



Mecânico de Manutenção Aeronáutica

AVIÔNICOS II

ELETRÔNICA

1ª Edição
23 de Outubro de 2003

INSTITUTO DE AVIAÇÃO CIVIL

DIVISÃO DE INSTRUÇÃO PROFISSIONAL

PREFÁCIO

Este volume, Eletrônica, contendo as matérias necessárias ao desenvolvimento da instrução referente a uma parte da habilitação Aviônicos, tem por finalidade padronizar a instrução em todos os cursos de formação de mecânicos de manutenção aeronáutica.

Este volume tem como complemento obrigatório, o conteúdo dos volumes Instrumentos e Sistemas Elétricos e Matérias Básicas.

Os assuntos técnicos estão aqui apresentados sob um ponto de vista generalizado e, de maneira nenhuma, devem substituir as informações e regulamentos oficiais fornecidos pelos fabricantes das aeronaves e autoridades aeronáuticas.

É proibida a reprodução total ou parcial deste volume sem a autorização do IAC (DIP).

É de nosso interesse receber críticas e sugestões às deficiências encontradas para as devidas alterações em uma próxima revisão.

A correspondência relativa a esse livro deverá ser endereçada a:

Instituto de Aviação Civil

Divisão de Instrução Profissional

Avenida Almirante Silvio de Noronha, 369, edifício anexo,

Rio de Janeiro - RJ - Brasil

CEP 20021-010

Ou enviada ao e-mail: dacg302@uninet.com.br

AVIÔNICOS II - ELETRÔNICA

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - CIRCUITOS REATIVOS

Circuito Reativo em série	1-1
Circuito RC em série	1-5
Circuito RCL em série	1-8
Ressonância em série	1-10
Circuito RL em paralelo	1-16
Circuito RC em paralelo.....	1-18
Circuito RCL em paralelo.....	1-20
Ressonância em paralelo e circuito tanque ideal	1-23
Circuito tanque real e circuito tanque com resistor em derivação	1-26
Filtros de freqüência.....	1-29

CAPÍTULO 2 - OSCILOSCÓPIO

Introdução	2-1
Tubos de raios catódicos	2-1
Circuito gerador de base de tempo	2-4
Funções básicas dos controles.....	2-5

CAPÍTULO 3 - REQUISITOS PARA ANÁLISE DE CIRCUITOS

Introdução.....	3-1
Fontes ou geradores de tensão constante	3-1
Fontes ou geradores de corrente constante.....	3-2
Elementos de circuitos.....	3-4
Teorema das estruturas elétricas.....	3-5
Divisor de tensão e divisor de corrente	3-9
Teorema da superposição	3-10
Teorema de <i>Thévenin</i>	3-11
Teorema de <i>Norton</i>	3-16
Conversão do equivalente de <i>Norton</i> para o equivalente de <i>Thévenin</i> e vice-versa	3-20
Teorema da máxima transferência de energia	3-22

CAPÍTULO 4 - DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

Introdução.....	4-1
Estrutura da matéria.....	4-1
Ligação atômica	4-2
Materiais semicondutores	4-2
Junção PN - Formação	4-4
Polarização de uma junção PN	4-7
Diodo semicondutor.....	4-7
Diodo retificador	4-8
Ruptura da junção PN	4-9
Aplicação do diodo retificador.....	4-9

Diodo em tensão alternada	4-10
---------------------------------	------

CAPÍTULO 5 - FONTES DE FORÇA ELETRÔNICA

Tipos de fontes de força	5-1
Circuitos retificadores	5-2
Filtros	5-5
Tipos de proteção contra sobrecarga	5-9

CAPÍTULO 6 - TRANSISTOR DE JUNÇÃO

Introdução	6-1
Formação das junções PNP e NPN	6-1
Ganhos e amplificação no transistor	6-3
Amplificador em configuração emissor comum	6-4
Curvas características do amplificador em emissor comum.....	6-6
Ganhos do transistor em emissor comum.....	6-8
Características estáticas e dinâmicas em um amplificador em emissor comum	6-9
Ganhos dinâmicos do circuito emissor comum	6-11
Amplificador em configuração coletor comum	6-12
Linha de carga no circuito coletor comum.....	6-14

CAPÍTULO 7 - ESTABILIZAÇÃO DA POLARIZAÇÃO DO TRANSISTOR

Introdução	7-1
Limitações dos transistores bipolares	7-1
Curva de máxima dissipação de potência	7-3
Instabilidade térmica dos transistores.....	7-5
Valores típicos de tensões de junção para transistores	7-8
Métodos de polarização para estabilização da I_c	7-9
Estabilização da polarização de estágios de potência	7-11
Resumo	7-13

CAPÍTULO 8 - AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS

Classificação geral dos amplificadores.....	8-1
Freqüências de operação	8-1
Classes de operação.	8-1
Sistemas de acoplamento.	8-3
Amplificadores de áudio básico.....	8-6
Amplificadores de áudio transistorizados.....	8-6

CAPÍTULO 9 - OSCILADORES TRANSISTORIZADOS

Introdução	9-1
Princípios de oscilação	9-1
Requisitos do circuito oscilador	9-2
Circuitos osciladores básicos	9-3
Multivibrador astável	9-7

CAPÍTULO 10 - TRANSISTORES ESPECIAIS

Introdução.....	10-1
Transistor de efeito de campo.....	10-1
Transistor de unijunção	10-4

CAPÍTULO 11 - CIRCUITOS INTEGRADOS

Introdução.....	11-1
Microeletrônica	11-1
Técnica de fabricação de circuitos integrados monolíticos.....	11-1
Tipos de encapsulamento e contagem de pinos	11-2

CAPÍTULO 12 - SENSORES

Sensor de umidade	12-1
Termistores.	12-1
Dispositivos fotossensíveis	12-2

CAPÍTULO 13 - REGULADORES DE TENSÃO

O diodo Zener como regulador de tensão.....	13-1
Características do diodo Zener.....	13-1
Especificações da tensão Zener.....	13-2
Impedância dinâmica.....	13-3
Limitações do diodo Zener.....	13-4
Aplicações do diodo Zener.....	13-4
Diodos Zener comerciais.....	13-5
Regulador eletrônico de tensão.....	13-7
Sumário.....	13-8

CAPÍTULO 14 - DIODOS ESPECIAIS

<i>Thyristores (RCR)</i>	14-1
Curva característica de um <i>Thyristor</i>	14-3
O <i>Triac</i>	14-7
<i>Diac</i>	14-8
<i>Fotothyristores</i>	14-9
<i>Thyristor</i> bloqueável	14-10
<i>Q14-10uadrac</i>	14-10
Diodo <i>Shockley</i>	14-10
Diodo Túnel	14-10
Diodos emissores de luz (<i>Led</i>).....	14-11
Sumário.....	14-13

CAPÍTULO 15 - DECIBÉIS

Introdução.....	15-1
Relações de tensão e corrente	15-2
Níveis de referência	15-2
Medida de potência	15-2

Medidores de potência	15-4
Sumário	15-4

CAPÍTULO 16 - AMPLIADORES OPERACIONAIS

Introdução	16-1
Características elétricas.....	16-1
Alimentação.....	16-1
Pinagem	16-1
Amplificador operacional como amplificador.....	16-2
Aplicações dos amplificadores operacionais.....	16-2

CAPÍTULO 17 - TÉCNICAS DIGITAIS

Sistema de numeração	17-1
Operações binárias.....	17-5
Álgebra de <i>Boole</i>	17-7
Circuitos de comutação.....	17-10
Famílias de circuitos lógicos.....	17-12
Circuitos combinacionais	17-15
Circuitos seqüenciais	17-19
Memórias	17-22
Conversão de sinais.....	17-24

CAPÍTULO 18 - SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO

Princípios da comunicação	18-1
Principais sistemas de radiocomunicações.....	18-12
Propagação das ondas eletromagnéticas e antenas	18-18
Finalidade de uma antena	18-21
Antenas básicas.....	18-23
Sistemas de intercomunicação	18-28
Sistema de alarme	18-42
Sistema gravador de voz.....	18-49
Sistemas de radiocomunicação.....	18-52
Transmissor Localizador de Emergência (ELT)	18-62
Sistema de Chamada Seletiva (SELCAL)	18-64

CAPÍTULO 19 - SISTEMAS DE NAVEGAÇÃO

Sistema anemométrico	19-1
Instrumentos de navegação.....	19-7
Sistema automático de direção	19-16
Sistema VOR/LOC – GS - MB	19-20
Equipamento Medidor de Distância (DME).....	19-29
Sistema <i>TRANSPONDER</i>	19-36
Rádio altímetro	19-39
Radar meteorológico.....	19-42
Piloto automático.....	19-49
Sistema de Referência de Atitude e Proa	19-61
Sistema de Instrumentação de Vôo – FIS	19-71

CAPÍTULO 20 - INTRODUÇÃO AOS COMPUTADORES

Histórico	20-1
Aplicações.....	20-1
Termos e convenções	20-2
Memória.....	20-3
Entrada e saída.....	20-3
Palavras do computador.....	20-4
Princípios de funcionamento	20-4
Unidade Central de Processamento (CPU)	20-6
Conceitos de fluxograma.....	20-8
Linguagem do computador	20-9

CAPÍTULO 1

CIRCUITOS REATIVOS

CIRCUITO REATIVO EM SÉRIE

Para que os equipamentos eletrônicos (rádio, radar etc.) possam desempenhar suas funções, os circuitos resistivos, indutivos e capacitivos são combinados em associações RL, RC e RLC. Em virtude de tais associações conterem reatâncias, as mesmas são chamadas de circuitos reativos. Todo circuito constituído por resistores e que não contenham quantidades apreciáveis de indutância ou capacitância, são considerados como circuitos resistivos.

Quando uma corrente alternada (CA) é aplicada a um circuito resistivo, a corrente e a tensão do circuito estarão em fase, conforme figura 1-1

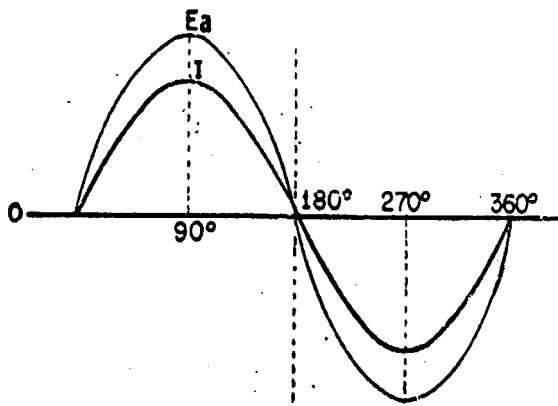


Figura 1-1

Ao se ligar um indutor em série com um resistor, a queda de tensão no resistor (E_R) estará em fase com a corrente (I_R); porém, a tensão no indutor (E_L) está adiantada de 90° .

A figura 1-2A nos mostra um circuito RL em série e a figura 1-2B, a relação de fase entre a corrente e a tensão no indutor e resistor.

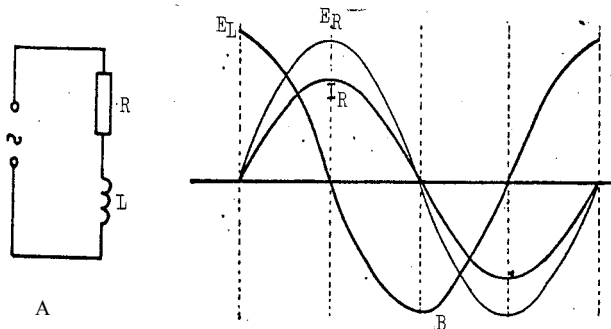


Figura 1-2

Desse modo, pode-se ver que a presença do indutor no circuito, resulta uma defasagem de 90° entre as tensões.

A tensão resultante de qualquer circuito RL pode ser determinada por meio de vetores.

Assim sendo, por intermédio do gráfico da figura 1-3, podemos achar a tensão resultante, que vem a ser a própria tensão aplicada.

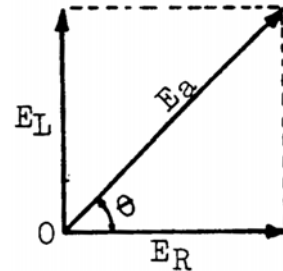


Figura 1-3

A tensão no resistor é tomada sobre o vetor horizontal e a tensão no indutor, sobre o vetor vertical: como as tensões estão defasadas de 90° , o ângulo entre elas será reto.

Traçando um paralelogramo baseado nestes dois vetores, teremos um vetor resultante (E_a) que é a hipotenusa de um triângulo retângulo. Segundo o teorema de Pitágoras o quadrado da hipotenusa é igual à soma dos quadrados dos catetos; logo:

$$E_a^2 = E_R^2 + E_L^2 \quad \text{ou}$$

$$E_a = \sqrt{E_R^2 + E_L^2}$$

Impedância

Quando um resistor e um indutor estão ligados em série, a oposição total à passagem da corrente não é uma simples soma aritmética, mas sim uma soma vetorial, em virtude da defasagem de 90° existente entre as tensões no circuito.

Suponha-se, por exemplo, que um resistor de 400 ohms esteja ligado em série com um indutor, cuja reatância indutiva seja de 300 ohms.

A oposição total à passagem da corrente não será de 700 ohms mas sim de 500 ohms.

Cálculo da Impedância

Por intermédio da lei de Ohm, a queda de tensão num resistor (E_R) é o produto da resistência (R) pela corrente (I_T), ou seja:

$$E_R = R \times I_T$$

Como X_L representa a oposição ao fluxo da corrente, a tensão no indutor (E_L) será:

$$E_L = X_L \times I_T$$

Já que, a tensão aplicada (E_a) no circuito é o produto da corrente (I_T) pela oposição total (Z_T), logo:

$$E_a = Z_T \times I_T$$

Uma vez que:

$$E_a = \sqrt{E_R^2 + E_L^2}$$

Logo teremos:

$$E_a = \sqrt{(R \times I_T)^2 + (X_L \times I_T)^2}$$

$$Z_T \times I_T = \sqrt{I_T^2 (R^2 + X_L^2)}$$

$$Z_T \times I_T = I_T \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

Desse modo, a impedância de um circuito R_L em série, é igual a raiz quadrada da soma dos quadrados da resistência e da reatância indutiva.

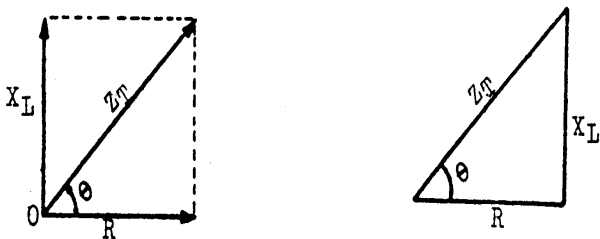


Figura 1-4

Assim, podemos traçar o diagrama vetorial, conforme figura 1-4, uma vez que Z_T corresponde à hipotenusa e $R^2 + X_L^2$, à soma dos quadrados dos catetos.

Ângulo de Fase

Denomina-se ângulo de fase (θ), ao ângulo formado pelo vetor da tensão aplicada ao circuito (E_a), com o vetor da tensão (E_R), conforme a figura 1-5.

Tomando-se por base o valor da corrente, o ângulo de fase θ será positivo, contando no sentido inverso dos ponteiros do relógio, a partir dessa referência. Uma vez conhecido o ângulo θ podemos, também determinar se o circuito é resistivo, indutivo ou capacitivo, da seguinte forma: o circuito será resistivo quando θ , for igual a zero, indutivo quando θ for positivo e capacitivo quando θ for negativo.

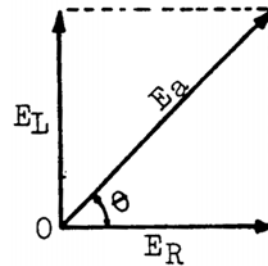


Figura 1-5

O ângulo de fase θ poderá ser determinado por meio das funções trigonométricas dos diagramas das figuras 1-6 e 1-7

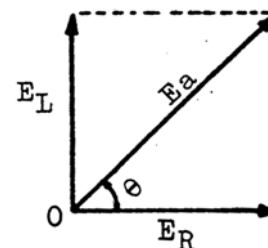


Figura 1-6

$$\text{Logo: } \operatorname{tg} \theta = \frac{E_L}{E_R} \quad \cos \theta = \frac{E_R}{E_a}$$

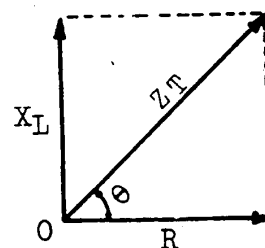


Figura 1-7

$$\text{Logo: } \operatorname{tg} \theta = \frac{X_L}{R} \quad \cos \theta = \frac{R}{Z_T}$$

Potência Elétrica

No estudo dos circuitos resistivos, a potência dissipada por um resistor, foi determinada pelo produto de tensão (E_a) pela corrente (I_T), ou seja: $P_T = E_a \cdot I_T$ isto, porém não acontece num circuito de CA que contenha resistência e indutância.

A corrente no circuito fluirá, sendo limitada pela impedância, mas a energia utilizada para produzir o campo magnético será desenvolvida à fonte no desenvolvimento do mesmo.

Portanto, num circuito de CA que contenha resistência, parte da potência é dissipada no resistor sob a forma de calor e parte é devolvida à fonte.

Assim sendo, o produto, $P_T = E_a \cdot I_T$ não só dá a potência que realmente está sendo consumida pelo circuito, mas sim uma potência que aparenta estar sendo absorvida.

Este produto é chamado de potência aparente (P_A), sendo expresso volt/ampère (VA), e não em watts, para diferenciar da potência real.

A potência aparente (P_A), poderá ser calculada por qualquer uma das equações abaixo:

$$P_A = E_a \cdot I_T$$

$$P_A = I_T^2 \cdot Z_T$$

$$P_A = \frac{E^2}{Z_T}$$

Sempre que a corrente circula num circuito que contenha resistência e reatância, haverá sempre por parte do resistor, uma dissipação de potência, que é chamada potência real (P_R), verdadeira ou efetiva do circuito, sendo expressa em watts.

Portanto, para se achar a potência real de um circuito que contenha resistência e reatância, basta calcular apenas a potência dissipada pelo

resistor, a qual será o produto da tensão no resistor (E_R) pela corrente (I_T), ou seja:

$$P_R = E_R \cdot I_T$$

$$\text{Uma vez que: } \cos \theta = \frac{E_R}{E_a}$$

$$\text{Logo: } E_R = E_a \cdot \cos \theta$$

$$\text{Portanto: } P_R = E_a \cdot I_T \cdot \cos \theta$$

Fator de Potência:

O fator de potência de um circuito, é muito importante, porque ele nos permite converter a potência aparente, em potência real ou efetiva.

Define-se como fator de potência (f_p), a relação entre a potência real (P_r) e a potência aparente (P_a) de um circuito.

$$f_p = \frac{P_R}{P_A}$$

Como:

$$P_R = E_a \cdot I_T \cdot \cos \theta \text{ e } P_A = E_a \cdot I_T$$

$$\text{Logo: } f_p = \frac{E_a I_T \cdot \cos \theta}{E_a I_T}$$

$$f_p = \cos \theta$$

$$\text{Porém, como: } \cos \theta = \frac{R}{Z_T}$$

$$\text{Logo: } f_p = \frac{R}{Z_T}$$

Em conseqüência, o fator de potência poderá ser calculado por qualquer um das três equações apresentadas.

O fator de potência é usualmente expresso em fração decimal ou porcentagem.

Exercício resolvido:

Calcular o fator de potência de um circuito, sabendo-se que a potência aparente é de 400 VA (Volt/Ampère) e a potência real é de 200 Watts.

$$P_a = 400VA$$

$$P_R = 200W$$

$$\text{Logo: } I_T = \frac{100}{100} \quad I_T = 1A$$

$$\text{Como: } f_p = \frac{P_R}{P_A}$$

$$\text{Logo: } f_p = \frac{200}{400}$$

$$f_p = 0,5 \text{ ou } 50\%$$

Lei de Ohm

A lei de ohm para circuitos de CA, diz que, a corrente (I_T) é diretamente proporcional à tensão (E_a) e inversamente proporcional à impedância (Z_T). Logo, teremos:

$$I_T = \frac{E_a}{Z_T}$$

Exercício resolvido

Calcule a corrente total do circuito da figura 1-8.

Dados:

$$R = 60 \text{ ohms}$$

$$E_a = 100V$$

$$X_L = 80 \text{ ohms}$$

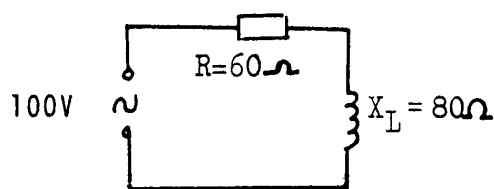


Figura 1-8

$$\text{Uma vez que: } Z_T = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

Logo:

$$Z_T = \sqrt{60^2 + 80^2} \quad Z_T = 100\text{ohms}$$

$$\text{Como: } I_T = \frac{E_a}{Z_T}$$

Frequência de Corte

Qualquer circuito que contenha reatância, não responderá igualmente a todas as frequências.

Ao analisarmos um circuito RL, vimos que seu comportamento foi diferente nas altas frequências em relação às baixas. No processo de análise, somente uma simples frequência de cada vez foi aplicada ao circuito.

Contudo, se um sinal contendo uma faixa de frequências é aplicado ao circuito série RL, a reação do circuito será diferente para cada frequência individual contida neste sinal.

Por exemplo, conforme a frequência diminui, a corrente total aumenta. Haverá mais corrente circulando para as baixas frequências do que para as altas frequências.

O valor da resistência de um circuito, todavia não é afetada por uma variação de frequência, mas X_L é uma função direta da frequência. Portanto, num circuito de CC, a oposição da bobina é desprezível e o circuito é considerado resistivo; o ângulo de fase é zero e a potência real estará no seu máximo valor.

Exemplo:

Considere o circuito série consistindo de um resistor de 80 ohms e uma bobina de 12,73 mH, com uma tensão aplicada de 100 vcc.

Desde que o ângulo de fase é zero, a impedância do circuito será igual a 80 ohms. A corrente será:

$$I_T = \frac{E_a}{Z_T} \quad I_T = \frac{100}{80} \quad I_T = 1,25A$$

A potência real do circuito terá como valor:

$$P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

$$P_R = 100 \times 1,25 \times 1$$

$$P_R = 125W$$

A fonte de CC é substituída por uma fonte de CA de frequência variável, com 100v RMS de saída. Ao se aumentar a frequência de saída da fonte, a reatância indutiva (X_L) aumentará,

enquanto o valor do resistor permanecerá em 80 ohms.

Quando a frequência atingir a 500Hz, X_L terá aumentando para 40 ohms.

Calculando os valores teremos:

$$Z_T = 89,4 \text{ ohms}$$

$$I_T = 1,1 \text{ A}$$

$$\cos \theta = 0,89$$

Usando os valores acima observaremos que a potência real do circuito diminui com o aumento da frequência:

$$P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

$$P_R = 100 \times 1,1 \times 0,89$$

$$P_R = 97,9 \text{ W}$$

Conforme a frequência é aumentada ainda mais, a corrente continuará a diminuir e X_L continuará a aumentar.

Eventualmente atingiremos uma frequência na qual X_L será igual a resistência.

Por exemplo em 1 KHz:

$$X_L = 2\pi \times f \times L$$

$$X_L = 6,28 \times 10^3 \times 12,73 \times 10^{-3}$$

$$X_L = 79,94 \text{ ohms}$$

Portanto em 1 KHz, $X_L = R$. O ângulo de fase do circuito é de 45° e a impedância total é de 113 ohms.

Desde que $X_L = R$, as tensões E_L e E_R também são iguais.

A potência real do circuito é:

$$P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

$$P_R = 100 \times 0,884 \times 0,707$$

$$P_R = 62,5 \text{ W}$$

Nota-se que a potência real foi diminuída para a metade de seu valor máximo de 125W. A frequência em que $X_L = R$ $E_L = E_R$ e a potência real foi diminuída para à metade de seu valor máximo, é denominada de frequência de corte, ponto de meia potência, ou ponto 0,707.

O termo frequência de corte é usado porque, para frequências abaixo do ponto de corte, a resposta do circuito é considerada (em muitos casos) abaixo de um valor utilizável.

Na frequência de corte, a tensão de corte (E_{CO}) assim como a corrente de corte (I_{CO}), serão respectivamente:

$$E_{CO} = E_a \times 0,707$$

$$I_{CO} = I_M \times 0,707$$

Uma fórmula pode ser deduzida para determinar a frequência de corte (f_{CO}) da seguinte maneira:

Na frequência de corte:

$$R = X_L$$

Como:

$$X_L = 2\pi \times f \times L$$

$$\text{Então: } R = 2\pi \times f \times L$$

$$\text{Teremos: } R = 2\pi \times f_{CO} \times L$$

$$f_{CO} = \frac{R}{2\pi \times L}$$

Onde:

$$f_{CO} = \text{frequência de corte (Hertz)}$$

$$R = \text{Resistência (Ohms)}$$

$$L = \text{indutância em (Henry)}$$

CIRCUITO RC EM SÉRIE

As considerações básicas feitas para o circuito RL em série continuam a ter valor para o circuito RC em série que agora vamos estudar e no qual temos um resistor e um capacitor associados, como mostra a figura 1-9.

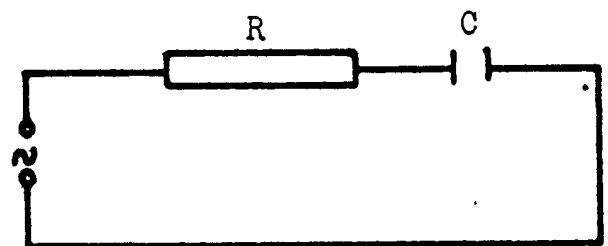


Figura 1-9

Num circuito série contendo resistor e capacitor, a queda de tensão no resistor (E_R) está em fase com a corrente; porém, a queda de tensão no capacitor (E_C) está atrasada de 90° , em relação a E_R , conforme nos mostra a figura 1-10.

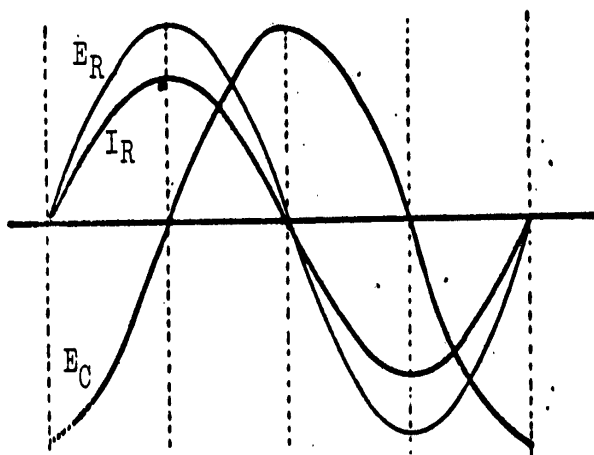


Figura 1-10

Assim, por intermédio do gráfico da figura 1-11, podemos achar a tensão resultante (E_a) que vem a ser a própria tensão aplicada, através da composição vetorial entre E_R e E_C .

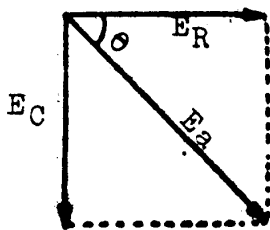


Figura 1-11

Do gráfico, tiramos a seguinte equação para o cálculo da tensão aplicada (E_a) ao circuito:

$$E_a = \sqrt{E_R^2 + E_C^2}$$

Ainda, podemos concluir que a tensão resultante (E_a) está atrasada em relação a E_R de um ângulo θ negativo.

Impedância

Num circuito contendo resistor e capacitor, a oposição à passagem da corrente não é uma soma aritmética, mas sim uma soma vetorial semelhante ao circuito RL em série.

De acordo com o gráfico da figura 1-12, a impedância ou oposição total ao fluxo da corrente no circuito, será expressa pela equação:

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

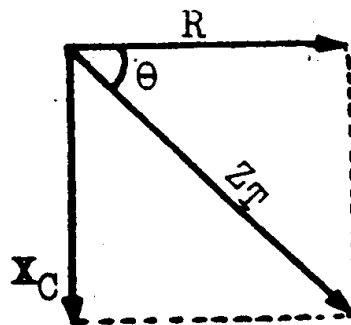


Figura 1-12

Ângulo de Fase

O ângulo de fase θ , como já vimos, é o ângulo formado pelo vetor da tensão aplicada (E_a) com o vetor da tensão (E_T), conforme nos mostra a figura 1-13. É fácil de se verificar que o ângulo de fase é negativo.

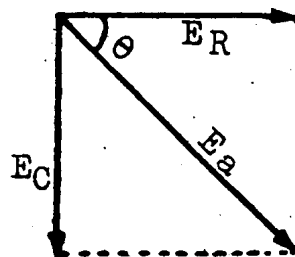


Figura 1-13

O ângulo de fase θ poderá ser determinado por meio das funções trigonométricas dos diagramas das figuras 1-14 e 1-15.

Como:

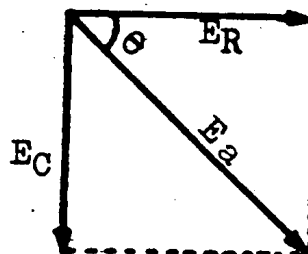


Figura 1-14

$$\text{Logo: } \operatorname{tg} \theta = \frac{E_C}{E_R} \quad \cos \theta = \frac{E_R}{E_a}$$

Como:

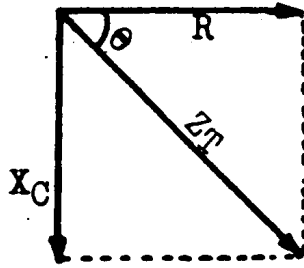


Figura 1-15

$$\text{Logo: } \tan \theta = \frac{X_C}{R} \quad \cos \theta = \frac{R}{Z_T}$$

Potência Elétrica

Todo circuito que contenha resistência e reatância, parte de potência é dissipada no resistor sob a forma de calor e parte é devolvida à fonte. Portanto, o produto $P_T = E_a \times I_T$, não nos dá a potência que está sendo consumida pelo circuito.

Este produto é chamado de potência aparente (P_A).

A potência aparente poderá ser calculada por qualquer umas das equações abaixo:

$$P_A = E_a \times I_T$$

$$P_A = I_T^2 \times Z_T$$

$$P_A = \frac{E_a^2}{Z_T}$$

Sempre que a corrente circule num circuito que contenha resistência e reatância, haverá sempre por parte do resistor, uma dissipação de potência, que é chamada de potência real, verdadeira ou efetiva do circuito.

Podemos calcular a potência real de um circuito, por intermédio das equações abaixo:

$$P_R = E_R \times I_T \quad \text{e}$$

$$P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

Fator de Potência

Fator de potência é a relação entre a potência real (P_R) e a potência aparente (P_A)

de um circuito. O fator de potência (f_p) poderá ser calculado por qualquer uma das equações seguintes:

$$f_p = \frac{P_R}{P_A} \quad f_p = \cos \theta \quad f_p = \frac{R}{Z_T}$$

Frequência de Corte

Um circuito série RC apresentará uma discriminação de frequência similar, em muitos aspectos, àquela encontrada em um circuito série RL.

Os termos frequência de corte, ponto de meia potência e frequência crítica têm o mesmo significado, conforme previamente definidos. Nos circuitos séries, a tensão desenvolvida nos componentes reativos, depende da reatância do componente a qual, por sua vez, depende da frequência.

Como X_C é uma função inversa da frequência, logo, à medida que a frequência for aumentada, a reatância do capacitor diminuirá e a tensão será dividida entre o resistor e o capacitor.

A frequência de corte será atingida quando a tensão estiver dividida igualmente entre R e C.

A frequência de corte de um circuito série RC pode ser determinada da seguinte maneira:

Desde que a frequência de corte (f_{CO}) ocorre quando: $R = X_C$

Substituindo a equação para X_C , teremos:

$$R = \frac{1}{2 \pi \times f \times C}$$

Substituindo f por f_{CO} , teremos:

$$R = \frac{1}{2 \pi \times f_{CO} \times C}$$

$$\text{Logo: } f_{CO} = \frac{1}{2 \pi \times R \times C}$$

Onde: f_{CO} = frequência de corte (Hertz)

R = resistência (ohms)

C = capacitância (Farad)

CIRCUITO RCL EM SÉRIE

Quando se aplica uma CA em um circuito série contendo resistor, capacitor e indutor, conforme figura 1-16, é necessário levar em consideração o fato de que os ângulos de fase entre a corrente e a tensão diferem em todos os três elementos.

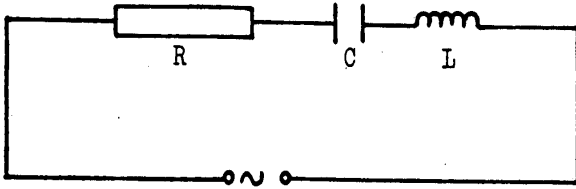


Figura 1-16

Tomando-se a corrente de um circuito série como referência, temos: No resistor, a tensão (E_R) está em fase; no indutor, a tensão (E_L) está adiantada de 90° e no capacitor, a tensão (E_C) está atrasada de 90° . Como em qualquer circuito série, a corrente é a mesma, através de todos seus componentes, podemos concluir que E_L está adiantada de 90° de E_R e E_C , atrasada de 90° de E_R , conforme nos mostra a figura 1-17A.

Logo, podemos compor o diagrama vetorial, conforme figura 1-17B:

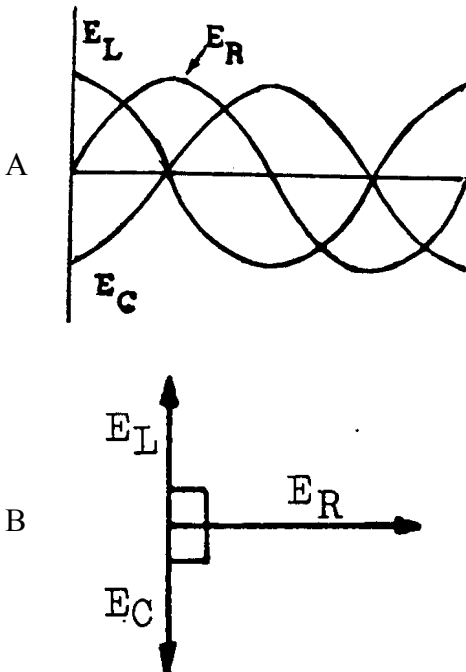


Figura 1-17

A soma vetorial das tensões E_R , E_L e E_C é igual à tensão aplicada (E_a) ao circuito. Como a tensão no capacitor E_C e a tensão no indutor E_L estão defasadas 180° , logo, a tensão resultante da composição vetorial entre E_L e E_C é a diferença, já que são vetores diretamente opostos entre si. Esta tensão resultante será somada vetorialmente com a queda de tensão no resistor (E_R), para a determinação da tensão aplicada (E_a) ao circuito. Isto é expresso pelo gráfico da figura 1-18.

Pelo teorema de Pitágoras, teremos:

$$E_a = \sqrt{E_R^2 + (E_L - E_C)^2}$$

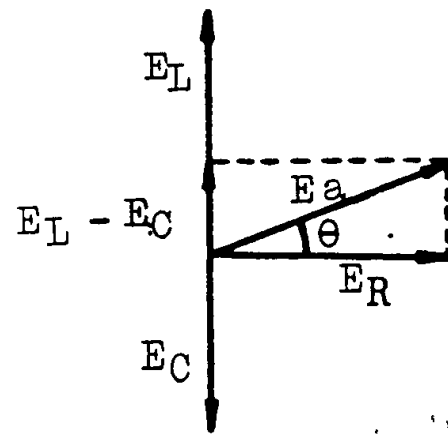


Figura 1-18

Impedância

O raciocínio para o cálculo da impedância de um circuito RCL em série de CA é semelhante ao que foi visto para o cálculo da

Assim tensão aplicada., a primeira operação será a diferença entre X_L e X_C , em virtude de serem vetores diretamente opostos entre si, conforme nos mostra a figura 1-19.

Este resultado será composto vetorialmente com o valor da impedância.

Pelo teorema de Pitágoras, teremos:

$$Z_T = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

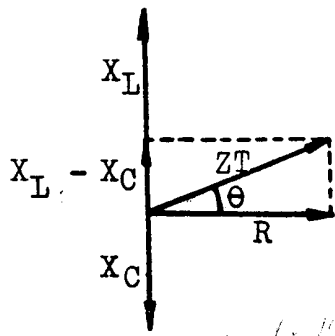


Figura 1-19

Ângulo de Fase

O ângulo de fase θ , como já vimos, é o ângulo formado pelo vetor da tensão aplicada (E_a), com o vetor da tensão (E_R) e poderá ser determinado por meio das funções trigonométricas dos diagramas das figuras 1-20 e 1-21.

Como:

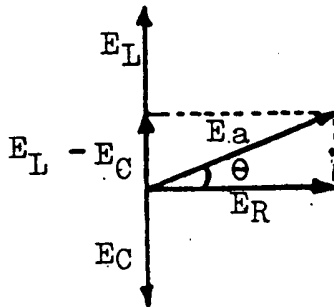


Figura 1-20

Logo:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{E_L - E_C}{E_R}$$

$$\cos \theta = \frac{E_R}{E_a}$$

Como:

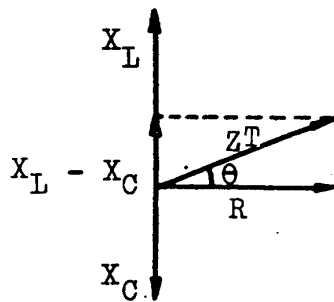


Figura 1-21

$$\operatorname{Logo:} \operatorname{tg} \theta = \frac{X_L - X_C}{R}$$

$$\cos \theta = \frac{R}{Z_T}$$

Classificação dos Circuitos RCL em Série:

- Quando X_L for maior que X_C ou E_L maior que E_C temos: θ positivo, circuito RL;
- Quando X_C for maior que X_L ou E_C maior que E_L temos: θ negativo, circuito RC;
- Quando X_L for igual a X_C ou E_L igual a E_C temos: θ igual a zero, circuito resistivo.

Potência aparente, real e fator de potência

Empregam-se as mesmas equações já vistas nos circuitos RL ou RC, ou seja:

$$P_A = E_a \times I_T \quad P_A = I_T^2 \times Z_T$$

$$P_A = \frac{E_a^2}{Z_T}$$

$$P_R = E_R \times I_T \quad P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

$$f_p = \frac{P_R}{P_A} \quad f_p = \cos \theta$$

$$f_p = \frac{R}{Z_T}$$

Exercício resolvido:

Determine no circuito da figura 1-22, a impedância, o fator de potência, a intensidade da corrente, a potência aparente, real e a tensão em cada um dos elementos.

Dados:

$$X_L = 900 \text{ ohms}$$

$$X_C = 500 \text{ Ohms}$$

$$R = 300 \text{ ohms}$$

$$E_a = 125V$$

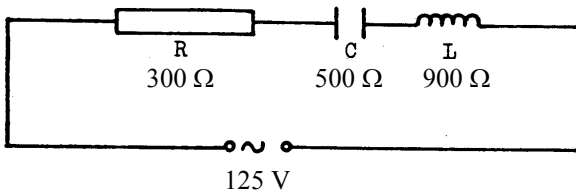


Figura 1-22

Cálculo da impedância

$$Z_T = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$Z_T = \sqrt{300^2 + (900 - 500)^2}$$

$$Z_T = 500 \Omega$$

Cálculo do fator de potência:

$$\cos \theta = \frac{R}{Z_T} \quad \cos \theta = \frac{300}{500}$$

$$\cos \theta = 0,6$$

$$\text{Como: } f_p = \cos \theta$$

$$\text{Logo: } f_p = 0,6 \text{ ou } 60\%$$

Cálculo da intensidade da corrente:

$$I_T = \frac{E_a}{Z_T} \quad I_T = \frac{125}{500}$$

$$I_T = 0,25A \text{ ou } 250 \text{ mA}$$

Cálculo da potência aparente:

$$P_A = E_a \times I_T \quad P_A = 125 \times 0,25$$

$$P_A = 31,25VA$$

Cálculo da potência real:

$$P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

$$P_R = 125 \times 0,25 \times 0,6$$

$$P_R = 18,75W$$

Cálculo da tensão no resistor:

$$E_R = R \times I_T \quad E_R = 300 \times 0,25$$

$$E_R = 75V$$

Cálculo da tensão no indutor:

$$E_L = X_L \times I_T \quad E_L = 900 \times 0,25$$

$$E_L = 225V$$

Cálculo da tensão no capacitor:

$$E_C = X_C \times I_T \quad E_C = 500 \times 0,25$$

$$E_C = 125V$$

RESSONÂNCIA EM SÉRIE

Os fenômenos de um circuito ressonante constituem uma característica muito significativa dos circuitos eletrônicos. São encontrados em rádio, radar, televisão, aplicações em projéteis teleguiados, etc. A forma que um aparelho de rádio pode sintonizar uma estação desejada, encontra sua resposta no estudo dos circuitos ressonantes.

Quando é estabelecida a igualdade entre a reatância indutiva e a reatância capacitiva ($X_L = X_C$), a qual determina a igualdade entre as tensões $E_L = E_C$, dizemos que o circuito está em ressonância.

Esta condição é desejável em vários circuitos usados em eletrônica, mas pode trazer conseqüências desagradáveis, com danos para os elementos de um circuito, quando não é prevista.

Sabemos que a reatância indutiva é diretamente proporcional à frequência e que a reatância capacitiva é inversamente proporcional à mesma.

Assim, quando aplicamos uma CA a um circuito RCL em série e fazemos a frequência variar desde um valor praticamente nulo a um valor alto, podemos observar o crescimento da reatância indutiva e a queda da reatância capacitiva.

Numa determinada frequência as duas grandezas tornam-se iguais, veja a figura 1-23, e o circuito apresenta características que correspondem à condição denominada ressonância.

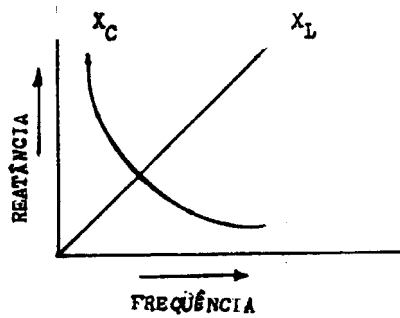


Figura 1-23

Impedância

Quando o circuito RCL em série entra em ressonância, a reatância total do circuito é zero, uma vez que X_L e X_C se anulam mutuamente porque estão 180° defasadas. É claro, portanto, que quando $X_L = X_C$ a impedância (Z_T) do circuito será a própria resistência (R), uma vez que:

$$Z_T = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

Como: $X_L = X_C$

Logo: $Z_T = R$

Do exposto, é evidente, que quando um circuito RCL em série entra em ressonância, a corrente do circuito é máxima, uma vez que a impedância é mínima, pois a única oposição que o circuito oferece deve-se somente à sua resistência. Portanto, a corrente de um circuito RCL em série atinge seu maior valor no ponto de ressonância.

Análise do Circuito Ressonante

O estudo feito até agora registra as condições de um circuito sintonizado no ponto de ressonância; contudo, para que se possa entender melhor o comportamento do circuito, é necessário analisar as condições que nele existem, em ambos os lados da ressonância.

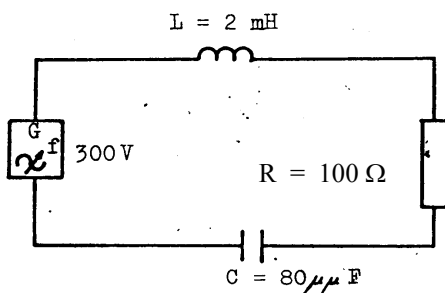


Figura 1-24

Na figura 1-24, temos circuito RCL em série, em que podemos calcular a tensão, a corrente e a impedância.

A frequência do gerador pode ser variada de 100 a $600 K_{HZ}$, permitindo dessa maneira que se observe a conduta do circuito ao entrar e ao sair de ressonância.

A corrente do circuito é calculada para as diversas frequências do gerador. Empregando-se as equações já conhecidas, para $100 K_{HZ}$, tem-se:

$$X_L = 2 \pi f \times L$$

$$X_L = 6,28 \times 2 \times 10^2$$

$$X_L = 6,28 \times 10^5 \times 2 \times 10^{-3}$$

$$X_L = 1256 \text{ ohms}$$

Como: $X_C = \frac{1}{2 \pi f \times C}$

$$X_C = \frac{1}{6,28 \times 10^5 \times 8 \times 10^{-11}}$$

$$X_C = 19890 \text{ ohms}$$

A reatância efetiva ou total do circuito (X) pode então ser calculada:

$$X = X_C - X_L$$

$$X = 19890 - 1256$$

$$X = 18634$$

A impedância do circuito será:

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Como X é 200 vezes maior que R , a impedância pode ser considerada, na prática, igual à própria reatância.

Então, ter-se-á: $Z_T = 18634$

A corrente I_T , calcula-se pela Lei de

Ohm, logo teremos: $I_T = \frac{E_a}{Z_T}$

$$I_T = \frac{3000}{18634} \quad I_T = 16 \text{ mA}$$

Em uma análise do comportamento do circuito, podem-se calcular os valores acima determinados entre os limites de trabalho do equipamento (100 a 600KHz).

A tabela abaixo (figura 1-25) relaciona os valores das reatâncias, a diferença entre elas, a impedância e a corrente no circuito, para cada frequência de operação.

FREQ.	X_L	X_C	x	R	Z	E	I
KHz	OHM	OHM	$x_L - x_C$	OHM	OHM	VOLT	AMPERE
100	1256	19890	18634	100	18634	300	0,016
200	2512	9945	7433	100	7433	300	0,04
398	5000	5000	ZERO	100	100	300	3
500	6280	3978	2302	100	2302	300	0,13
600	7536	3315	4221	100	4221	300	0,071

Figura 1-25

A figura 1-26 apresenta o gráfico da variação da corrente em função da frequência. O conjunto gráfico e tabela mostra claramente que, na frequência de ressonância (398), a impedância é mínima (igual a R), a corrente é máxima e as reatâncias são iguais.

Portanto, um circuito série ressonante RCL atua como se fora um circuito simples, unicamente resistivo. O fluxo da corrente é limitado exclusivamente pela resistência.

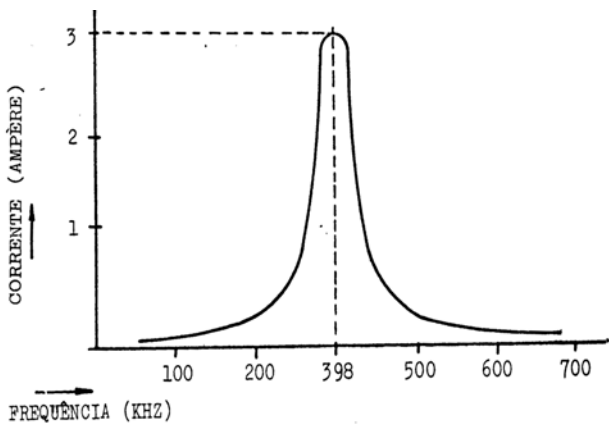


Figura 1-26

Todavia, as tensões nos elementos reativos, embora iguais e opostas, podem atingir valores bastante elevados. Essas tensões são determinadas pela corrente que percorre o circuito multiplicado pela reatância do elemento (Lei de Ohm).

No circuito da figura 27, temos o circuito RCL em ressonância, onde os medidores nos mostram as leituras das tensões e correntes.

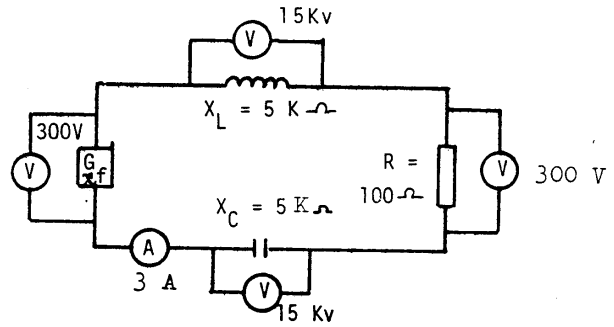


Figura 1-27

$$E_L = I_T \times X_L = 3 \times 5000 = 15000 \text{ v}$$

$$E_C = I_T \times X_C = 3 \times 5000 = 15000 \text{ v}$$

A tensão em L ou C é igual a 50 vezes a tensão aplicada. A tensão reativa depende da corrente que percorre o circuito a qual, por sua vez, depende da resistência ôhmica.

Desta forma, um circuito ressonante de resistência pequena é capaz de gerar tensões elevadas através das reatâncias.

Isto se aplica a circuitos que necessitam de um ganho de tensão, embora lhes seja aplicada uma baixa tensão.

Frequência de Ressonância

A frequência em que um circuito RCL em série entra em ressonância pode ser determinada da seguinte maneira:

$$\text{Como: } X_L = X_C$$

Logo teremos:

$$2 \pi f \times L = \frac{1}{2 \pi f \times C}$$

$$4 \pi^2 \times f^2 \times C \times L = 1$$

$$f^2 = \frac{1}{4 \pi^2 \times L \times C}$$

$$f_r = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L \times C}}$$

Onde:

f_r = frequência de ressonância (Hertz)

L = indutância (Henry)

C = Capacitância (Farad)

Um exame da equação em apreço faz-nos concluir que a resistência do circuito não influi na sua frequência de ressonância e que esta só depende do produto LC. Isto significa que circuitos com valores diferentes para L e para C podem entrar em ressonância na mesma frequência, desde que os produtos LC sejam iguais.

Por isto, podem-se fazer num circuito, várias combinações de L e C, obtendo-se o mesmo produto. Sendo constante o produto, constante será também a frequência de ressonância. Exemplo: uma indutância de 0,5 mH e uma capacitância de 32 $\mu\mu$ F irão ressonar na mesma frequência (398_{HZ} que uma bobina de 2 mH e uma capacitância de 80 $\mu\mu$ F.

Curvas de Ressonância

Como já foi visto, a frequência de ressonância independe do valor da resistência do circuito. Um circuito que tenha uma resistência de 100 ohms terá a mesma frequência de ressonância que um circuito com 1 ohm de resistência, desde que o produto LC seja constante, em ambos os casos. Entretanto, a intensidade da corrente no circuito cresce à medida que a resistência diminui.

Se fosse possível montar um circuito com resistência nula, a corrente na ressonância seria infinitamente grande.

Na prática, a resistência nunca é nula, mas pode ser elevada e dentro dos limites finitos. Na figura 1-28, temos algumas curvas típicas de ressonância para um circuito que tenha os mesmos valores L e C, mas valores diferentes para a resistência.

A diferença entre os valores de pico de cada um das curvas deve-se ao fato das resistências possuírem valores diferentes. Observe-se também que à medida que a resistência R aumenta, as curvas de respostas tornam-se mais achatadas e mais largas nas proximidades da frequência de ressonância.

Se a resistência de um circuito ressonante for muito grande, o circuito perde sua utilidade como seletor de frequência, por ser diminuta a discriminação do fluxo de corrente entre as frequências que são e as que não o são.

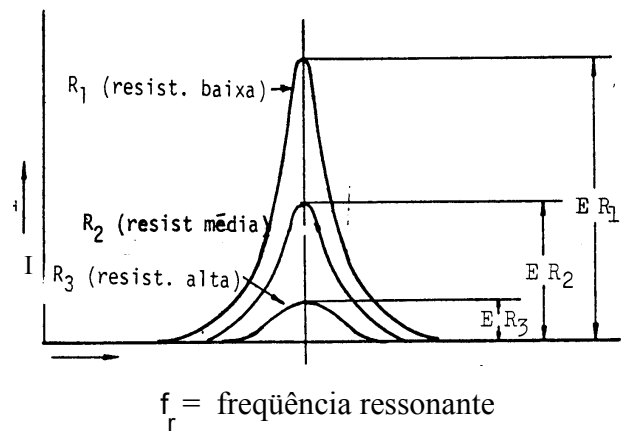


Figura 1-28

Assim, o circuito perde a vantagem de seletividade de frequência.

O “Q” e a seletividade

A fim de que os receptores de rádio possam desempenhar suas funções, é necessário que este seleccione uma estreita faixa de frequência, rejeitando as demais.

Só assim se conseguirá separar emissoras que se acham muito próximas no dial do rádio.

Quanto mais estreita for a faixa de frequência, maior será sua seletividade. Portanto, seletividade é a aptidão que tem um receptor de seleccionar um sinal, entre muitos outros de frequências próximas.

A seletividade de um aparelho é determinada pelos seus circuitos sintonizados.

Quanto menor possamos fazer a resistência de uma bobina, com respeito à sua reatância, maior será a seletividade.

A seletividade de uma bobina é medida pela relação “Q” que é igual à sua reatância dividida pela sua resistência.

Como a resistência de um capacitor é mais baixa do que a resistência de uma bobina, esta constitui o elo mais fraco do circuito sintonizado.

O “Q” do circuito sintonizado é o “Q” da bobina.

$$Q = \frac{X_L}{R}$$

Como:

$$X_L = \frac{E_L}{I_T} \quad \text{e} \quad R = \frac{E_a}{I_T}$$

$$\text{Logo: } Q = \frac{\frac{E_L}{I_T}}{\frac{E_a}{I_T}}$$

$$Q = \frac{E_L}{I_T} \times \frac{I_T}{E_a}$$

$$Q = \frac{E_L}{E_a}$$

Portanto, o “Q” de um circuito série ressonante vem a ser também a relação que existe entre a tensão no indutor ou no capacitor ($E_L = E_C$) e a tensão aplicada (E_a) ao circuito.

A expressão anterior indica que o “Q” varia inversamente com a resistência do circuito; quanto mais baixa a resistência, maior será o “Q”.

As curvas de ressonância indicam que, quanto mais baixa for a resistência do circuito, maior será sua discriminação de frequência. Por isto, o “Q” indica a capacidade de um circuito ressonante para selecionar ou rejeitar uma determinada faixa de frequência, sendo por isso, conhecido como fator de qualidade ou mérito de um circuito.

Quanto maior for o “Q” de um circuito ressonante em série, maior será seu valor como seletor de frequência.

Influência do “Q” no Ganho de Tensão

No circuito da figura 1-27, as tensões nas reatâncias por ocasião da ressonância são de 15000 volts, ao passo que a tensão aplicada (que é a mesma da resistência) é de 300 volts.

Esta alta tensão depende diretamente da corrente que percorre o circuito, a qual, por sua vez, depende da tensão aplicada e da resistência.

Comparando-se a tensão em uma das reatâncias com a tensão aplicada, tem-se uma idéia exata da qualidade do circuito ressonante.

O circuito ressonante em série amplifica a tensão aplicada na frequência de ressonância. Se as perdas do circuito são baixas, o “Q” do circuito será alto e a amplificação de tensão será relativamente grande. A amplificação de tensão do circuito da figura 1-27, será de:

$$Q = \frac{E_L}{E_a}$$

$$Q = \frac{15000}{300} \quad Q = 50$$

Largura de Faixa

Largura de faixa (Band Width) ou faixa de passagem de um circuito é uma faixa de frequência na qual a variação da tensão aplicada, produz resposta que não difere muito da obtida na frequência de ressonância.

Os limites mínimos da resposta em geral, são tomadas na curva de ressonância a 0,707 do valor máximo da corrente ou tensão, conforme o que se esteja calculando.

Na figura 1-29, a área sombreada representa a faixa de frequência para a qual a corrente é maior que 0,707 do valor de pico. Observe-se que a metade desta faixa fica acima da frequência de ressonância (f_r até f_2) e a outra metade abaixo (f_r até f_1).

As duas frequências, uma acima e outra abaixo da ressonância, nas quais são obtidas respostas mínimas, formam os limites da largura da faixa aceita do circuito.

Os pontos f_1 e f_2 são chamados pontos de meia potência, em virtude desses pontos corresponderem a 50% da potência máxima.

A largura da faixa de passagem, também conhecida como passa banda (band pass), pode ser determinada pela seguinte equação:

$$Bw = f_2 - f_1$$

Em que:

Bw = faixa de passagem (Hertz)

f_2 = frequência mais alta que passa pelo circuito (Hertz)

f_1 = frequência mais baixa que passa pelo circuito (Hertz)

Todavia, como o “Q” do circuito determina a largura total da curva de ressonância, a faixa de passagem também pode ser calculada baseando-se na frequência de ressonância (f_r) e no “Q” do circuito, ou seja:

$$Bw = \frac{f_r}{Q}$$

Em que:

B_w = faixa de passagem (Hertz)

f_r = frequência de ressonância (Hertz)

Q = qualidade ou ganho

Nesta fórmula, permite ver-se que quanto maior for o "Q", menor será a faixa de passagem e, inversamente, quanto menor for o "Q", maior será a faixa de passagem.

A frequência mais baixa que passa pelo circuito (f_1) assim como a mais alta (f_2) podem ser calculadas da seguinte maneira:

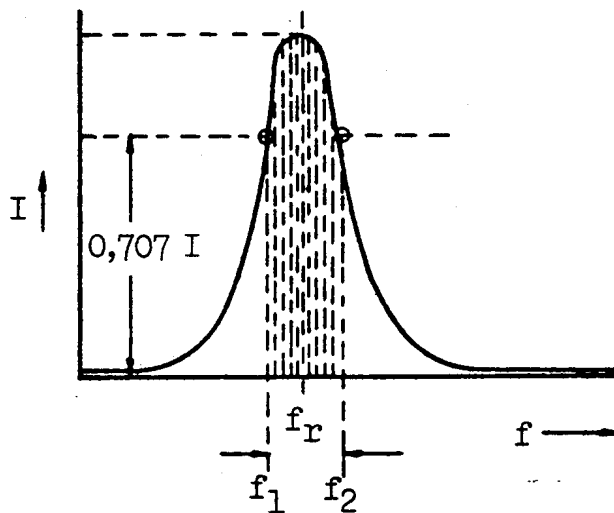


Figura 1-29

Como:

$$f_r - f_1 = \frac{Bw}{2} \quad \text{e} \quad f_2 - f_r = \frac{Bw}{2}$$

Logo:

$$f_1 = f_r - \frac{Bw}{2} \quad f_2 = f_r + \frac{Bw}{2}$$

Exercício resolvido:

Calcule a faixa de passagem do circuito da figura 1-30, sabendo-se que sua frequência de ressonância é de 160_{HZ} e monte sua curva de ressonância.

Dados: $X_L = 400$ ohms

$X_C = 400$ ohms $f_r = 160000$ Hz

$R = 5$ ohms $E_a = 50$ v

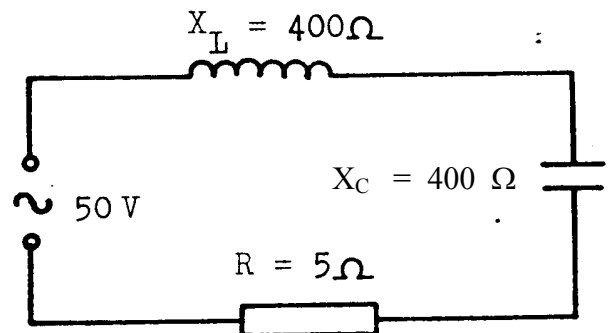


Figura 1-30

Cálculo da corrente:

$$I = \frac{E}{R} \quad I = \frac{50}{5} \quad I = 10A$$

Cálculo do "Q":

$$Q = \frac{X_L}{R} \quad Q = \frac{400}{5} \quad Q = 80$$

Cálculo da Faixa de Passagem:

Faixa de passagem:

$$\frac{f_r}{Q} = \frac{160000}{80} = 2000 \text{ Hz}$$

Para a Curva de Ressonância, teremos:

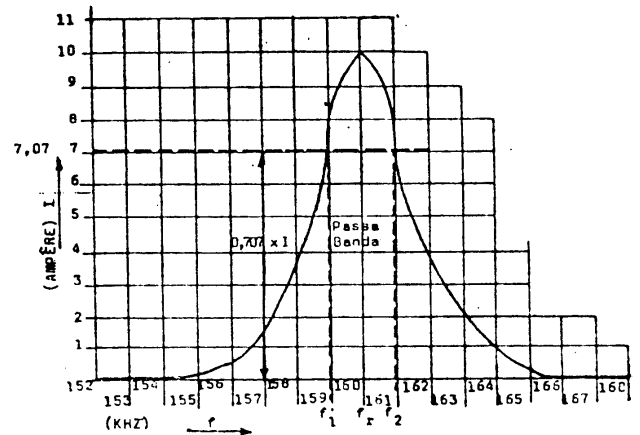


Figura 1-31

No rádio, da mesma forma que nos outros equipamentos eletrônicos, é muito freqüente o uso e a aplicação dos circuitos reativos em paralelo.

A importância dos circuitos reativos em paralelo deve-se ao fato de que eles aparecem no estudo dos amplificadores eletrônicos e, devido a isso, é essencial a compreensão das relações existentes entre tensões, intensidade de corrente, impedância e potência nesses circuitos.

CIRCUITO RL EM PARALELO

Vimos que, no circuito reativo em série, por ser a corrente um elemento constante em todos os pontos do circuito, tomávamos seu vetor como referência, para representação gráfica e cálculos.

No circuito reativo em paralelo, porém, o elemento constante é a tensão, ou seja, a tensão aplicada é a mesma em todos os ramos do circuito. Além de terem o mesmo valor estão em fase.

Daí a razão porque a tomaremos como vetor referência.

Intensidade de corrente

Ao se ligar um indutor em paralelo com um resistor, a tensão no indutor (E_L) e no resistor (E_R) é idêntica à tensão aplicada e estão em fase entre si.

Todavia, a corrente através do indutor está atrasada de 90° em relação à tensão aplicada, e a corrente através do resistor está em fase com a tensão aplicada. Logo, podemos concluir que a corrente no indutor (I_L) está atrasada de 90° em relação a corrente no resistor (I_R).

A figura 1-32, nos mostra um circuito RL em paralelo e a figura 1-33, sua relação de fase.

A corrente total de qualquer circuito RL em paralelo não pode ser determinada pela soma aritmética das correntes nos vários ramos, por causa da diferença de fase.

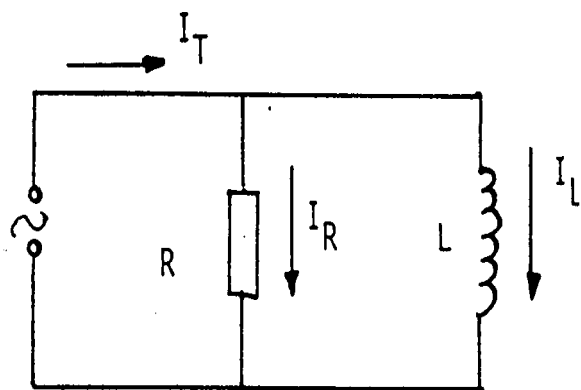


Figura 1-32

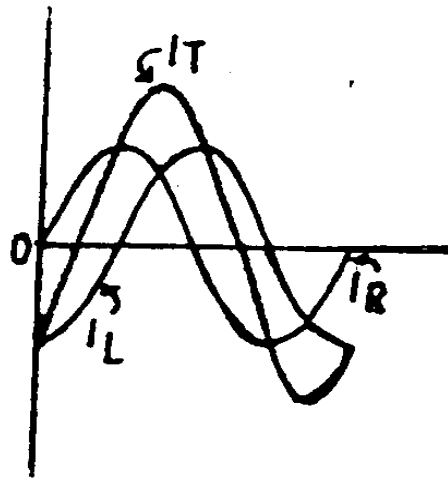


Figura 1-33

No gráfico da figura 1-34, a corrente no resistor I_R é representada pelo vetor horizontal e a corrente no indutor I_L , pelo vetor vertical. O vetor I_L é orientado no sentido negativo porque está atrasado em relação a I_R .

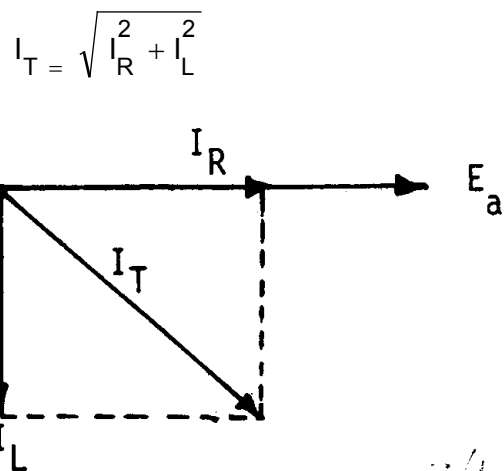


Figura 1-34

O módulo do vetor da corrente de linha I_T é sempre maior do que I_R ou I_L , porque ele é a hipotenusa de um triângulo retângulo.

Para se calcular a corrente no resistor e no indutor, emprega-se a Lei de Ohm:

$$I_R = \frac{E_R}{R} \quad I_L = \frac{E_L}{X_L}$$

Como: $E_a = E_R = E_L$

Logo:

$$I_R = \frac{E_a}{R} \quad I_L = \frac{E_a}{X_L}$$

Em que:

E_a = tensão aplicada (volts)

E_R = tensão no resistor (volts)

E_L = tensão no indutor (volts)

Cálculo da Impedância

A impedância de um circuito RL em paralelo pode ser determinada pela Lei de Ohm, ou seja:

$$Z_T = \frac{E_a}{I_T}$$

Todavia, nos circuitos CC, vimos que, para efetuar o cálculo da resistência equivalente entre dois resistores no circuito, empregávamos a seguinte fórmula:

$$R_T = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Analogamente, nos circuitos reativos em paralelo, podemos calcular a impedância por intermédio de uma fórmula semelhante a esta. Onde, por analogia, teremos:

$$Z_T = \frac{R \times X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$$

Ângulo de Fase

Denomina-se ângulo de fase (θ), ao ângulo que a corrente de linha (I_T) forma com a tensão aplicada (E_a). Veja a figura 1-35.

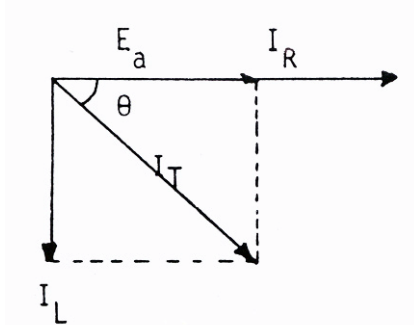


Figura 1-35

O ângulo de fase (θ) poderá ser determinado por meio das funções trigonométricas do diagrama vetorial da figura 1-36.

$$\text{Logo: } \text{tg } \theta = \frac{I_L}{I_R}$$

$$\text{Como: } I_L = \frac{E_a}{X_L} \quad \text{e} \quad I_R = \frac{E_a}{R}$$

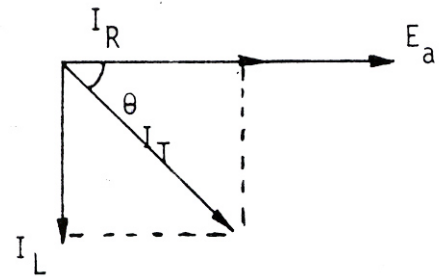


Figura 1-36

$$\text{Logo: } \text{tg } \theta = \frac{\frac{E_a}{X_L}}{\frac{E_a}{R}}$$

$$\text{tg } \theta = \frac{E_a}{X_L} \times \frac{R}{E_a} \quad \text{tg } \theta = \frac{R}{X_L}$$

Em função do diagrama da figura 1-36

temos que, o $\cos \theta = \frac{I_R}{I_T}$

$$\text{Como: } I_R = \frac{E_a}{R} \quad \text{e} \quad I_T = \frac{E_a}{Z_T}$$

$$\text{Logo: } \cos \theta = \frac{\frac{E_a}{R}}{\frac{E_a}{Z_T}}$$

$$\cos \theta = \frac{E_a}{R} \times \frac{Z_T}{E_a} \quad \cos \theta = \frac{Z_T}{R}$$

Potência Elétrica

Todo circuito que contenha resistência e reatância, parte da potência é dissipada no resistor sob a forma de calor e parte é devolvida à fonte. O produto $P_T = E_a \times I_T$, é chamado de potência aparente, (P_a) sendo sua unidade o Volt Ampère (VA).

A potência aparente poderá ser calculada por qualquer uma das equações abaixo:

$$P_A = E_a \times I_T$$

$$P_a = I_T^2 \times Z_T$$

$$P_a = \frac{E_a^2}{Z_T}$$

A potência dissipada pelo resistor é chamada de potência real, verdadeira ou efetiva do circuito, sendo sua unidade o Watt.

Podemos calcular a potência real (P_R) de um circuito por intermédio da seguinte equação:

$$P_R = E_a \times I_R$$

Como:

$$\cos \theta = \frac{I_R}{I_T}$$

Logo::

$$P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

Fator de Potência

Defini-se como fator de potência (f_p), a relação entre a potência real (P_R) e a potência aparente (P_A) de um circuito.

$$f_p = \frac{P_R}{P_A}$$

Como:

$$P_R = E_a \times I_R \quad \text{e} \quad P_A = E_a \times I_T$$

$$\text{Logo: } f_p = \frac{\cancel{E_a} \times I_R}{\cancel{E_a} \times I_T} \quad f_p = \frac{I_R}{I_T}$$

$$\text{Porém, como } \cos \theta = \frac{I_R}{I_T}$$

$$\text{Logo: } f_p = \cos \theta$$

Em conseqüência, o fator de potência poderá ser calculado por qualquer uma das equações apresentadas.

O fator de potência é usualmente expresso em fração decimal ou percentagem.

CIRCUITO RC EM PARALELO

As considerações básicas, feitas para o circuito RL em paralelo, continuam a ter valor para o circuito RC em paralelo que agora vamos estudar e no qual temos um resistor e um capacitor associados, como mostra a figura 1-37.

Tratando-se de um circuito em paralelo, a tensão é a mesma em qualquer ponto do circuito e estão em fase entre si.

Contudo, a corrente que atravessa o capacitor está adiantada de 90° em relação à tensão aplicada e a corrente que percorre o resistor está em fase com a mesma tensão, conforme nos mostra a figura 1-38.

Isto quer dizer que a corrente capacitiva se apresenta defasada de 90° , em avanço sobre a corrente resistiva.

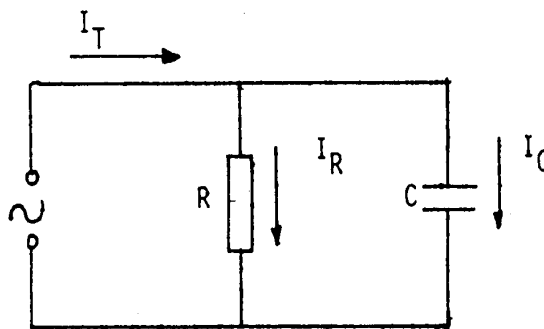


Figura 1-37

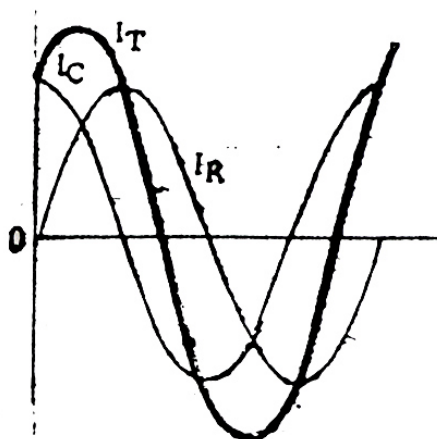


Figura 1-38

No gráfico da figura 1-39, a corrente I_R é representada pelo vetor horizontal e a corrente no indutor I_C pelo vetor vertical. O vetor I_C é

orientado no sentido positivo porque está adiantado em relação a I_R .

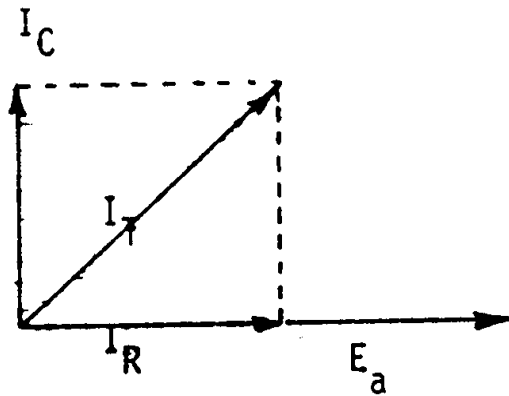


Figura 1-39

A corrente resultante (I_T) ou de linha é a soma vetorial destas duas correntes, ou seja:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + I_C^2}$$

O módulo do vetor da corrente de linha (I_T) é sempre maior do que I_R ou I_C , porque ele é a hipotenusa de um triângulo retângulo.

Para se calcular a corrente no resistor e no capacitor, emprega-se a Lei de Ohm:

$$I_R = \frac{E_a}{R} \quad I_C = \frac{E_a}{X_C}$$

Cálculo da Impedância

A impedância de um circuito RC em paralelo pode ser determinada pela lei de Ohm, ou seja:

$$Z_T = \frac{E_a}{I_T}$$

Ou através da seguinte equação:

$$Z = \frac{R \times X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

Ângulo de Fase

O ângulo de fase θ , como já vimos, é o ângulo formado pelo vetor da corrente de linha (I_T) com o vetor da tensão aplicada (E_a).

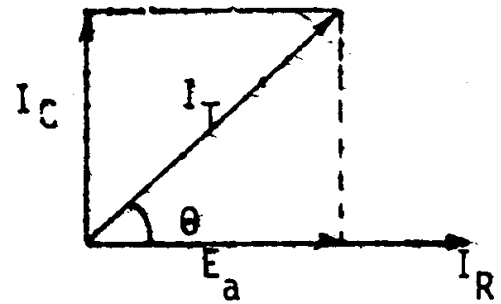


Figura 1-40

O ângulo de fase θ poderá ser determinado por meio das funções trigonométricas do diagrama vetorial da figura 1-41.

Como:

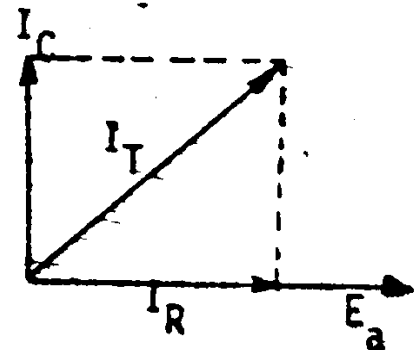


Figura 1-41

$$\text{Logo: } \text{tg } \theta = \frac{I_C}{I_R}$$

$$\text{Porém, como: } I_C = \frac{E_a}{X_C} \quad \text{e} \quad I_R = \frac{E_a}{R}$$

$$\text{Logo: } \text{tg } \theta = \frac{\frac{E_a}{X_C}}{\frac{E_a}{R}} \quad \text{tg } \theta = \frac{E_a}{X_C} \times \frac{R}{E_a}$$

$$\text{tg } \theta = \frac{R}{X_C}$$

Em função do diagrama da figura 1-41, temos que, o $\cos \theta = \frac{I_R}{I_T}$

$$\text{Como: } I_R = \frac{E_a}{R} \quad \text{e} \quad I_T = \frac{E_a}{Z_T}$$

Logo:

$$\cos \theta = \frac{E_a}{Z_T} \times \frac{R}{E_a}$$

$$\cos \theta = \frac{Z_T}{R}$$

Potência aparente e real

Para se calcular a potência aparente (P_a) e a potência real (P_R), empregam-se as mesmas equações já vistas no circuito RL em paralelo, ou seja:

$$P_a = E_a \times I_T \quad P_a = I_T^2 \times Z_T$$

$$P_a = \frac{E_a^2}{Z_T} \quad P_R = E_a \times I_R$$

$$P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

Fator de Potência

Para o cálculo do fator de potência empregam-se as mesmas equações vistas no circuito RL em paralelo, em que:

$$f_p = \frac{P_R}{P_a}$$

$$f_p = \frac{I_R}{I_T}$$

$$f_p = \cos \theta$$

CIRCUITO RCL EM PARALELO

Quando se aplica uma CA em um circuito paralelo contendo resistor, capacitor e indutor, conforme mostra a figura 1-42, é necessário levar em consideração o fato de que os ângulos de fase entre a corrente e a tensão diferem nos três elementos.

Tomando-se a tensão de um circuito paralelo como referência, temos: no resistor, a corrente (I_R) está em fase; no indutor, a

corrente (I_L) está atrasada de 90° e no capacitor, a corrente (I_C) está adiantada de 90° .

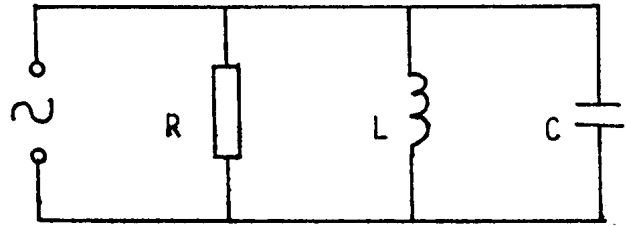


Figura 1-42

Como em qualquer circuito em paralelo, a tensão é a mesma em qualquer ponto do circuito e estão em fase entre si, podemos concluir que I_L está atrasada de 90° de I_R e I_C adiantada de 90° de I_R , conforme nos mostra a figura 1-43.

Logo, podemos compor o diagrama vetorial, conforme figura 1-44.

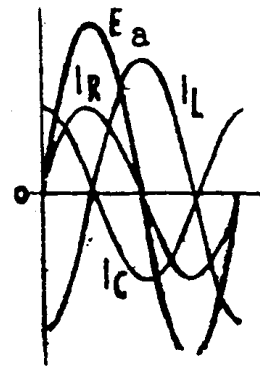


Figura 1-43

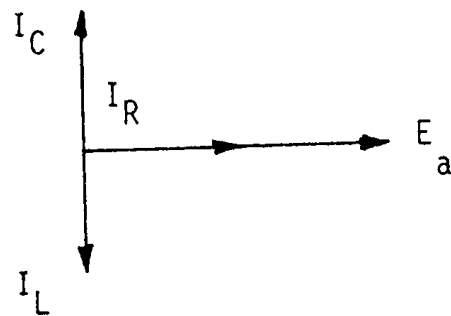


Figura 1-44

A soma vetorial das correntes I_R , I_L e I_C é igual a corrente total ou de linha do circuito. Como a corrente no capacitor I_C e a corrente no indutor I_L estão defasadas de 180° , logo, a corrente resultante da composição vetorial entre I_C e I_L é a diferença, já que são

vetores diretamente apostos entre si. Esta corrente resultante será somada vetorialmente, com a corrente do resistor I_R , para a determinação da corrente total ou de linha do circuito. Isto é expresso pelo gráfico da figura 1-45.

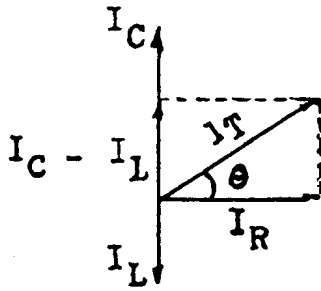


Figura 1-45

Pelo teorema de Pitágoras, teremos:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + (I_C - I_L)^2}$$

Neste tipo de circuito existe uma corrente circulatória que vem a ser a menor entre as duas correntes I_L e I_C . Esta corrente circula apenas no circuito formado por L e C. Depois da carga inicial do capacitor, ele descarrega através da bobina.

O fluxo da corrente através da bobina produz um campo magnético que se mantém, enquanto a corrente estiver fluindo.

Quando a corrente se reduz a zero, o campo magnético se desvanece, induzindo uma corrente que carrega o capacitor, mas com polaridade oposta à original. Aí o capacitor se descarrega em sentido oposto.

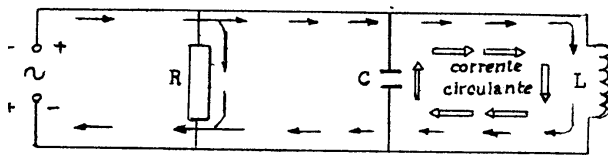


Figura 1-46

Os ciclos se repetem e o capacitor volta a se carregar ao seu estado original. Esses ciclos se repetem periodicamente e a sua ação dá origem a corrente circulatória, veja a figura 1-46. Para se calcular a corrente no resistor, capacitor e indutor, emprega-se a Lei de Ohm.

$$I_R = \frac{E_a}{R}$$

$$I_C = \frac{E_a}{X_C}$$

$$I_L = \frac{E_a}{X_L}$$

Cálculo da Impedância

A impedância de um circuito RCL em paralelo pode ser determinada pela Lei de Ohm, em que:

$$Z_T = \frac{E_a}{I_T}$$

ou através da seguinte equação:

$$Z_T = \frac{R \times Z_1}{\sqrt{R^2 + Z_1^2}}$$

Onde:

$$Z_T = \frac{X_L \times X_C}{X_C - X_L}$$

Ângulo de Fase

O ângulo de fase θ poderá ser determinado por meio das funções trigonométricas do diagrama da figura 1-47.

Como:

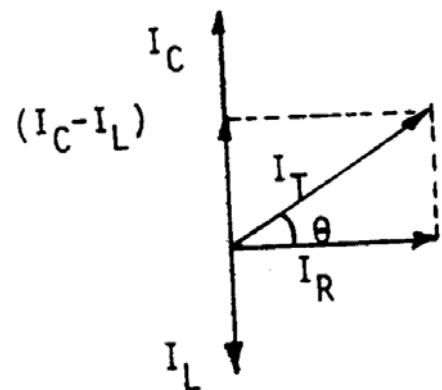


Figura 1-47

Logo:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{I_C - I_L}{I_R} \quad \cos \theta = \frac{I_R}{I_T} \quad \text{ou} \quad \frac{Z_T}{R}$$

Classificação dos circuitos RCL em paralelo:

- Quando X_L for menor que X_C ou I_L maior que I_C , temos: θ negativo, circuito R_L .
- Quando X_C for menor que X_L ou I_C maior que I_L temos: θ positivo, circuito R_C .
- Quando X_L for igual a X_C ou I_L igual a I_C , temos: θ igual a zero, circuito RESISTIVO.

Potência aparente, real e fator de potência

Para o cálculo, empregam-se as mesmas equações já vistas nos circuitos R_L ou RC em paralelo, ou seja:

$$P_A = E_a \times I_T \quad P_A = I_T^2 \times Z_T$$

$$P_A = \frac{E_a^2}{Z_T}$$

$$P_R = E_a \times I_R$$

$$P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

$$f_p = \frac{P_R}{P_A} \quad f_p = \cos \theta$$

$$f_p = \frac{I_R}{I_T} \quad f_p = \frac{Z_T}{R}$$

Dado o circuito da figura 1-48, determinar:

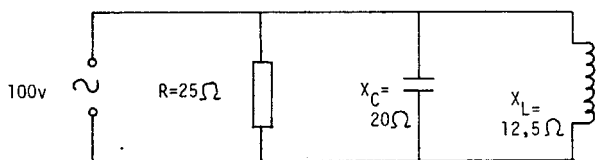


Figura 1-48

As intensidades de corrente I_R , I_C e I_L :

$$I_R = \frac{E_a}{R} \quad I_R = \frac{100}{25 \Omega} \quad I_R = 4A$$

$$I_C = \frac{E_a}{X_C} \quad I_C = \frac{100V}{20 \Omega} \quad I_C = 5A$$

$$I_L = \frac{E_a}{X_L} \quad I_L = \frac{100V}{12,5 \Omega} \quad I_L = 8A$$

A corrente total ou de linha:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + (I_L - I_C)^2}$$

$$I_T = \sqrt{4^2 + (8 - 5)^2}$$

$$I_T = \sqrt{16 + 9} \quad I_T = 5 A$$

A impedância total do circuito:

$$Z_T = \frac{E_a}{I_T} \quad Z_T = \frac{100V}{5 A}$$

$$Z_T = 20 \Omega$$

O fator de potência:

$$f_p = \frac{I_R}{I_T} \quad f_p = \frac{4 A}{5 A}$$

$$f_p = 0,8 \text{ ou } 80\%$$

A potência real:

$$P_R = E_a \times I_T \times \cos \theta$$

$$P_R = 100 \times 5 \times 0,8$$

$$P_R = 400 W$$

A potência aparente:

$$P_A = E_a \times I_T$$

$$P_A = 100 \times 5$$

$$P_A = 500 VA$$

A corrente circulante no tanque:

A corrente circulatória é a menor entre as duas correntes I_L ou I_C .

Como I_C é a menor corrente, logo, a corrente circulatória será de 5^A .

RESSONÂNCIA EM PARALELO E CIRCUITO TANQUE IDEAL

Ressonância em paralelo

O circuito sintonizado em paralelo é um dos mais importantes da eletrônica, sendo amplamente empregado em transmissores, rádio, radar, etc.

O fenômeno da ressonância em série, também se presta a uma análise nos circuitos em paralelo, entretanto, sua aplicação revela condições diferentes de operação.

Um circuito em paralelo encontra-se em ressonância quando é estabelecida a igualdade entre a reatância indutiva e a reatância capacitiva ($X_L = X_C$) a qual determina a igualdade entre as correntes $I_L = I_C$.

Circuito Tanque Ideal

Chama-se comumente tanque a qualquer associação LC, particularmente quando as reatâncias são ligadas, conforme a figura 1-49.

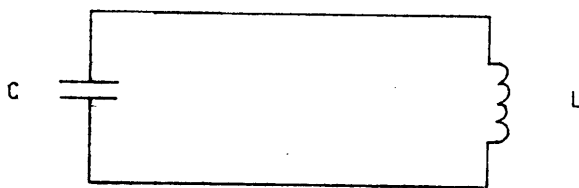


Figura 1-49

A designação tanque resulta da capacidade que têm os circuitos LC de armazenar energia. Embora o circuito tanque ideal não seja exequível na prática, uma análise de seu comportamento é instrutiva.

A figura 1-50 representa o esquema de um circuito tanque ideal ($R = 0$) em que um indutor e um capacitor estão associados em paralelo e ligados a uma fonte de CA de frequência variável.

Há, portanto, dois caminhos por onde a corrente pode circular; um pelo indutor e outro pelo capacitor.

Se a fonte de CA operar em baixa frequência, a maior parte da corrente circulará pelo indutor do que pelo capacitor, porque X_L é menor que X_C . Se, porém, a fonte de CA operar em alta frequência, a maior parte da corrente circulará pelo capacitor porque X_C é menor que X_L .

Para uma determinada frequência a reatância indutiva será igual à reatância capacitiva ($X_L = X_C$), logo, o circuito entra em ressonância.

A figura 1-51 mostra o gráfico da variação da reatância indutiva e capacitiva em função da frequência.

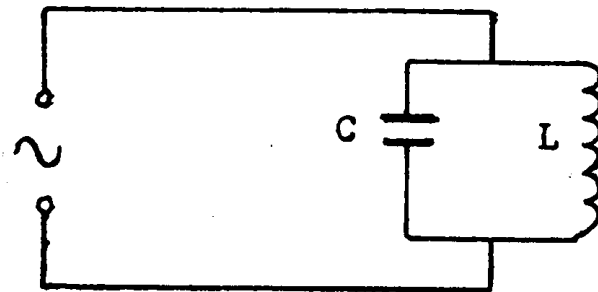


Figura 1-50

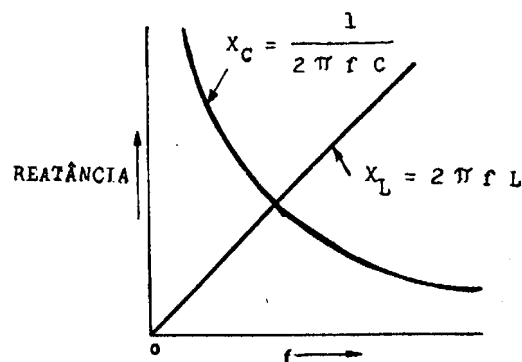


Figura 1-51

Uma vez estando o circuito em ressonância, a corrente através do indutor e do capacitor são iguais ($I_L = I_C$), porém defasadas de 180° . Assim sendo, a corrente total ou de linha que é a soma vetorial de I_L e I_C , é igual a zero. Este fato é mostrado por intermédio do diagrama vetorial da figura 1-52. Assim, nesse circuito ressonante em paralelo hipotético, a impedância do circuito será infinita e não haverá corrente de linha.

Todavia, haverá uma corrente circulatória no tanque apesar de nenhuma corrente ser fornecida pela fonte.

Depois da carga inicial do capacitor, ele descarrega sobre o indutor, isto é, a energia armazenada no capacitor fornece a corrente que percorre o indutor.

O campo magnético resultante em torno do indutor age como fonte de energia para recarregar o capacitor.

Essa transferência de energia entre os dois elementos continua na frequência de ressonância sem qualquer perda.

O sistema está em estado oscilatório e pode ser comparado com um pêndulo em que, não havendo atrito, oscila continuamente, desde que tenha recebido um deslocamento inicial devido a uma fonte de energia.

$$I_L = I_C \quad \text{e} \quad X_L = X_C$$

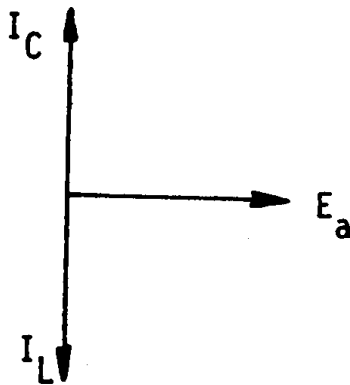


Figura 1-52

Mas, da mesma maneira que o pêndulo real nunca é totalmente desprovido de atrito e dissipa alguma energia durante a oscilação, os circuitos ressonantes em paralelo, na prática, incluem alguma resistência que absorve energia da fonte original.

Conseqüentemente apesar da impedância do circuito ser máxima na ressonância, tem valor finito, e não infinito e a corrente de linha, apesar de ser mínima e estar em fase com a tensão aplicada, não é igual a zero.

Na figura 1-53, temos o gráfico representativo da impedância e corrente em relação à variação de frequência.

A corrente circulatória no tanque tem o mesmo sentido e é máxima quando o circuito encontra-se em ressonância.

Veja a figura 1-54.

A corrente circulatória, é considerada como sendo a corrente do capacitor I_C ou do indutor I_L , uma vez que $I_L = I_C$ e pode ser facilmente determinada pela Lei de Ohm:

$$I_C = \frac{E_a}{X_C} \quad \text{e} \quad I_L = \frac{E_a}{X_L}$$

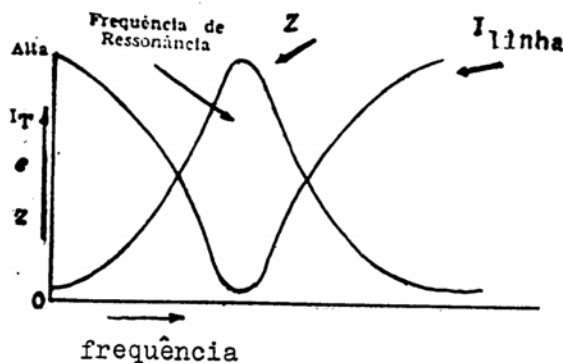


Figura 1-53

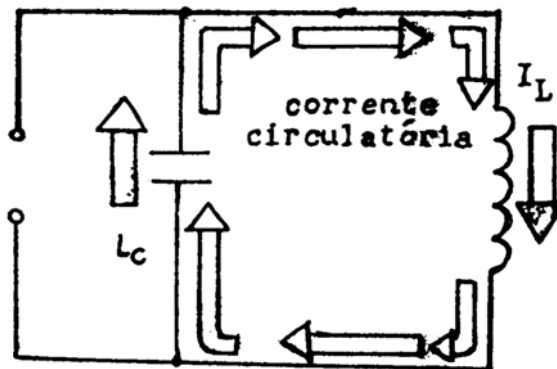


Figura 1-54

A ressonância nos circuitos paralelos é chamada de anti-ressonante, por serem seus efeitos exatamente opostos aos observados nos circuitos em série.

Frequência Anti-ressonante

Aplica-se a expressão de frequência anti-ressonante ao circuito em paralelo e frequência de ressonância ao circuito em série. Em qualquer caso, uma combinação LC tem uma frequência ressonante, qualquer que seja o nome que esta receba.

A frequência anti-ressonante de um circuito paralelo é determinada da mesma maneira que num circuito em série, ou seja:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}}$$

Impedância no circuito tanque ideal

No circuito ressonante em paralelo a tensão é a mesma e as correntes em cada ramo e na linha são determinadas pela impedância total da linha. Assim, a corrente no ramo indutivo ou capacitivo em qualquer instante é:

$$I_L = \frac{E_a}{X_L} \quad I_C = \frac{E_a}{X_C}$$

A corrente total I_T na linha, pela Lei de Ohm, é:

$$I_T = \frac{E_a}{Z_T}$$

Além disso, como já foi visto, a corrente total é igual à soma vetorial das correntes nos ramos. Como essas correntes estão defasadas de 180° e X_C é convencionalmente negativo, tem-se:

$$I_T = I_L - I_C$$

Donde:

$$I_L - I_C = \frac{E_a}{Z_T} \quad Z_T = \frac{E_a}{I_L - I_C}$$

$$Z_T = \frac{E_a}{\frac{E_a}{X_L} - \frac{E_a}{X_C}}$$

$$Z_T = \frac{X_L \times X_C}{X_C - X_L}$$

A impedância de um circuito em paralelo difere de um circuito em série. Uma reatância indutiva grande em um circuito em série faz com que este haja indutivamente, porém, uma grande reatância indutiva num circuito em paralelo faz este agir capacitivamente, pois passa mais corrente pelo ramo capacitivo.

Um circuito tanque ideal apresenta as seguintes características:

- Na ressonância, a impedância é infinita;
- À medida que a frequência se afasta da frequência de ressonância, a impedância se aproxima de zero;
- O circuito se aproxima indutivamente para as frequências inferiores à de ressonância e, capacitivamente, para as frequências maiores que a de ressonância. Os pontos precedentes indicam que o circuito tanque é muito

versátil. Pode ser usado para substituir um capacitor ou um indutor.

Exercício resolvido

A figura 1-55 mostra o esquema de um circuito RC em paralelo. O gerador de frequência variável entrega 300V.

A frequência anti-ressonante será:

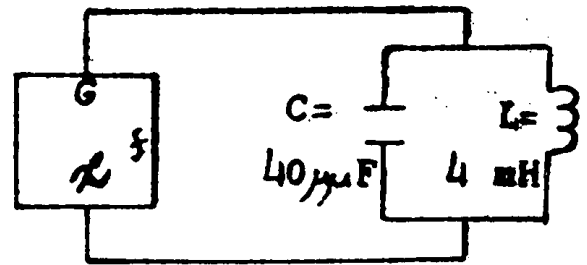


Figura 1-55

$$f_r = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L \times C}}$$

$$f_r = \frac{1}{6,28 \sqrt{4 \times 10^{-3} \times 4 \times 10^{-11}}}$$

$$f_r = 398000 \text{ Hz}$$

A corrente em qualquer um dos ramos é determinada pela reatância nesse ramo. Como I_L é igual a I_C , qualquer reatância pode ser usada.

$$X_L = 2 \pi \times f \times L$$

$$X_L = 6,28 \times 398 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-3}$$

Logo:

$$I_L = \frac{E_a}{X_L} \quad I_L = \frac{300}{10000}$$

$$X_L = 10000 \text{ ohms} \quad I_L = 0,03 \text{ A}$$

Assim, a corrente circulatória no tanque é de 0,03A, mas a corrente na linha é praticamente nula; como já sabemos, a frequência de ressonância oferece o máximo de impedância à linha.

Se a frequência do gerador for mudada para 200 KHz a corrente nos ramos diferirá:

$$X_L = 2 \pi \times f \times L$$

$$X_L = 6,28 \cdot 398 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-3}$$

Logo: $I_L = \frac{E_a}{X_L}$

$$I_L = \frac{300}{10000}$$

$$X_L = 10000 \text{ ohms}$$

$$I_L = 0,03 \text{ A}$$

Assim, a corrente circulatória no tanque é de 0,03A, mas a corrente na linha é praticamente nula; como já sabemos, a frequência de ressonância oferece o máximo de impedância à linha.

Se a frequência do gerador for mudada para 200 KHz a corrente nos ramos diferirá:

$$X_L = 2\pi \times f \times L$$

$$X_L = 6,28 \times 2 \times 10^5 \times 4 \times 10^{-3}$$

$$X_L = 5024 \text{ ohms}$$

Logo:

$$I_L = \frac{E_a}{X_L} \quad I_L = \frac{300}{5024}$$

$$I_L = 0,059 \text{ A}$$

Como: $X_C = \frac{1}{2\pi \times f \times c}$

$$X_C = \frac{1}{6,28 \times 2 \times 10^5 \times 4 \times 10^{-11}}$$

$$X_C = \frac{10^6}{50,24} \quad X_C = 19900 \text{ ohms}$$

Logo:

$$I_C = \frac{E_a}{X_C} \quad I_C = \frac{300}{19900}$$

$$I_C = 0,015 \text{ A}$$

Como a corrente indutiva é maior que a capacitiva, o circuito se conduz indutivamente. A corrente de linha é:

$$I_T = I_L - I_C$$

$$I_T = 0,059 - 0,015 \quad I_T = 0,044 \text{ A}$$

Assim, a corrente na linha é de 44 mA, atrasada de 90° em relação à tensão aplicada. A figura 1-56, mostra o diagrama vetorial deste circuito na frequência de 200 KHz.

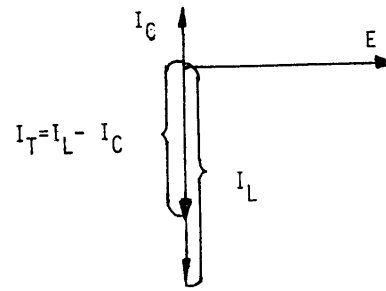


Figura 1-56

Empregando-se a fórmula da impedância, tem-se:

$$Z_T = \frac{X_L \times X_C}{X_C - X_L}$$

$$Z_T = \frac{5024 \times 19900}{19900 - 5024}$$

$$Z_T = 6720 \text{ ohms}$$

CIRCUITO TANQUE REAL E CIRCUITO TANQUE COM RESISTOR EM DERIVAÇÃO

Circuito Tanque Real

As conclusões obtidas no estudo do circuito tanque ideal e os resultados da análise do circuito anterior foram baseados na hipótese da resistência nos ramos em paralelo ser nula ou desprezível.

A figura 1-57 apresenta um diagrama esquemático equivalente a um circuito real. O ramo capacitivo contém uma resistência desprezível, enquanto que o ramo indutivo inclui toda a resistência do circuito.

A presença da resistência no circuito em paralelo significa que as correntes dos respectivos ramos não estão exatamente defasadas de 180° na ressonância. A resistência altera o ângulo de fase de cada ramo, como é visto na figura 1-58.

Assim as correntes dos ramos não se anulam completamente e resulta disso uma corrente de linha.

Dessa forma, o valor da corrente de linha na ressonância é, pois um indicativo da quantidade de resistência presente no circuito.

À medida que a resistência diminui, a corrente de linha tende para uma amplitude mínima e a entrar em fase com a tensão aplicada.

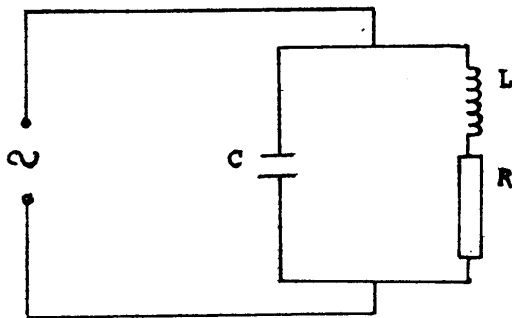


Figura 1-57

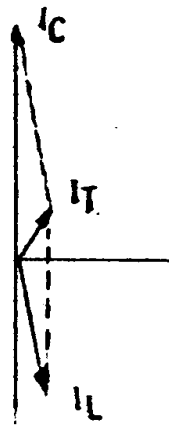


Figura 1-58

Fator de Qualidade

O fator de qualidade ou “Q” de um circuito ressonante em paralelo é igual ao de um circuito ressonante em série, em que:

$$Q = \frac{X_L}{R}$$

Porém, no circuito ressonante em série, a qualidade ou Q do circuito também é determinada pela relação entre a tensão em cada reatância e a tensão aplicada. Como a tensão é a mesma no circuito ressonante em paralelo, o Q do circuito também é determinado pela relação entre a corrente no tanque e a corrente na linha, ou seja:

$$Q = \frac{I_{\text{tanque}}}{I_{\text{linha}}}$$

Como a corrente ressonante do tanque é igual à corrente de menor valor, I_C ou I_L e em virtude de I_L ser menor que I_C teremos:

$$Q = \frac{I_{\text{tanque}}}{I} \quad Q = \frac{I_L}{I_T}$$

$$Q = \frac{\frac{E_a}{X_L}}{\frac{E_a}{Z_T}} \quad Q = \frac{Z_T}{X_L}$$

Como: $X_L = X_C$

Logo: $Q = \frac{Z_T}{X_C}$

Obs.: esta equação, somente deve ser empregada quando o valor de R for muito baixo em relação a X_L .

Assim, o Q de um circuito ressonante em paralelo também é considerado como sendo a relação entre a impedância e a reatância indutiva ou capacitiva.

Os circuitos de Q elevados são, como já vimos, muito úteis nos circuitos eletrônicos seletivos. Quanto maior for o Q, maior será a seletividade do circuito.

Curvas de Ressonância

Nos circuitos ressonantes em paralelo, a curva de impedância é a curva característica de ressonância (figura 1-59).

Como já foi visto, a frequência de ressonância independe do valor da resistência do circuito.

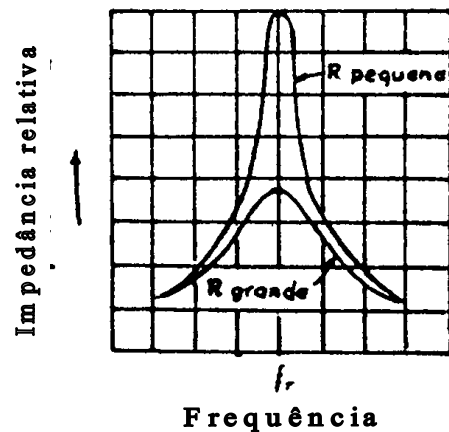


Figura 1-59

A agudeza da curva depende do Q do circuito e pode ser aumentada ou diminuída, respectivamente com o acréscimo ou decréscimo do valor da resistência. Se a resistência do circuito ressonante for muito grande, o circuito perde sua utilidade como seletor de frequência.

Largura de Faixa

A largura de faixa do circuito ressonante em paralelo, segue as especificações para a largura de faixa do circuito ressonante em série.

Portanto, os limites efetivos da faixa de passagem são tomados nos pontos da curva de ressonância a 0,707 do valor de pico. Assim, as duas frequências, uma acima e outra abaixo da ressonância (pontos de meia potência), formam os limites da largura de faixa. Veja a figura 1-60.

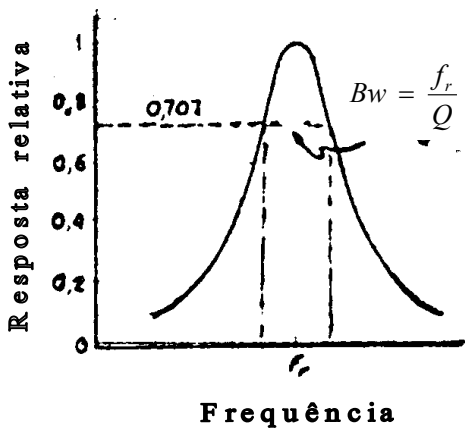


Figura 1-60

A largura de faixa de um circuito sintonizado pode ser determinada por meio da fórmula:

$$Bw = \frac{f_r}{Q}$$

Onde:

Bw = largura de faixa (hertz)

f_r = frequência anti-ressonante (hertz)

Q = Qualidade

Circuito Tanque com resistor em derivação

Outro caso que deve ser mencionado é o que acontece quando um resistor está ligado em paralelo com o circuito tanque, conforme a

figura 1-61. O resistor R é chamado de “resistor de amortecimento” e aumenta efetivamente a largura de faixa de um circuito, porque ele será responsável por uma parte da corrente de linha que a ressonância não pode cancelar. O amortecimento de derivação faz diminuir o Q do circuito e portanto o circuito fica menos seletivo.

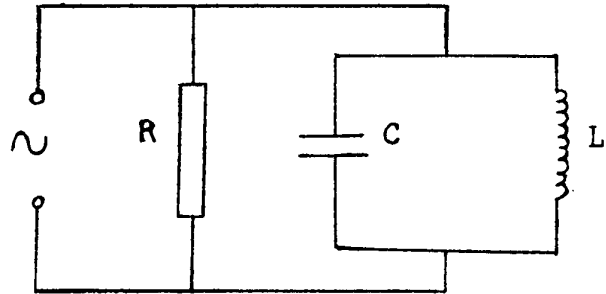


Figura 1-61

Exercício resolvido

Estando o circuito da figura 1-62 em ressonância, calcular:

$$Q = \quad Z = \quad I_T =$$

$$I_{\text{tanque}} = \quad P_R =$$

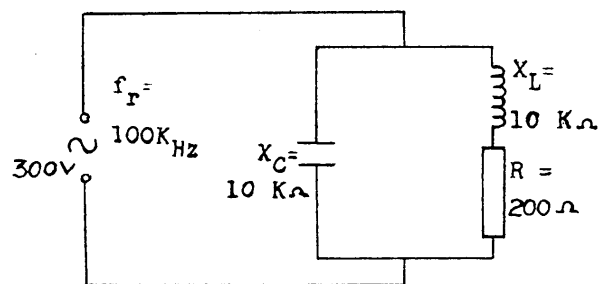


Figura 1-62

Cálculo do Q:

$$Q = \frac{X_L}{R} \quad Q = \frac{10000}{200}$$

$$Q = 50$$

Cálculo da impedância:

$$Z = Q \times X_L \quad Z = 50 \times 10000$$

$$Z = 500 \text{ K}\Omega$$

Cálculo da corrente de linha:

$$I_T = \frac{E_a}{Z_T} \quad I_T = \frac{300}{500000}$$

$$I_T = 0,6 \text{ mA}$$

Cálculo da corrente no tanque:

$$I_{\text{tanque}} = Q \times I_T$$

$$I_{\text{tanque}} = 50 \times 0,0006 \quad I_{\text{tanque}} = 30 \text{ mA}$$

Cálculo da largura de faixa:

$$Bw = \frac{f_r}{Q}$$

$$Bw = \frac{100000}{50}$$

$$Bw = 2 \text{ KHz}$$

$$P_R = I_R^2 \times R$$

$$P_R = 0,03^2 \times 200$$

$$P_R = 0,18 \text{ W}$$

FILTROS DE FREQUÊNCIA

Comumente, a corrente em um circuito de rádio contém vários componentes de frequência. A função de um circuito de filtro é efetuar uma determinada separação destes componentes. Assim, um filtro pode ser usado para separar os componentes de corrente contínua dos de corrente alternada ou para separar grupos de componentes de corrente alternada por faixas de frequência.

Para conseguir esta finalidade, o filtro deve apresentar baixa atenuação (oposição) para componentes de frequência dentro de uma faixa particular, a faixa de passagem, e alta atenuação em frequências dentro de outras faixas atenuadas.

Características dos circuitos de filtros

Os filtros são comumente classificados de acordo com as suas características de seletividade: o filtro “passa-baixa” transmite todas as frequências abaixo de uma frequência limite, chamada frequência de corte (f_{co}), e barra as frequências mais altas que a frequência de corte e o filtro “passa-alta” faz exatamente o contrário.

O filtro “passa-faixa” deixa passar as frequências contidas numa faixa entre duas frequências de corte e elimina as frequências que ficarem acima e abaixo dos limites da faixa.

O filtro “corta-faixa” barra as frequências que ficam dentro de uma faixa, deixando passar todas as demais.

O ponto de corte em um circuito de filtro pode ser facilmente determinado pelas equações abaixo:

$$P_{co} = E_a \times 0,707 \text{ ou}$$

$$P_{co} = I_T \times 0,707$$

Em que:

$$P_{co} = \text{ponto de corte}$$

$$E_a = \text{tensão aplicada}$$

$$I_T = \text{corrente total}$$

Desde que, idealmente, um filtro deve deixar passar frequências escolhidas sem atenuação, as perdas de energia devem ser baixas.

Em consequência, os componentes de um circuito de filtro consistem comumente em elementos reativos.

Pela disposição conveniente de indutores e capacitores, os filtros podem ser construídos de maneira a permitir qualquer característica de seleção de frequência.

Filtro Passa-Baixa

A figura 1-63 ilustra um filtro passa-baixa. Na entrada, as altas frequências encontram uma reatância indutiva relativamente elevada em L e uma baixa reatância capacitiva em C.

Assim, as altas frequências são detidas por L e postas em curto circuito, por C. As frequências baixas encontram fraca oposição em L e alta oposição em C.

Por conseguinte, as baixas frequências passam da entrada para a saída.

Portanto, um filtro pass-baixa destina-se a conduzir todas as frequências abaixo de uma frequência crítica pré-determinada ou frequência de corte e a reduzir ou atenuar consideravelmente as correntes de todas as frequências acima desta frequência.

Nesse filtro passará também a frequência que se encontra no ponto de corte.

Na figura 1-64 vemos o gráfico característico de seu ponto de corte.

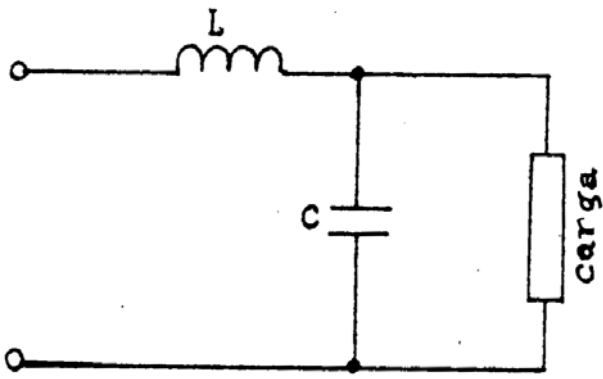


Figura 1-63

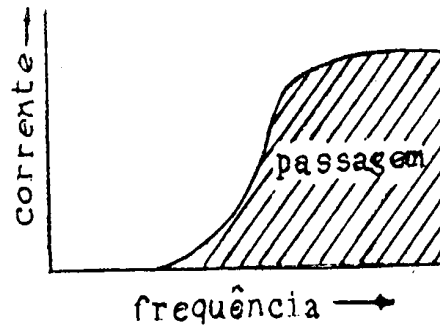


Figura 1-66

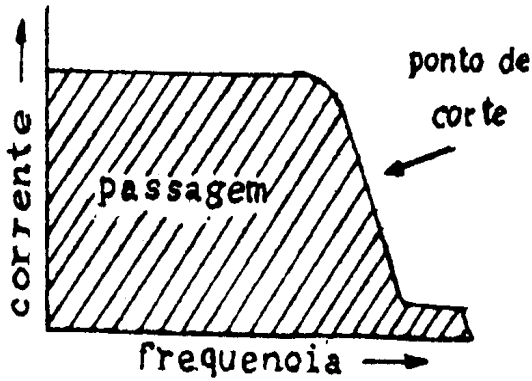


Figura 1-64

Filtro Passa-alta

Na figura 1-65, temos um filtro passa-alta. As baixas frequências deparam com uma reatância capacitiva relativamente alta em C e uma reatância indutiva baixa em L. As altas frequências encontram diminuta oposição em C e alta oposição em L. Por conseguinte, as altas frequências passam da entrada para a saída. Portanto, um filtro desse tipo destina-se a deixar passar correntes de todas as frequências acima do ponto de corte e atenuar todas as frequências abaixo desse ponto. Neste filtro passará também a frequência que se encontra no ponto de corte. Na figura 1-66, vemos o gráfico característico de seu ponto de corte. Para melhor a ação seletiva dos filtros passa-alta e passa-baixa, eles são projetados com duas ou mais seções.

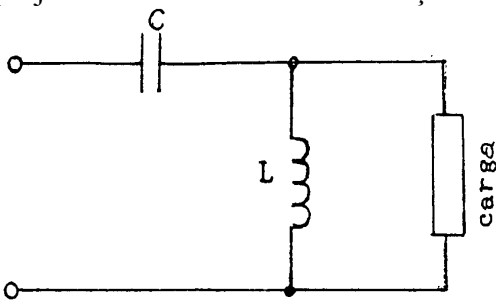


Figura 1-65

As figuras 1-67 e 1-68 mostram respectivamente filtros passa-baixa e passa-alta e do tipo "π", assim designados por causa de sua semelhança com a letra pi.

Os elementos mais perto da entrada caracterizam o filtro. Assim, as figuras 1-69 e 1-70, mostram respectivamente, filtros passa-baixa com entrada a indutor e passa-alta com entrada a capacitor. Todavia, para que estes filtros possam desempenhar satisfatoriamente suas funções, os componentes reativos, devem ser iguais, ou seja: $C_1 = C_2$ e $L_1 = L_2$

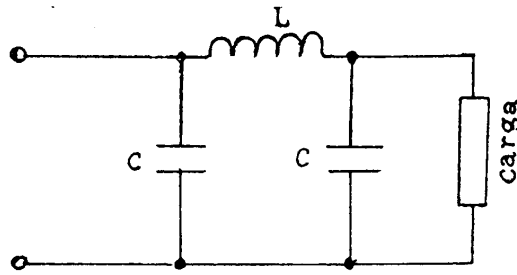


Figura 1-67

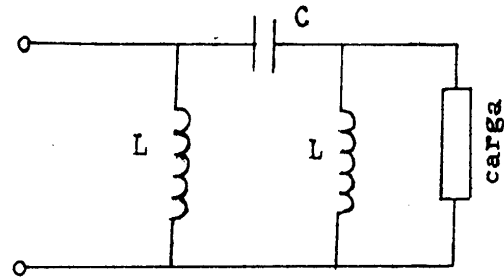


Figura 1-68

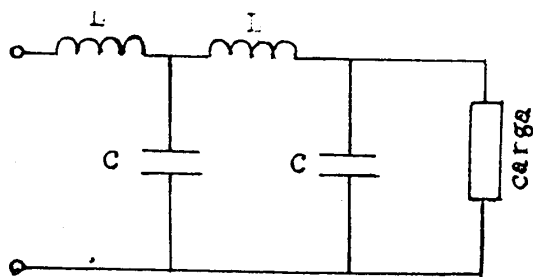


Figura 1-69

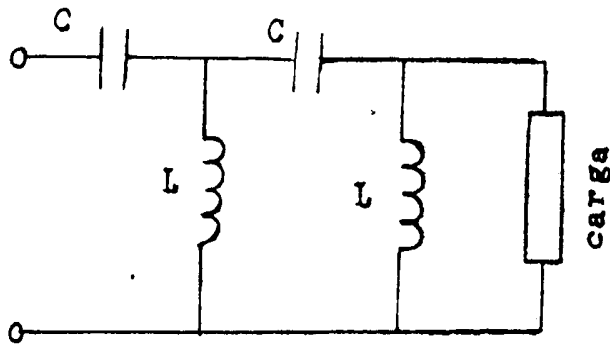


Figura 1-70

Filtros de circuitos sintonizados

Os circuitos ressonantes (sintonizados) possuem características que os tornam ideais para filtros, quando se deseja, grande seletividade.

O circuito ressonante em série oferece baixa impedância à corrente de frequência em que está sintonizado e uma impedância relativamente grande às correntes das demais frequências.

O circuito ressonante em paralelo oferece uma impedância muito grande à corrente de sua frequência ressonante e uma impedância relativamente baixa às outras.

Filtro passa-faixa

Os filtros passa-faixa ou passa-banda destina-se a deixar passar correntes dentro dos limites de uma faixa contínua, limitada por uma alta e por uma baixa frequência de corte e para reduzir ou atenuar todas as frequências acima e abaixo desta faixa.

Na figura 1-71, utiliza-se um circuito ressonante em série como filtro passa-faixa.

Na figura 1-72 vemos o gráfico que ilustra a faixa de frequência desejada.

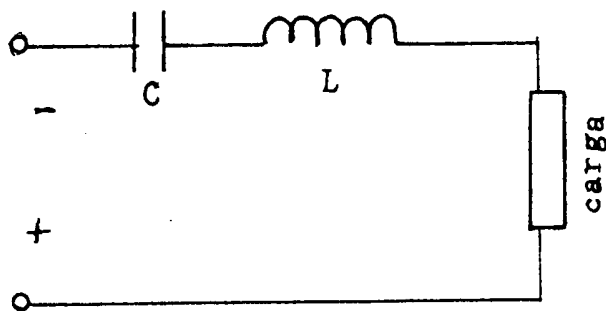


Figura 1-71

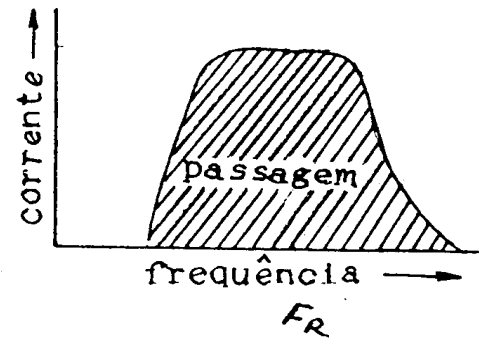


Figura 1-72

Os circuitos sintonizados em série oferecem dentro dessa faixa, uma pequena impedância às correntes dessas frequências e fora dela uma alta impedância. Assim, as correntes dessas frequências desejadas dentro da faixa circularão pelo circuito sem serem afetadas, mas as correntes de frequências indesejadas, isto é, fora da faixa, encontrarão grande impedância e não poderão passar.

Na figura 1-73, temos um circuito ressonante em paralelo como filtro passa-faixa.

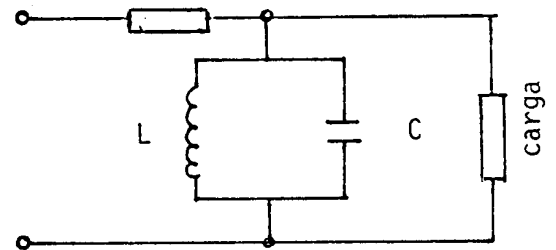


Figura 1-73

Os circuitos sintonizados em paralelo oferecem, dentro dessa faixa, uma alta impedância às correntes dessas frequências e fora dela uma baixa impedância.

De modo que as correntes das frequências fora da faixa serão desviadas pelo tanque, ao passo que as correntes das frequências dentro da faixa circularão pelo circuito sem serem afetadas pelo tanque.

Filtro corta-faixa

Os filtros corta-faixa são destinados a suprimir as correntes de todas as frequências dentro de uma faixa contínua limitada por duas frequências de corte, um mais alta e outra mais baixa, e a deixar passar todas as frequências acima e abaixo dessa faixa.

Na figura 1-74, temos um circuito ressonante em paralelo com filtro corta-faixa e, na figura 1-75, temos o seu gráfico característico.

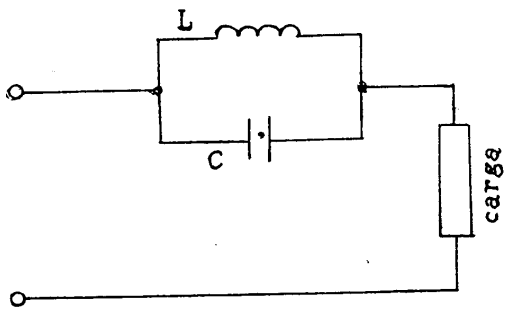


Figura 1-74

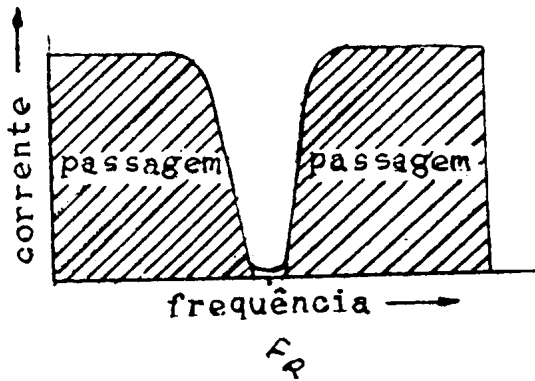


Figura 1-75

O circuito ressonante em paralelo é sintonizado na frequência do sinal que não se deseja. Logo, o filtro apresenta alta impedância às correntes dessa frequência e permite a passagem de todas as outras frequências.

A figura 1-76 ilustra um circuito ressonante em série como filtro corta-faixa.

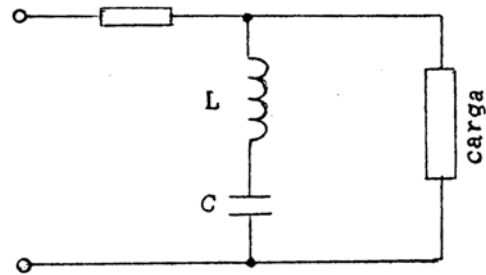


Figura 1-76

O circuito ressonante em série é sintonizado também, na frequência do sinal indesejado, e estas correntes indesejadas serão eficazmente desviadas, geralmente, para a terra; porém, as demais frequências não serão afetadas.

CAPÍTULO 2

OSCILOSCÓPIO

INTRODUÇÃO

O osciloscópio é considerado um instrumento básico de teste em oficinas e na indústria, assim como em laboratórios de pesquisas e desenvolvimento de projetos eletrônicos.

O osciloscópio permite ao técnico ou engenheiro observar tanto o valor como a forma do sinal em qualquer ponto de um circuito eletrônico. Suas principais aplicações são:

- Medições de valores de: potência, tensão, ângulo de fase etc.
- Comparação entre uma frequência desconhecida e uma frequência padrão, determinando assim o valor desconhecido.

O osciloscópio é um instrumento que consiste basicamente de um tubo de raios catódicos e de circuitos amplificadores auxiliares.

TUBO DE RAIOS CATÓDICOS

O tubo de raios catódicos (TRC) é um tubo de vidro projetado especialmente para medir fenômenos elétricos que não podem ser medidos por outros meios.

O tubo de raios catódicos não é só a parte principal do osciloscópio como também é amplamente usado nos equipamentos de radar para observação visual das informações obtidas pelo receptor deste.

Atualmente o TRC é largamente difundido podendo ser encontrado em equipamentos de eletromedicina, terminais de vídeo de microcomputadores etc.

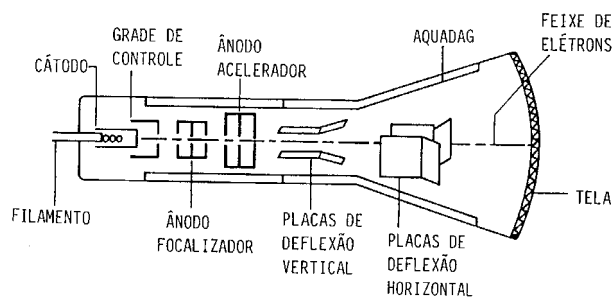


Figura 2-1 Tubo de raios catódicos

Os elementos de operação do tubo de raios catódicos estão encerrados em seu interior que contém um alto vácuo a fim de preservar o

filamento e permitir que o feixe de elétrons seja bem definido.

Canhão Eletrônico

A parte mais importante do TRC é o canhão eletrônico, que está situado em um de seus extremos e que tem por finalidade projetar um feixe de elétrons de um extremo a outro do tubo. Constituem o que denominamos “raio catódico”. O canhão eletrônico consiste de um filamento, um cátodo, uma grade de controle, um ânodo focalizador (1º ânodo) e um ânodo acelerador (2º ânodo). Esses elementos são mostrados na figura 2-2.

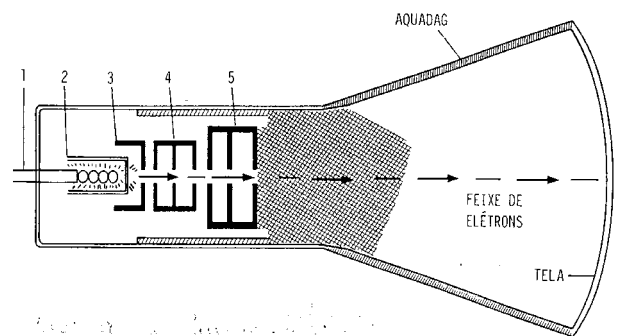


Figura 2-2 Canhão eletrônico

As conexões com os diversos elementos são efetuadas por meio de pinos que estão na base do tubo. Em muitos casos, o cátodo está ligado internamente ao filamento.

Os filamentos são aquecidos geralmente por CA, aplicada por um transformador de filamento, separado.

O cátodo é um cilindro de níquel cujo extremo está coberto com óxido de bário e estrôncio, de maneira que quando aquecido emite elétrons livremente na direção desejada. O ânodo acelerador também é um cilindro. Em seu interior há um diafragma que tem uma abertura em seu centro. Como o ânodo acelerador é altamente positivo, atrairá os elétrons emitidos pelo cátodo.

As tensões aplicadas ao ânodo acelerador variam desde 250V até 10.000 V. Esta alta tensão faz com que o feixe de elétrons (raio catódico) adquira uma alta velocidade. Embora a maioria dos elétrons seja atraída e capturada pelo ânodo de aceleração, muitos podem passar

através da abertura que existe no diagrama do tubo.

A tela do TRC tem por finalidade transformar a energia cinética do elétron em energia luminosa. A tela é composta de uma substância semitransparente, conhecida como fósforo, e está situada na parte interior do tubo. Quando o feixe de elétrons atinge a tela, esta emite a luz cuja cor depende da composição do fósforo.

O revestimento mais comumente usado é o silicato de zinco que emite luz verde. Uma consideração importante é a persistência que indica a quantidade de tempo em que a tela continuará incandescente, depois de ser atingida pelo feixe.

Pode-se notar que se deve proporcionar algum meio de eliminar os elétrons da tela; do contrário, a carga negativa na tela aumentaria a tal que ponto que não chegariam mais elétrons até ela.

O método usado para eliminar tais elétrons, é colocar um revestimento de condutor de AQUADAG, ao longo de toda parte interior do tubo, com exceção da tela, e conectá-la ao cátodo. A emissão de elétrons secundários pode assumir efeitos graves e, portanto, é coletada pelo revestimento de AQUADAG e devolvido ao cátodo.

O cátodo é circundado pela grade de controle, a qual é mantida a um potencial mais negativo que este e serve para controlar o fluxo de elétrons que saem do cátodo.

A intensidade do brilho na tela é regulada pelo valor da tensão negativa de polarização aplicada à grade de controle, quanto mais negativa for a tensão de polarização, menos intenso será o brilho.

Se a grade se tornar suficientemente negativa, não haverá mais fluxo de elétrons para a tela e conseqüentemente, deixará de haver brilho. O ajuste do potencial é feito pelo controle de intensidade.

Se não houver um meio para proporcionar o foco, os elétrons serão emitidos, mas devido a repulsão mútua se difundirão e golpearão a tela como uma massa dispersa que terá aspecto embaçado.

Os ânodos de focalização e aceleração agem como uma espécie de lente que concentra o feixe e torna nítida a imagem na tela.

O ânodo de focalização tem um potencial de 1200V e o ânodo de aceleração tem 2.000V. Por causa dessa diferença de 800V, existe um campo eletrostático muito forte na região entre os dois ânodos. A intensidade desse campo pode ser variada, mudando-se as tensões do ânodo focalizador.

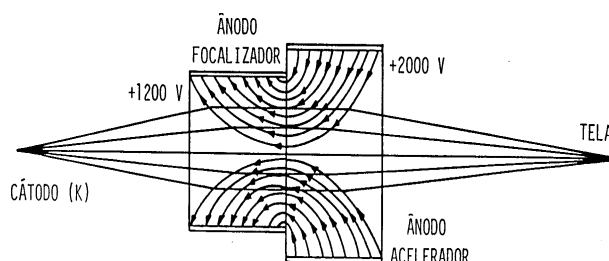


Figura 2-3 Processo de focalização

O campo eletrostático é representado pelas linhas curvas.

Os elétrons que passarem por este campo sofrerão a ação de uma força que tentará fazê-los seguir as linhas de força.

Um elétron que entra na lente tem sobre si duas forças atuantes: uma força que é motivada pela aceleração dada pela atração do ânodo acelerador e outra motivada pelo campo eletrostático que existe entre os ânodos. A tendência do elétron é desviar-se, e em lugar de se deslocar em linha reta, desloca-se em um direção tangencial à das linhas de força.

Esta curvatura por sua vez depende da diferença de potencial que existe entre os dois ânodos. Todos os elétrons que passam pela lente tendem a unir-se em um ponto chamado ponto focal.

Variando-se o potencial aplicado ao ânodo focalizador, pode-se conseguir uma focalização correta na tela.

Deflexão vertical e horizontal

Se o TRC não possuíse outros elementos além do canhão eletrônico e a tela, o feixe de elétrons atingiria o centro desta e produziria um ponto luminoso.

Para movimentar o feixe e colocar o ponto luminoso em várias partes da tela, utiliza-se sistemas de deflexão ou de desvio vertical e horizontal.

Existem dois tipos de deflexão ou desvio: o eletrostático e o eletromagnético.

Desvio Eletrostático

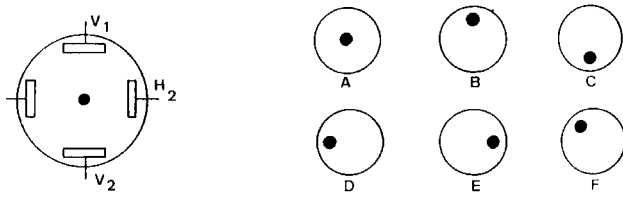


Figura 2-4 Placas de desvio eletrostático

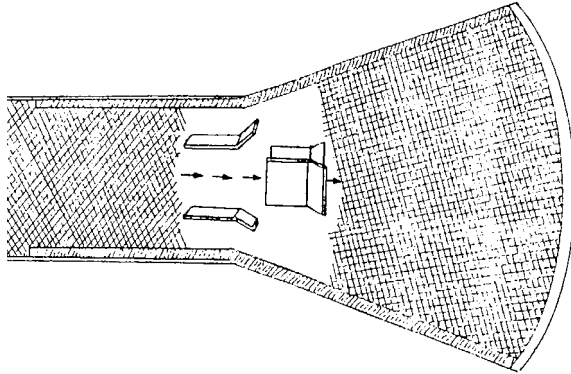


Figura 2-5 Disposição das placas

O desvio eletrostático utiliza dois pares de placas de desvio, colocadas em ângulo reto entre si e o feixe de elétrons passa entre elas, como mostrado na figura 2-4.

A figura 2-5 mostra a vista de topo do TRC mostrando a disposição das placas defletoras ao feixe eletrônico, que é visto como um ponto no centro.

Se não for aplicada uma tensão externa a nenhum par de placas, o feixe permanecerá no centro da tela produzindo um ponto luminoso.

Se a placa vertical V1 se torna positiva, em relação a V2, o feixe será atraído em direção a V1 e o ponto luminoso consequentemente também subirá.

Se a placa vertical V1 é negativa com respeito a V2, o ponto se desloca para baixo. Estas três situações são ilustradas na figura 2-4 A, B e C. As três ilustrações pressupõem que não exista tensão alguma nas placas defletoras horizontais (H1 e H2).

Se as placas verticais estiverem a zero volts e a placa horizontal H1 foi tornada positiva em relação a H2, o feixe será atraído em direção a H1 e o ponto se moverá para a esquerda da tela. Finalmente se a placa H2 é positiva em relação a H1, o ponto será desviado

para a direita da tela. Estas três situações são mostradas na figura 2-4D, E e F.

Em qualquer caso, a distância em que o ponto é afastado do centro da tela é diretamente proporcional à tensão às placas defletoras.

Se forem aplicadas tensões positivas e iguais, simultaneamente às placas V1 e H1, o feixe será atraído para cima e para a esquerda, por forças idênticas.

O resultado é um desvio do ponto luminoso para uma posição de 45° do centro da tela. Outras combinações de tensões aplicadas às placas defletoras farão com que o ponto se desloque para posições diferentes da tela do TRC.

Até agora só estudamos os efeitos de tensões contínuas (CC) aplicadas nas placas defletoras verticais e horizontais.

A corrente alternada, ao contrário da corrente contínua, está variando constantemente de polaridade e valor.

Assim ao ser aplicada uma CA às placas defletoras, o ponto luminoso se moverá rapidamente para várias posições na tela, à proporção que a tensão varia de polaridade e valor. Isto ocorre da seguinte maneira:

Se uma CA é aplicada às duas placas de deflexão vertical (V1 e V2), o ponto luminoso se movimentará para cima e para baixo. Se a frequência da tensão aplicada for baixa, talvez seja possível ver o ponto subir e descer.

Dois fatores, porém não permitem que isso ocorra. A inércia do olho humano e também a reação da camada do fósforo que reveste o interior da tela do TRC.

Ambos os fatores fazem com que se tenha a sensação de persistência luminosa na tela, em forma de um traço luminoso.

Se a placa V1 for polarizada positiva em relação a V2, durante o primeiro semiciclo positivo, o ponto luminoso se movimentará para cima e novamente para baixo, até retornar ao centro. O semiciclo negativo movimentará o ponto luminoso para baixo e novamente para cima, até retornar ao centro.

A distância que o ponto se afasta do centro para cima e do centro para baixo, depende do valor da tensão de pico.

Em virtude da velocidade com que se move o ponto luminoso, associado aos fatores de inércia do olho humano e persistência

luminosa da tela do TRC, fazem com que aquele ponto surja como um traço reto.

Quando uma CA é aplicada às placas horizontais H1 e H2, teremos, pelas mesmas razões já explicadas, um traço horizontal. Este processo é ilustrado na figura 2-6 A e B.

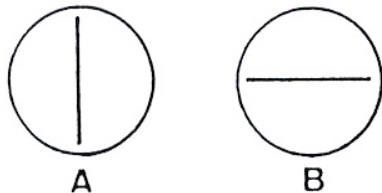


Figura 2-6 Aplicação de CA

Se forem aplicadas tensões alternadas iguais, de maneira que V1 e H1 tenham a mesma polaridade, assim como V2 e H2, teremos um traço na tela em uma posição de 45° entre a vertical e a horizontal.

Porém se V1 e H2 forem polarizados igualmente, assim como V2 e H1, o traço ficará também a 45° mas em direção invertida. Este processo descrito está ilustrado na figura 2-7.

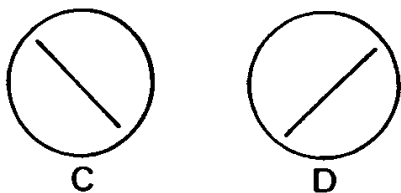


Figura 2-7 Aplicação de tensões alternadas iguais

Desvio Eletromagnético

O desvio eletromagnético é usado onde não é possível obter uma tensão adequada para o desvio eletrostático.

O desvio eletromagnético deve-se ao campo magnético estabelecido dentro do tubo de raios catódicos pelo conjunto de bobinas que estão colocadas ao redor do tubo. O desvio eletromagnético é mais sensível do que o eletrostático.

As bobinas estão colocados proporcionalmente à corrente, como é mostrado na figura 2-8.

O deslocamento do feixe de elétrons é afastado pelo campo magnético da mesma forma que é afetado pelo campo eletrostático.

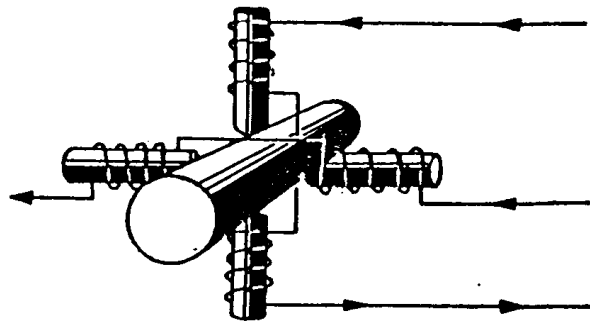


Figura 2-8 Conjunto de bobinas

CIRCUITO GERADOR DE BASE DE TEMPO

Para reproduzir as formas de onda que surgem na tela de um osciloscópio é necessário que este tenha, além do TRC, um circuito gerador de base de tempo, também conhecido como gerador dente de serra.

Sua finalidade é fazer com que o feixe eletrônico se mova da esquerda para a direita da tela a uma velocidade uniforme e logo regresse rapidamente ao lado esquerdo. Este movimento é chamado de varredura linear.

Para se dar a varredura no feixe eletrônico, o gerador produz uma tensão que cresce uniformemente de zero até um certo ponto e decai rapidamente ao nível zero, como mostra a figura 2-9.

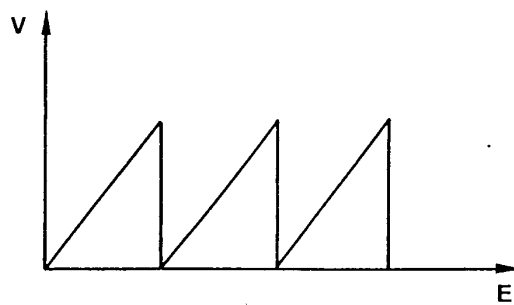


Figura 2-9 Tensão dente de serra

Este perfil é denominado dente de serra ou triangular. Esta tensão é aplicada às placas de deflexão horizontal.

O aumento gradual de tensão faz com que a placa H1 se torne cada vez mais negativa e H2 cada vez mais positiva.

Assim, o feixe eletrônico vai se deslocando da esquerda para a direita com velocidade uniforme. A queda rápida da tensão

faz com que o feixe regresse em muito pouco tempo, e esse tempo é denominado tempo de retorno.

Dependendo da frequência da tensão de varredura teremos na tela um traço horizontal.

Se bem que uma tensão alternada aplicada às placas horizontais produza também um traço horizontal, esta não é adequada com base de tempo linear porque não possui as características desejáveis de uma tensão que se eleva de zero ao máximo de modo linear e volta a zero quase instantaneamente.

Para se examinar qualquer forma de onda por intermédio do osciloscópio, é necessário que apliquemos a tensão que se deseja analisar em suas placas de deflexão vertical e mantenhamos a tensão que se deseja analisar em suas placas de deflexão vertical e mantenhamos a tensão de dente de serra em suas placas horizontais. Isto fará com que o feixe eletrônico se desloque para cima ou para baixo e ao mesmo tempo para frente.

Quando a frequência da tensão de varredura for igual à frequência da tensão aplicada nas suas placas verticais, surge um ciclo na tela do TRC.

Diz-se que a relação da frequência entre a tensão de varredura e o sinal é de 1:1 (um para um).

Quando a frequência da tensão de varredura é metade da frequência do sinal aplicado, teremos dois ciclos na tela do TRC, conforme mostra a figura 2-10.



Figura 2-10

Portanto, para se calcular o número de ciclos que aparecem na tela de um osciloscópio devemos empregar a seguinte equação:

$$\text{Número de ciclos: } \frac{\text{Freq. aplicada}}{\text{Freq. de varredura}}$$

FUNÇÕES BÁSICAS DOS CONTROLES

- a) Intensidade: varia a quantidade de elétrons que chega à tela.
- b) Focalização: os ânodos ajustam a focalização do feixe na tela por meio deste comando.
- c) Posição vertical e horizontal: desloca o feixe para cima, para baixo, para esquerda ou para direita respectivamente.
- d) Entrada vertical: nessa entrada aplicam-se os sinais a serem medidos pelo aparelho.
- e) Entrada horizontal: normalmente às placas horizontais está aplicado um sinal periódico gerado internamente no osciloscópio, o sinal dente da serra, que tem uma velocidade de varredura constante na tela e faz com que o feixe vá de um lado à outro e o regresso não seja observado.
Injetando-se nessa entrada um sinal estaremos modificando a varredura; este procedimento é empregado em alguns casos, como na medida de fase entre dois sinais.
- f) Atenuador vertical:
O sinal aplicado à entrada vertical antes de ser levado às placas defletoras, poderá ter sua amplitude reduzida de múltiplos de 10.
- g) Ganho vertical: permite variar de maneira contínua a amplitude do sinal, antes que ele seja levado às placas defletoras.
- h) Ganho horizontal: permite variar a amplitude ao longo do eixo X.
- i) Seletor de varredura: permite a variação discreta na frequência da varredura interna.

- j) Varredura externa: usada quando pretende-se atuar externamente nas placas horizontais.
- k) Seletor de sincronismo: o sinal estará sincronizado quando tivermos uma configuração estável do mesmo na tela, o que corresponde a um sincronismo de varredura com o sinal aplicado às placas de deflexão vertical. O seletor deverá ser colocado na posição LINHA para o sincronismo com a rede; INTERNO para a varredura interna e EXTERNO para a varredura externa de um sinal colocado na entrada horizontal.
- l) Chave de sincronismo: uma vez escolhida a referência de sincronismo, a chave de

sincronismo permite o ajuste desejado.

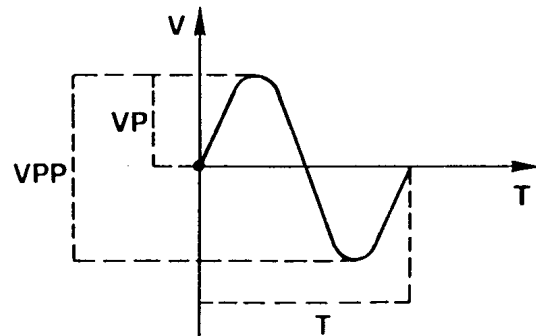


Figura 2-11 Exemplo de leitura com o osciloscópio

Onde:

V_p = valor de pico de tensão

V_{pp} = Valor pico a pico da tensão

T = Período do sinal.

REQUISITOS PARA ANÁLISE DE CIRCUITOS

INTRODUÇÃO

O estudo referente à análise de circuitos sob um ponto de vista completo, normalmente envolve cálculos complicados e são muitos os livros que podem ser encontrados tratando desse assunto.

Aqui, abordaremos a análise de alguns circuitos que empregam somente corrente contínua, onde as impedâncias são essencialmente resistências lineares e as tensões são constantes.

Para o estudo de circuitos elétricos, dois objetivos principais são importantes: um, é determinar a impedância (ou resistência, para circuitos de CC) de um dado circuito, entre dois pontos quaisquer; outro é determinar a corrente ou tensão através de um elemento qualquer do circuito, quando uma tensão é aplicada a uma outra parte do referido circuito.

FONTES OU GERADORES DE TENSÃO CONSTANTE

Uma fonte de tensão é, na verdade, um gerador de tensão que possui uma resistência interna **muito baixa**, entregando em sua saída um valor de tensão constante, para uma extensa gama de valores de carga a ele conectado.

Existe o gerador de tensão ideal e o gerador de tensão real. No primeiro caso, a diferença de potencial é mantida constante, qualquer que seja a carga à qual esteja ligado. Um gerador de tensão ideal, na prática, não existe, pois todo gerador possui uma resistência interna fazendo, com que a tensão nos seus terminais dependa da carga, atuando, portanto, com um gerador de tensão real. Nas figuras 3-1 e 3-2 ilustramos esquematicamente os dois tipos de geradores de tensão acima mencionados.

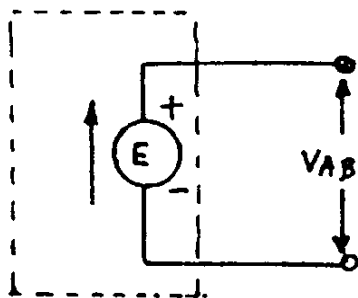


Figura 3-1 Gerador de tensão ideal

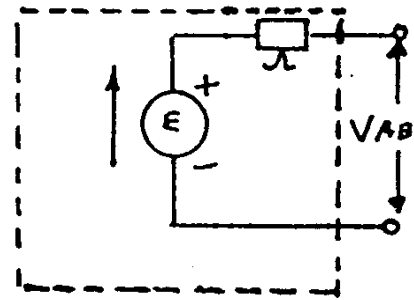


Figura 3-2 Gerador de tensão real

Nota-se, em ambos os circuitos, uma seta colocada ao lado da f. e m. A posição da seta é para indicar que, caso a fonte atuasse sozinha, provocaria o movimento de cargas positivas no sentido mostrado, indicando desta forma, o sentido da f. e. m. do gerador.

São vários os tipos de geradores de tensão e poderíamos citar, como exemplos típicos desses geradores encontrados na prática, as fontes de C C reguladas, uma bateria ou circuitos seguidores de emissor etc.

Os geradores de tensão constante têm grandes aplicações em circuitos onde desejamos que a tensão de saída seja estável ou constante. É o caso, por exemplo, dos reguladores de tensão eletrônicos, cuja finalidade é manter uma tensão constante nos seus terminais de saída, embora varie a tensão de entrada, ou o valor da carga.

Ocorre, entretanto, que geradores de tensão constante, a exemplo dos reguladores de tensão eletrônicos, são constituídos de dispositivos semicondutores, tais como: diodos comuns, diodos zener e transistores, isto sem falar de vários dispositivos totalmente integrados, os chamados CI (circuitos integrados). Portanto, uma análise, agora, destes circuitos, certamente estaria fora dos nossos objetivos iniciais. Circuitos dessa natureza poderão ser abordados, quando tivermos alguns conhecimentos básicos de dispositivos semicondutores, numa fase mais adiantada do nosso curso de eletrônica.

No nosso estudo referente à análise de circuitos, faremos utilização de um dispositivo gerador de tensão constante, chamado "Equivalente de Thévenin", muito empregado na resolução de circuitos considerados complexos.

Este dispositivo eletrônico representa o circuito equivalente de qualquer circuito eletrônico, que tenha características de manter uma tensão constante de saída.

FONTES OU GERADORES DE CORRENTE CONSTANTE

Podemos definir fontes de corrente constante como sendo dispositivos capazes de fornecer uma corrente de valor constante a qualquer carga, desde um circuito aberto (carga infinita) até um curto-circuito (resistência de carga zero).

Um gerador de corrente constante ideal, na prática, não existe. O que existe é o gerador de corrente real, possuindo certas limitações, e sendo capaz de manter constante a corrente nos terminais da carga, dentro de uma faixa de variações desta referida carga.

As figuras 3-3 e 3-4 ilustram os dois tipos de geradores, que acabamos de mencionar. Naturalmente, trata-se de uma representação simbólica.

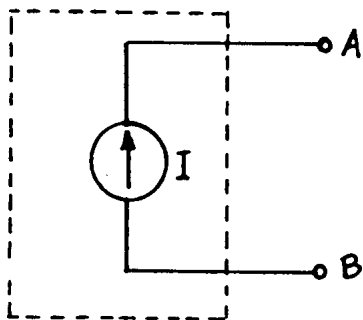


Figura 3-3 Gerador de corrente ideal

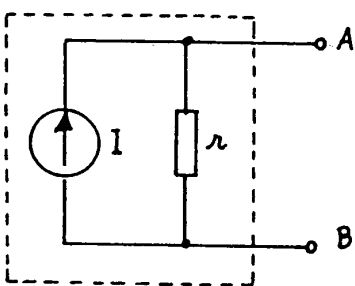


Figura 3-4 Gerador de corrente real

O gerador de corrente ideal teria uma altíssima resistência interna (idealmente infinita). Um gerador de corrente real compõe-se de um gerador ideal em paralelo com sua resistência interna.

Outro símbolo muito empregado para as fontes de corrente constante é o da figura 3-5.

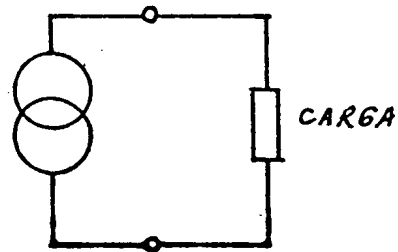


Figura 3-5 Representação simbólica de um gerador de corrente real

Um gerador de corrente constante prático é, portanto, aquele capaz de estabilizar a corrente em uma carga que varia dentro de uma grande faixa de valores.

Queremos chamar a atenção dos nossos leitores, para o seguinte: embora o assunto em pauta não se trate propriamente de geradores de corrente constante e geradores de tensão constante, achamos por bem, dar alguns conceitos básicos, os quais julgamos de grande utilidade para que, juntando aos demais assuntos que se seguirão, nos dêem uma melhor idéia daquilo que pretendemos expor.

Na prática, os geradores de corrente podem assumir diversas configurações. O que vemos aqui, entretanto, serão alguns circuitos de caráter puramente didáticos. Ocorre que, como no caso dos geradores de tensão, os geradores de corrente constante, na prática, envolvem dispositivos semicondutores, tais como: transistores, diodos, zener, etc. Uma análise, agora, destes circuitos, estaria fora de nossas cogitações iniciais. O leitor poderá ter uma noção bem melhor de fontes de corrente constante (fontes práticas), no assunto referente a dispositivos semicondutores.

Conhecemos pelo circuito da figura 3-6

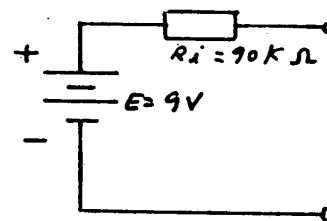


Figura 3-6 Circuito básico de um gerador de corrente constante

O circuito da figura 3-6 é constituído de um gerador de tensão, que tem conectado um resistor em série. Este dispositivo se aproxima relativamente bem de um gerador de corrente constante.

A bateria apresenta uma resistência interna muito baixa. Nós levamos em conta o valor dessa resistência interna.

Mas é necessário levarmos em conta a resistência interna do conjunto, ou seja, do nosso gerador. Essa resistência consideraremos, a título de exemplo, como sendo igual a 90 KΩ (Ri = 90KΩ).

Agora, vamos supor que uma carga foi ligada ao nosso gerador. Esta carga é representada por RL, que neste exemplo assume um valor inicial de 0 (zero)Ω, conforme nos mostra o circuito da figura 3-7.

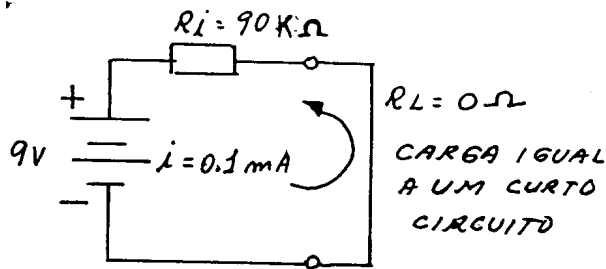


Figura 3-7 Circuito simplificado de um gerador de corrente constante, com a saída em curto-circuito.

Conforme vemos na figura 3-7, o valor da corrente que circula na carga, pode, facilmente ser obtido pela lei de OHM: $i = \frac{9V}{90K\Omega} = 0,1mA$.

Agora, substituamos RL (0Ω), por que uma RL de 90Ω. Aplicando a lei de OHM, teremos:

$$i = \frac{90v}{90K\Omega + 90\Omega}$$

Observemos o circuito da figura 3-8.

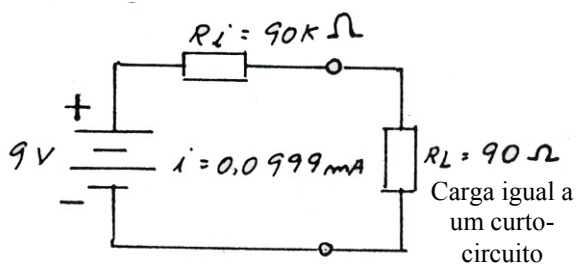


Figura 3-8 Gerador de corrente constante RL= 90Ω

Calculando, então, a corrente, temos $i = 0,0999$ mA. Este valor mudou pouco, em relação ao anterior (0,1mA).

Para fins práticos, dizemos que a corrente praticamente se manteve constante.

Aumentemos, novamente nossa resistência de carga, agora de 10 de vezes (RL = 900Ω). Aplicando a fórmula $i = \frac{9V}{90K\Omega + 900\Omega}$

teremos $i = 0,099mA$, que, também, é um valor bem próximo de 0,1mA.

Se quisermos calcular o erro quando utilizarmos a RL de 90Ω a de 900Ω, em relação à corrente obtida para a condição de curto-circuito, é só utilizarmos a seguinte fórmula:

$$\% \text{ Erro} = \frac{I_{\text{curto}} - I_{\text{carga}}}{I_{\text{curto}}} \times 100$$

Para fixarmos melhor esta nossa seqüência de raciocínio observemos a tabela da figura 3-9.

RI	RL	I CARGA	ERRO
90K Ω	Curto	0,1 mA	0 %
90K Ω	90 Ω	0,0999 mA	0,1%
90K Ω	900 Ω	0,099 mA	1,0%
90K Ω	9000 Ω	0,0909 mA	9,1%

Figura 3-9 Percentagem de erro da corrente de carga, em função de RL e em relação a corrente de curto-circuito.

Se usarmos a fórmula, seguindo os dados da tabela da figura 3-9, vamos notar que, no caso do 90Ω, o erro é de 0,1% enquanto que com RL igual a 900Ω temos 1% de erro. Entretanto, se aumentarmos a carga para 9kΩ, a corrente será 0,0909 mA, que corresponde a um erro de 9,1%.

É importante observarmos que com uma RL de até 900Ω, seu valor é bem pequeno quando comparado ao valor de Ri (90 kΩ). Neste caso, a variação de corrente entregue pelo gerador se situa em 1%.

Com isso, podemos facilmente deduzir que um bom critério para se obter uma fonte de corrente constante, é fazer com que sua resistência interna seja, no mínimo, 100 vezes o valor da maior carga a ser utilizada. Isto nos assegura um erro máximo de 1%.

É importante observarmos, aqui, que não é o valor absoluto da resistência interna do gerador, que irá qualifica-lo como um “bom” gerador de corrente, e sim sua resistência interna (Ri) comparada à resistência de carga RL.

Ainda, com referência aos dados da tabela, podemos observar que, se quiséssemos utilizar uma $RL = 9K\Omega$, teríamos que dispor de uma $R_i = 900 K\Omega m$ no mínimo. Entretanto, para que a corrente fosse mantida em $0,1 mA$, necessitaríamos de uma fonte de $90 V$, o que nos levaria a uma solução não muito prática.

Queremos lembrar, aqui aos nossos leitores, que qualquer circuito capaz de manter uma corrente constante, independente do valor da carga (dentro de certos limites) estará sendo representado por um circuito chamado “Equivalente de Norton”.

Este será, portanto, nosso gerador de corrente constante. A exemplo do “Equivalente de Thévenin”, o “Equivalente de Norton” encontra muita aplicação na resolução de circuitos considerados complexos, conforme veremos mais tarde nesse assunto referente a análise de circuitos.

ELEMENTOS DE CIRCUITOS

Denomina-se elemento de um circuito o menor componente individual, que é considerado na resolução de um problema. Tal elemento pode ser uma simples resistência, uma f. e. m., ou ainda um valor equivalente à associação de diversas resistências ou tensões. Na figura 3-10 temos uma representação esquemática para ilustrar os elementos de um circuito.

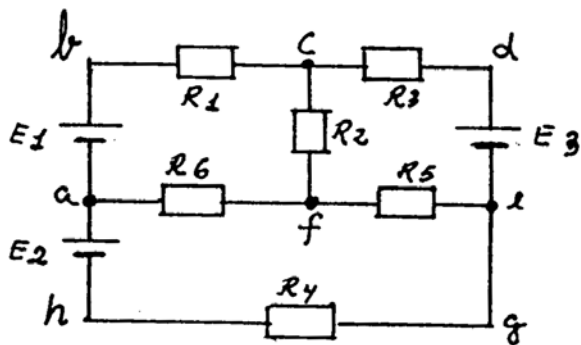


Figura 3-10 Diagrama para ilustrar os elementos de um circuito

Na figura 3-10, E_1 , E_2 , E_3 , R_1 , R_2 , R_3 e R_4 são elementos do circuito. É importante ressaltarmos que E_1 , E_2 e E_3 podem representar uma simples pilha, um gerador, ou mesmo uma fonte eletrônica (um retificador, por exemplo).

Da mesma forma, R_1 , por exemplo, tanto pode ser um simples resistor, quanto a resistência à CC de um indutor, etc.

Terminologia usual

Como propósito de facilitar a análise de circuitos elétricos, existem certos termos com os quais devemos nos familiarizar.

a) Rede ou Circuito

Dá-se o nome de rede a um conjunto de condutores, geradores e receptores ligados de uma maneira qualquer, ou seja, em série em triângulo, em paralelo, etc.

A figura 3-10 nos mostra um exemplo de uma rede ou circuito.

b) Nó de Intensidade ou Nó (ou ainda NODO)

Nó pode ser definido como a junção de três ou mais elementos componentes de uma rede. Se observarmos o circuito da figura 3-10, vamos notar que existem pontos comuns a diversos condutores, ou geradores, ou receptores. A exemplo temos os pontos **a**, **c**, **e** e **f**. Portanto, o Nó é o ponto de concorrência de três ou mais braços.

c) Braço ou Ramo

Qualquer porção de uma estrutura (de um circuito), ligando diretamente dois nós, sem passar através de um terceiro, chama-se **braço** ou **ramo**. Na figura 3-10, podemos observar que os elementos E_1 e R_1 , por exemplo, constituem um ramo que une os nós **a** e **c**; da mesma forma, o elemento R_2 forma o ramo que une os nós **c** e **f**. Em um **braço** ou **ramo**, todos os elementos que nele figuram estão em série. Neste circuito temos seis braços.

d) Laço de Circuito

Observando a figura 3-10, notamos um circuito fechado **a, b, c, f, a**, incluindo E_1 , R_1 , R_2 e R_6 . Isto constitui exemplo do laço ou “loop”. Desta forma podemos dizer que o laço é a combinação de todos os elementos formadores de um circuito fechado. Outros exemplos de laço: **abcdefa**, **fcdef**, etc.

e) Malha

Podemos dizer que a malha é o menor laço. A malha nada mais é do que um laço, que não pode ser subdividido em outros. São exemplos de malhas: **abcfa**, **fcdef** e **afegha**.

Portanto, a malha é todo circuito fechado que possa ser considerado dentro da rede, **que não pode ser dividido**.

TEOREMAS DAS ESTRUTURAS ELÉTRICAS

Os teoremas a serem abordados aqui, serão enumerados sem qualquer comprovação. Existem quatro teoremas largamente empregados na análise de circuitos, e que constituem a base para muitos outros teoremas existentes, São eles: Leis de Kirchoff, Teorema de Thévenin, Teorema de Norton e Teorema de Superposição.

1. Leis de Kirchoff

Fundamentalmente existem duas Leis de Kirchoff para o estudo das estruturas:

a) Primeira Lei de Kirchoff ou Lei dos Nós

“A soma das correntes que entram em um nó, é igual à soma das correntes que saem do nó”. É o que nos ilustra a figura 3-11.

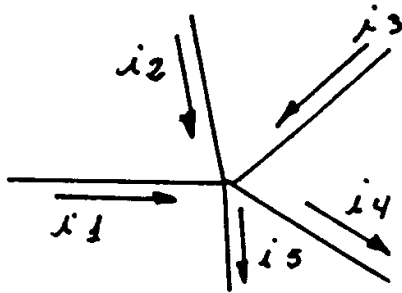


Figura 3-11 Ilustração da primeira Lei de Kirchoff

Da mesma forma, é válido enunciar que: “a soma algébrica das correntes que entram e saem de um nó é nula”. Então podemos escrever inicialmente, que:

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_4 + i_5$$

ou então:

$$i_1 + i_2 + i_3 - i_4 - i_5 = 0$$

b) Segunda Lei de Kirchoff ou Lei das Malhas

Esta lei é relativa às tensões, podendo ser enunciada da seguinte maneira:

“Em qualquer circuito elétrico fechado, a soma algébrica das quedas de potencial deve ser igual à soma algébrica das elevações de potencial”.

$\underline{R} \cdot \underline{I}$ (Queda de potencial) = \underline{E} (Elevação de potencial)

Em outras palavras: “a soma algébrica de todas as quedas de potencial e a f.e.m. devem ser iguais a zero”. $\underline{R} \cdot \underline{I} - \underline{E} = 0$

2. Aplicação das Leis de Kirchoff

Para aplicarmos as leis de Kirchoff aos circuitos elétricos, levamos em conta o sentido do fluxo de elétrons através desses circuitos. Em consequência usamos normalmente sentidos arbitrários de circulação, desde que não sejam evidentes os sentidos reais.

Devemos empregar, por exemplo, a lei das correntes ou lei dos nós, a fim de reduzirmos o número das correntes desconhecidas. Em seguida escrevemos uma equação de Kirchoff relativa à segunda lei, ou lei das malhas, para cada circuito fechado do conjunto; e assim prosseguimos, escrevendo equações de modo que cada elemento do conjunto seja usado pelo menos uma vez em uma das equações. Deste modo, resolveremos as equações resultantes, determinando, em seguida, o valor de cada corrente.

De um modo geral, é possível prescrever várias regras que nos levem a escrever equações de tensão, ou mesmo de corrente, para qualquer circuito, todas conduzindo-nos a um resultado correto. Entretanto, para atender nossos objetivos, iremos nos limitar às seguintes regras:

- uma rede contendo **b** ramos, necessita de **b** equações para a solução do problema, já que, para cada ramo há uma corrente.
- começamos sempre aplicando inicialmente a lei dos nós.
- se houver **n** nós aplicamos a primeira lei **n-1** vezes, conseguindo **n-1** equações independentes entre si.
- em virtude de serem necessárias **b** equações e a primeira lei ser utilizada **n-1** vezes, podemos aplicar a segunda lei, **b-(n-1)** vezes, ou seja, igual ao número de malhas.
- devemos atribuir, arbitrariamente, um sentido para a corrente em cada braço ou ramo do circuito.
- é necessário atribuímos, também, um sentido de percurso para cada malha.
- a força eletromotriz terá sinal positivo, desde que não se oponha ao

sentido de percurso adotado; isto é, terá sinal positivo quando o sentido do percurso bater no pólo positivo da bateria.

- h) quando um resistor for percorrido por uma corrente que tenha o mesmo sentido que aquele arbitrado para o percurso, o produto $I \times R$ será positivo. Em caso contrário, esse produto será negativo.
- i) se obtivermos um resultado negativo de corrente, isto significará que o sentido arbitrado inicialmente é oposto ao verdadeiro; entretanto, o valor numérico não se alterará.

(1) Exercícios de fixação

(a) Seja o circuito da figura 3-12 no qual queremos aplicar as leis de Kirchoff.

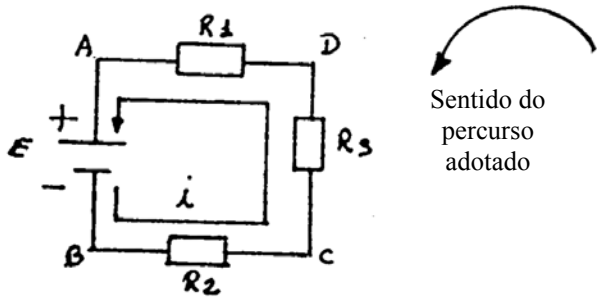


Figura 3-12 Circuito para análise das Leis de Kirchoff

Observando o circuito da figura 3-12, vemos que se trata de um circuito bastante simples. Trata-se de um circuito série contendo um único gerador.

Agora, precisamos atribuir um sentido arbitrário para a corrente, dentro da malha, conforme ilustração na figura 3-12. É necessário que atribuamos, também, um sentido de percurso, para o nosso circuito.

Suponhamos, então que o nosso percurso seja este: ABCDA. Deste modo, partindo do ponto A, e movendo-se na direção ABCDA, encontramos, inicialmente, a tensão E, que é positiva no ponto A. Daí, dizemos que a fonte E tem sinal positivo, porque ela não se opõe ao sentido arbitrado para o percurso. Portanto, o primeiro termo de nossa equação é $+E$.

Vejam, em seguida, as quedas de potencial ($i.R$): ora, no nosso exemplo, a corrente que passa pelos resistores tem o mesmo sentido que o arbitrado para o percurso. Logo,

os produtos iR_2 e iR_1 são todos antecedidos de um sinal positivo.

Assim, podemos afirmar, para o circuito da figura 3-12, que: $+E = +iR_1 + iR_2 + iR_3$.

Isto está de acordo com a 2ª Lei de Kirchoff, que diz: “Em qualquer circuito fechado, a soma algébrica das quedas de potencial deve ser igual à soma algébrica das elevações de potencial”.

Conforme já dissemos anteriormente, as “elevações de potencial” são as fontes E. No nosso exemplo, em questão, só existe uma fonte, embora pudesse haver mais de uma, como teremos oportunidade de ver em exemplos subseqüentes.

(b) Seja, agora, o circuito da figura 3-13.

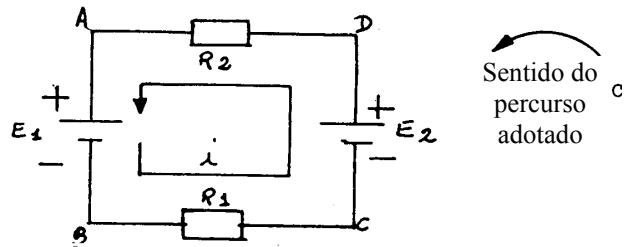


Figura 3-13 – Circuito para análise das leis de Kirchoff

O circuito da figura 3-13 ainda é relativamente simples, contendo dois geradores: E_1 e E_2 . Observemos o sentido de percurso adotado. É o sentido ABCDA. Partindo do ponto A, seguindo a direção ABCDA, notamos que a ponta da seta indicadora do percurso aponta para o positivo da fonte E_1 . Esta seta não vai de encontro ao negativo de E_1 . Assim sendo, encontramos, a partir do ponto A, a primeira tensão E_1 , que é positiva, e vai ser o primeiro termo da nossa equação. Continuando nosso movimento de acordo com a orientação indicada, vamos encontrar o segundo termo do primeiro membro de nossa equação. Trata-se da fonte E_2 . Só que tem um detalhe: a ponta da seta vai de encontro ao negativo da fonte.

Então, nós dizemos que a f.e.m. está se opondo ao sentido de percurso adotado. Por este motivo o 2º termo de nossa equação é negativo ($-E_2$). Quanto aos produtos iR , todos serão positivos, pois a corrente i , que passe pelos

resistores, tem sentido igual ao arbitrado para o percurso.

Portanto, de acordo com a 2ª Lei de Kirchoff, podemos dizer que:

$$+ E_1 - E_2 = iR_1 + iR_2$$

Invertendo as posições dos membros da equação e colocando o fator i em evidência, temos:

$$iR_1 + iR_2 = E_1 - E_2$$

$$i(R_1 + R_2) = E_1 - E_2$$

Agora, tirando o valor de i , vem:

$$i = \frac{E_1 - E_2}{R_1 + R_2}$$

(c) Vejamos na figura 3-14 um circuito idêntico ao anterior, sendo que seus elementos têm valores numéricos.

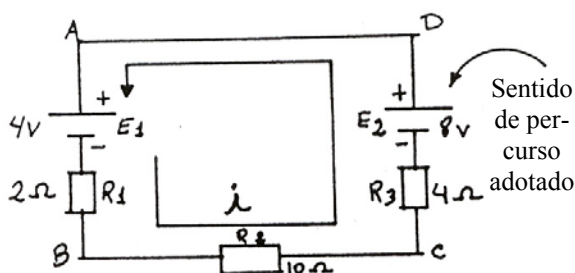


Figura 3-14 Circuito para comprovação das Leis de Kirchoff

Adotando o sentido ABCDA para o percurso, bem como o sentido adotado para a corrente, e aplicando a segunda lei de Kirchoff, teremos:

$$+E_1 - E_2 = iR_1 + iR_2 + iR_3$$

Colocando “ i ” em evidência e tirando o seu valor na equação, teremos:

$$i = \frac{E_1 - E_2}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Substituindo o numerador e o denominador por seus respectivos valores, vem:

$$i = \frac{4V - 8V}{2\Omega + 10\Omega + 4\Omega} \quad i = -0,25A$$

Uma vez achada a corrente, as quedas de potencial podem ser facilmente encontradas.

É importante observarmos que, se o sentido da corrente fosse arbitrado ao contrário, certamente teríamos um resultado positivo para a corrente, indicando, desta forma, que o sentido arbitrado anteriormente para “ i ”, estaria errado. Em ambos os casos, o resultado da corrente, em módulo é o mesmo.

(d) O circuito que analisaremos, agora, já não é tão simples quanto os três primeiros.

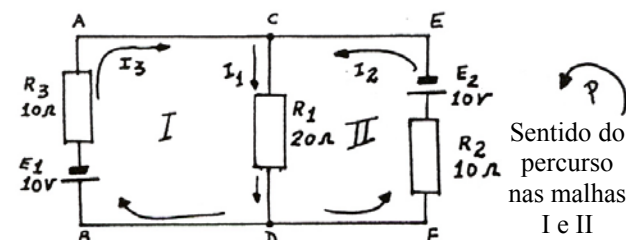


Figura 3-15 Circuito para cálculo das leis de Kirchoff

Cabem aqui, algumas considerações importantes, a saber:

1. Como existem dois nós, D e C, temos uma equação para a primeira lei, ou Lei dos Nós. Observando o circuito notamos que a corrente I_1 se subdivide em I_2 e I_3 ; portanto: $I_1 = I_2 + I_3$ (primeira equação).
2. No circuito temos 2 malhas, portanto a segunda lei será escrita duas vezes.
3. Como no circuito há três ramos, teremos 3 equações: uma para a corrente e duas para as tensões.
4. Aplicando a segunda lei na malha I, adotando o percurso ABDCA, obtemos:
 $-E_1 = -I_1R_1 - I_3R_3 \therefore$
 $-10V = -20I_1 - 10I_3$ (segunda equação)
5. Aplicando a segunda lei na malha II, adotando o percurso CDFEC, obtemos:
 $+E_2 = +I_1R_1 + I_2R_2 \therefore$
 $+10V = 20I_1 + 10I_2$ (terceira equação)

6 Temos então três equações com incógnitas. Para resolvermos devemos fazer uso de um método simples conforme se segue.

(a) Substituímos a primeira equação (corrente) em uma das equações de tensão, obtendo uma quarta equação de tensão. Substituímos o valor de I_3 na segunda equação teremos:

$$I_3 = I_1 - I_2$$

$$+10 = +20I_1 + 10(I_1 - I_2) \therefore$$

$+10 + 30I_1 - 10I_2$ (quarta equação). Esta quarta equação possui as mesmas incógnitas que a terceira equação, assim podemos compara-las, arranja-las e somá-las, obtendo:

$$20 = 50I_1 \therefore 2 = 5I_1 \therefore$$

$$I_1 = 2/5 \text{ A} = 0,4 \text{ A}$$

(b) Substituímos I_1 na segunda equação e obtemos:

$$10 = 20 \times 0,4 + 10I_3 \therefore$$

$$10 = 8 + 10I_3 \therefore I_3 = \frac{10-8}{10}$$

$$I_3 = 0,2 \text{ A}$$

(c) Como $I_1 = I_2 + I_3$

$$I_2 = I_1 - I_3 = 0,4 - 0,2 = 0,2 \text{ A}$$

ou substituindo I_1 na terceira equação obtemos:

$$+10 = 20I_1 + 10I_2 \therefore$$

$$+10 = 20 \times 0,4 + 10I_2 \therefore$$

$$I_2 = 0,2 \text{ A}$$

7 Verificando a primeira equação $I_1 = I_2 + I_3$ então $0,4 = 0,2 \text{ A} + 0,2 \text{ A}$. Esta equação está correta com o resultado que obtemos. Podemos também verificar a igualdade de todas as equações e chegamos à conclusão que estão corretas.

e) Analisemos, agora, o circuito da figura 3-16.

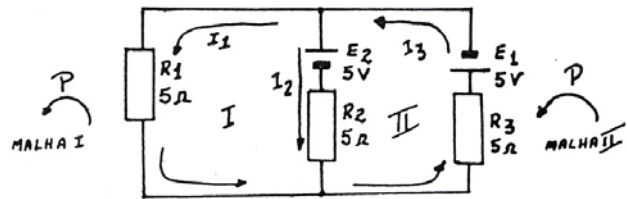


Figura 3-16 Circuito para análise das leis de Kirchoff

Para encontrarmos os valores de I_1 , I_2 e I_3 , seguiremos os sete passos seguintes.

1 Pela primeira Lei de Kirchoff, ou Lei dos Nós, obtemos a seguinte equação: $I_3 = I_1 + I_2$ (equação I)

2 Na malha I, pela segunda Lei de Kirchoff, obtemos:

$$-E_2 = I_1R_1 - I_2R_2$$

$$-5\text{V} = 5I_1 - 5I_2 \text{ (equação II)}$$

3 Na malha II, pela segunda Lei de Kirchoff, obtemos:

$$E_1 + E_2 = I_2R_2 + I_3R_3$$

$$10\text{V} = 5I_2 + 5I_3 \text{ (equação III)}$$

4 Substituímos a equação I na equação III:

$$10\text{V} = 5I_2 + 5(I_1 + I_2)$$

$$10\text{V} = 5I_2 + 5I_1 + 5I_2$$

$$10\text{V} = 5I_1 + 10I_2 \text{ (equação IV)}$$

Comparamos a equação IV com a equação de tensão que ainda não foi usada, que é a II, que possui as mesmas incógnitas que a equação IV. Se multiplicarmos a equação II por -1 podemos cancelar I_1 e encontrar o valor de I_2 .

Somando II com IV, obtemos:

$$5\text{V} = -5I_1 + 5I_2$$

$$\underline{10\text{V} = +5I_1 + 10I_2}$$

$$15\text{V} = \quad \quad 15I_2$$

$$\therefore I_2 = 1 \text{ A}$$

5 Aplicando o valor de I_2 na equação II obtemos o valor de I_1 :

$$-5\text{V} = 5I_1 - 5I_2$$

$$-5\text{V} = 5I_1 - 5$$

$$5I_1 = 0 \therefore I_1 = 0$$

6 Aplicando o valor de I_2 na equação III obtemos o valor de I_3

$$10\text{V} = 5I_2 + 5I_3$$

$$10V = 5V + 5I_3$$

$$5I_3 = 10V - 5V$$

$$5I_3 = 5V \quad \therefore \quad I_3 = 1A$$

7 Fazendo a verificação de cada equação teremos:

a. $I_3 = I_2 + I_1 \therefore 1A = 1A + 0$

b. $-5V = 5I_1 - 5I_2$

$$-5V = 5 \times 0 - 5 \times 1A$$

$$-5V = -5V$$

c. $10V = 5I_2 + 5I_3$

$$10V = 5 \times 1A + 5 \times 1A$$

$$10V = 5V + 5V$$

$$10V = 10V$$

d. $10V = 5I_1 + 10I_2$

$$10V = 5 \times 0 + 10 \times 1A$$

$$10V = 10V$$

Todas as equações formam uma igualdade e chegamos à conclusão que estão corretas.

Método para resolver Kirchoff com duas malhas:

- 1- Tirar uma equação para as correntes;
- 2- Tirar duas equações para a tensão, uma equação para cada malha;
- 3- Substituir a equação das correntes em uma das equações de tensão obtendo uma quarta equação;
- 4- Esta quarta equação possui as mesmas incógnitas que a equação de tensão que não foi usada;
- 5- Preparamos esta quarta equação e somamos com a equação ainda não usada eliminando uma das incógnitas e encontrando o valor de uma das correntes;
- 6- Por substituição obtemos os outros valores de corrente do circuito;
- 7- Fazemos a verificação de todas as equações da resolução do problema e se todas formarem uma igualdade os resultados estarão corretos;
- 8- Observação: Em todas as substituições considere o módulo e o sinal encontrados.

DIVISOR DE TENSÃO E DIVISOR DE CORRENTE

Afim de melhor compreender como surgirão as fórmulas de tensão e corrente nos teoremas de Thévenin e Norton analisaremos os divisores de tensão e corrente, conforme demonstrado a seguir.

Divisor de tensão

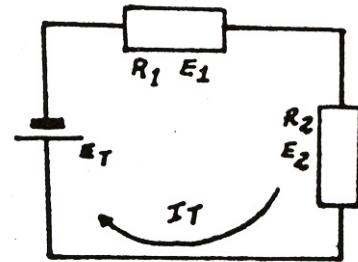


Figura 3-17 Divisor de tensão

No circuito da figura 3-17 temos:

$$E_T = E_1 + E_2 \quad \text{e} \quad I_T = I_1 = I_2$$

$$I_T = \frac{E_T}{R_1 + R_2}; \quad I_1 = \frac{E_1}{R_1}; \quad I_2 = \frac{E_2}{R_2}$$

$$\frac{E_T}{R_1 + R_2} = \frac{E_1}{R_1} = \frac{E_2}{R_2}$$

a) Cálculo de E_1 :

$$\frac{E_T}{R_1 + R_2} = \frac{E_1}{R_1} \quad \therefore \quad E_1 = \frac{E_T \times R_1}{R_1 + R_2}$$

b) Cálculo de E_2 :

$$\frac{E_T}{R_1 + R_2} = \frac{E_2}{R_2} \quad \therefore \quad E_2 = \frac{E_T \times R_2}{R_1 + R_2}$$

c) A finalidade do divisor de tensão é nos proporcionar o cálculo de queda de tensão nos resistores sem o uso da corrente do circuito.

Divisor de corrente

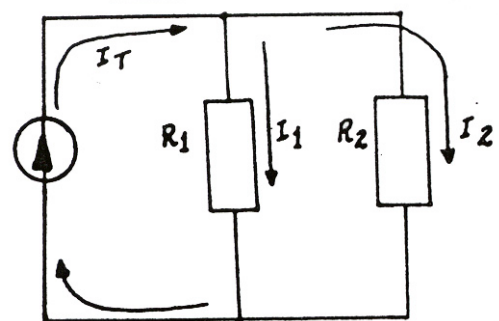


Figura 3-18

No circuito da figura 3-18 temos:

$$I_T = I_1 + I_2 \quad \text{e} \quad E_T = E_1 = E_2$$

$$E_T = I_T \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}; \quad E_1 = I_1 R_1; \quad E_2 = I_2 R_2 \quad \therefore$$

$$I_T \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = I_1 R_1 = I_2 R_2$$

a) Cálculo de I_1

$$I_T \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = I_1 R_1$$

$$I_1 = \frac{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot I_T}{\frac{R_1}{1}} = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot I_T}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_1}$$

$$I_1 = \frac{I_T \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

b) Cálculo de I_2

$$I_T \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = I_2 \cdot R_2$$

$$I_2 = \frac{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot I_T}{\frac{R_2}{1}} = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot I_T}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_2}$$

$$I_2 = \frac{I_T \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

c) A finalidade do divisor de corrente é nos proporcionar o cálculo da corrente que passa por um braço do circuito sem o uso da tensão do circuito.

TEOREMA DA SUPERPOSIÇÃO

Enunciado

O teorema da superposição estabelece que “em qualquer rede contendo uma ou mais fontes de tensão (e/ou corrente), a corrente em qualquer elemento do circuito é a soma algébrica das correntes que seriam causadas por cada fonte individualmente, estando as demais substituídas por suas respectivas resistências internas”.

Aplicação

Para ilustrar a aplicação do teorema vamos analisar o circuito da figura 3-19, onde

desejamos encontrar o valor e o sentido das correntes em R_1 , R_2 e R_3 .

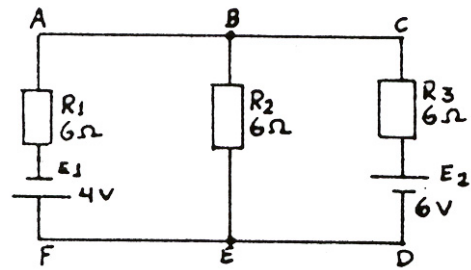


Figura 3-19

Primeiramente usaremos E_1 e substituiremos E_2 por um curto (consideramos E_2 com $R_i = 0$).

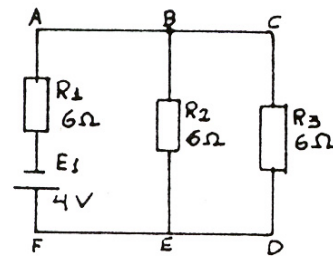


Figura 3-20

$$R_T = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = 6 + 3 = 9\Omega$$

$$E_T = R_1 = 4V$$

$$I_T = I_{R1} = \frac{4V}{9\Omega} = 0,444A$$

As correntes no circuito ficam como distribuídas a seguir:

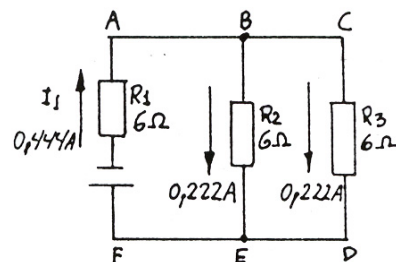


Figura 3-21

Em seguida usaremos E_2 e substituiremos E_1 por um curto (também consideramos R_1 de $E_1 = 0$).

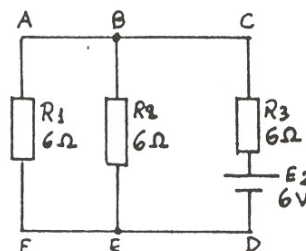


Figura 3-22

$$R_T = R_3 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 6 + 3 = 9\Omega$$

$$E_T = E_2 = 6V$$

$$I_T = I_{R_3} = \frac{6V}{9} = 0,666A$$

As correntes no circuito ficam como distribuídas na figura 3-23:

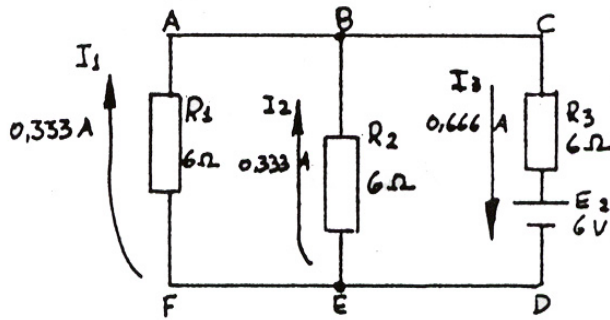


Figura 3-23

Como último passo fazemos a superposição das correntes causadas por E_1 e por E_2 .

Em R_1 a corrente real será a soma algébrica de 0,444A e 0,333A no mesmo sentido, de F para A, de onde $I_{R_1} = 0,777A$.

Em R_2 obtemos 0,333A de E para B, e 0,222A de B para E;. O resultado final é de 0,111A no sentido de E para B.

Em R_3 obtemos 0,222A e 0,666A no mesmo sentido, de C para D, de onde $I_{R_3} = 0,888A$.

O resultado final está mostrado a seguir na figura 3-24.

Verificação:

$$I_{R_3} = I_{R_1} + I_{R_2}$$

$$0,888A = 0,777A + 0,111A.$$

De acordo com a primeira Lei de Kirchoff está correto.

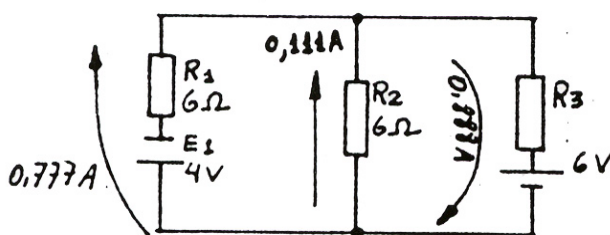


Figura 3-24

TEOREMA DE THÉVENIN

Nem sempre as leis de Ohm e de Kirchoff constituem a ferramenta necessária para a resolução de circuitos mais complexos.

O teorema de Thévenin faz parte de um grupo de teoremas sobre estruturas elétricas complexas, possibilitando-nos meios mais eficazes para a análise simplificada de circuitos dessa natureza.

A técnica utilizada possibilita a redução de um circuito complexo a um circuito equivalente simples, que passa a atuar como a rede original.

O teorema de Thévenin pode ser enunciado da seguinte maneira: “qualquer rede de dois terminais pode ser substituída por um circuito equivalente simples, constituído por um gerador, chamado gerador de Thévenin, cuja tensão E_{TH} , atuando em série com sua resistência interna R_{TH} , obriga a corrente a fluir através de uma carga” (Ver a figura 325 b).

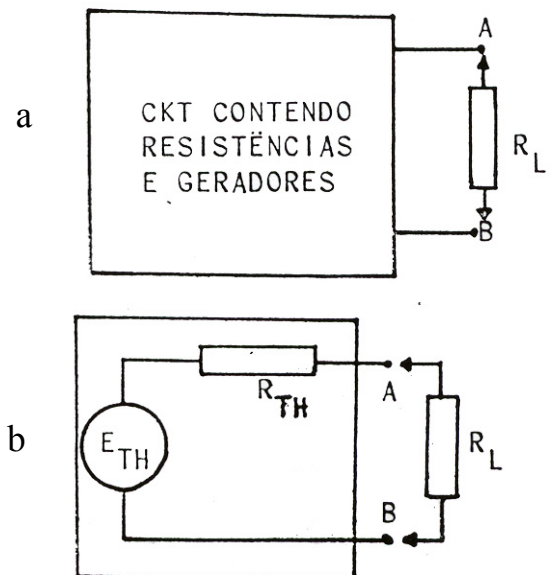
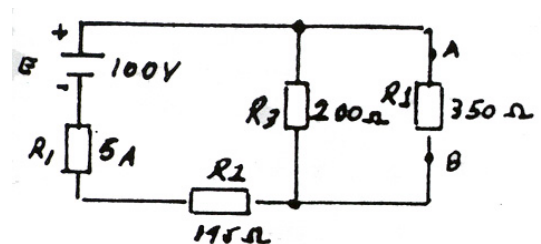
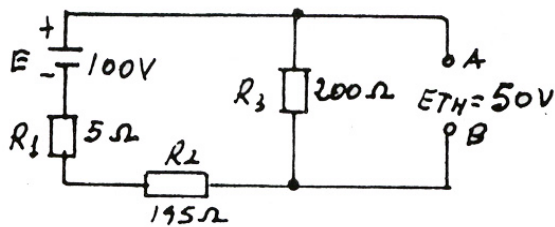


Figura 3-25

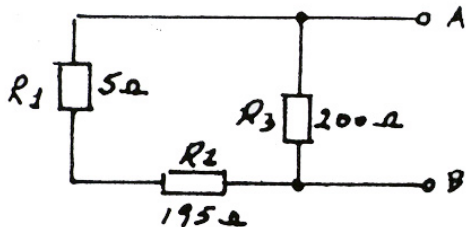
Os circuitos a seguir nos mostram uma sequência de operações, que visam a determinar os dois elementos fundamentais constituintes do teorema de Thévenin, ou seja, E_{TH} e R_{TH} .



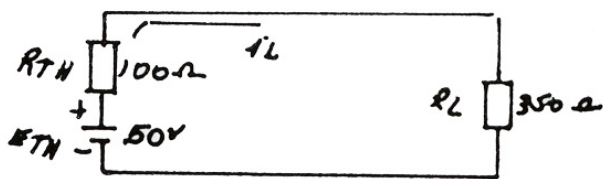
(a)



(b)



(c)



(d)

$$R_{TH} = \frac{200(195 + 5)}{200 + 195 + 5} = 100\Omega$$

Figura 3-26

Vejam agora, algumas regras usadas na determinação de E_{TH} e R_{TH} :

1 – Entendemos por tensão de Thévenin (E_{TH}) aquela tensão vista nos terminais de carga, no circuito original, estando a resistência de carga removida, isto é, tensão em circuito aberto. É o que nos ilustra a figura 3-26 b.

Conforme observamos na figura 3-26 b, para calcularmos a tensão de Thévenin (E_{TH}), removemos a carga R_L . Neste caso a tensão de Thévenin é a tensão vista nos terminais em circuito aberto A-B. Isto significa que a tensão de Thévenin é a própria queda de tensão em R_3 . Assim, basta calcularmos a corrente total do circuito e multiplicamos por R_3 :

$$VR_3 = i \cdot R_3 = \frac{E}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot R_3 = \frac{100V}{5\Omega + 195\Omega + 200\Omega} \cdot 200\Omega = 50V$$

Portanto, temos que: $V_{R_3} = V_{AB} =$

$$E_{TH} = 50V$$

2 – Quanto à resistência de Thévenin (R_{TH}), trata-se da resistência vista dos

terminais de carga aberta, quando olhamos para a rede original, estando as fontes de tensão do circuito substituídas por suas resistências internas.

A figura 3-26c, ilustra o que acabamos de mencionar. Neste caso, a fonte foi curto-circuitada e o circuito passou a ter: R_1 em série com R_2 ; e as duas em paralelo com R_3 . Deste modo, a resistência equivalente entre os pontos A e B é 100Ω , que é a resistência de Thévenin.

3 – Agora, resta-nos fazer o equivalente de Thévenin, para o circuito da figura 3-26 a. É o que nos mostra a figura 3-26d.

Aí temos uma fonte de tensão de $50V$, que é o gerador de Thévenin; em série com esta fonte temos uma resistência, que é a de Thévenin (100Ω).

Este circuito, portanto, é capaz de fazer fluir uma corrente (i_L) através de uma carga (R_L), substituindo o circuito da figura 20a.

Para calcularmos a corrente i_L no circuito da figura 3-26d é só empregar a Lei de Ohm:

$$i_L = \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_L} = \frac{50V}{100\Omega + 350\Omega} \cong 0,111A$$

Bem, agora, perguntamo-nos: que vantagem seria empregarmos tal método na resolução dos circuitos, uma vez que, aparentemente as coisas se tornaram mais complicadas, pois se trata de um circuito muito simples, podendo ser resolvido pela aplicação das leis de Ohm e de Kirchoff?

Realmente, para o circuito que acabamos de analisar, isto constitui uma verdade. Entretanto a veracidade do teorema de Thévenin torna-se evidente se modificarmos o circuito.

Para isto, vamos supor que quiséssemos achar o valor da corrente I_L quando R_L assumisse diversos valores, como por exemplo:

$$\begin{aligned} R_{L1} &= 20\Omega \\ R_{L2} &= 50\Omega \\ R_{L3} &= 100\Omega \\ R_{L4} &= 1200\Omega \end{aligned}$$

Se fôssemos aplicar as leis de Ohm e de Kirchoff, por exemplo para calcular a I_L em cada R_L diferente, não resta dúvida que seria um trabalho bem laborioso. Entretanto, calculando o equivalente de Thévenin, facilmente determinamos os valores de corrente para cada valor diferente de R_L , uma vez que

ETH e RTH, são grandezas independentes do valor de RL.

Vejamus mais um exemplo bem simples, de aplicação do teorema de Thévenin, para em seguida entrarmos na análise de circuitos mais complexos.

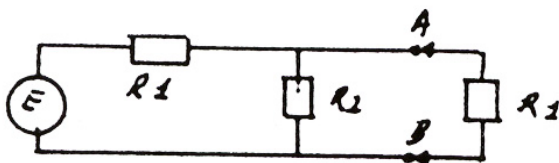


Figura 3-27

Para calcularmos a tensão de Thévenin (ETH), basta acharmos a tensão entre os pontos A e B. Portanto, ao retirarmos RL do circuito, a

$$V_{AB} = ETH = \frac{E}{R_1 + R_2} \cdot R_2 = \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot ETH \text{ sendo igual a } \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

equivale à f.e.m. do gerador equivalente de Thévenin.

Agora, com a fonte “E” em curto-circuito, passemos ao cálculo de RTH, que por natureza do circuito, será: $R_{AB} = RTH = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

Finalmente, teremos o circuito equivalente de Thévenin, seguido dos seus elementos fundamentais, (RTH e ETH), conforma a figura 3-28 a seguir.

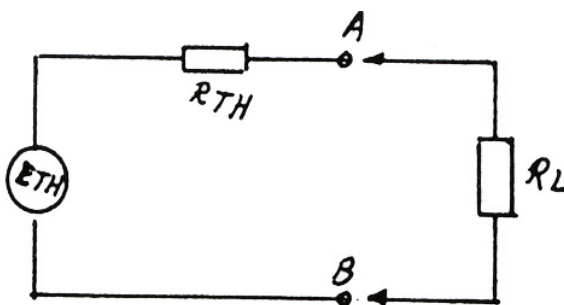


Figura 3-28

$$RTH = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad ETH = \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Vamos supor que quiséssemos calcular a potência dissipada no resistor R2 do circuito da figura 3-29, aplicando o teorema de Thévenin.

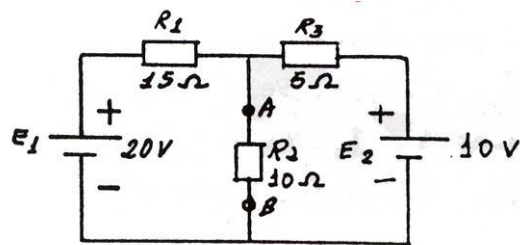


Figura 3-29 Ilustração do teorema de Thévenin

Precisamos encontrar o equivalente de Thévenin para o circuito da figura 3-29. Vamos abrir o circuito nos pontos A e B, pois R2 representa nossa RL. O circuito passa a ser como o da figura 3-30.

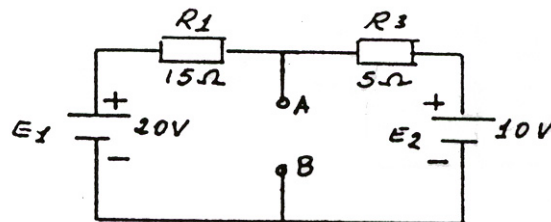


Figura 3-30 R2 removida do circuito

As fontes E1 e E2 estão em oposição. Logo a corrente total será:

$$I_t = \frac{20V - 10V}{15\Omega + 5\Omega} = \frac{10V}{20\Omega} = 0,5 A$$

Esta corrente, passando em R3 produzirá uma queda de tensão de 2,5V; e passando em R1 produzirá uma queda de tensão de 7,5 V. Assim, já podemos achar a tensão VAB que será 12,5 V, conforme ilustrado na figura 3-31.

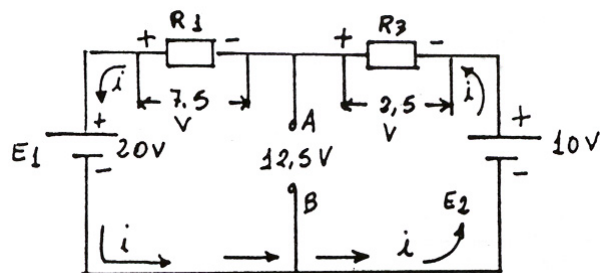


Figura 3-31 Potencial entre os pontos A e B, igual a 12,5 V

Pelo exposto no circuito da figura 3-31, observamos que a fonte E1 é que determina o fluxo de corrente, pois esta fonte tem valor maior que E2. Assim sendo, de acordo com o sentido de corrente estabelecido, temos que, pelo lado de E2, a tensão $V_{AB} = E_2 + V_{R3}$, pois estas duas tensões estão em série e se somam, dando $V_{AB} = 12,5 V$.

Pelo lado de E1, a tensão $V_{AB} = E_1 - V_{R1}$, pois estas duas tensões estão se opondo.

Logo: $V_{AB} = 20V - 7,5V$; ou $V_{AB} = 12,5V$. Portanto, sendo $V_{AB} = 12,5V$, concluímos que a tensão de Thévenin é $12,5V$.

Agora vamos calcular a resistência de Thévenin. E só abrir o circuito da figura 3-29 nos terminais A e B e curto-circuitar as fontes E1 e E2.

O circuito ficará como o da figura 3-32a e 3-32b.

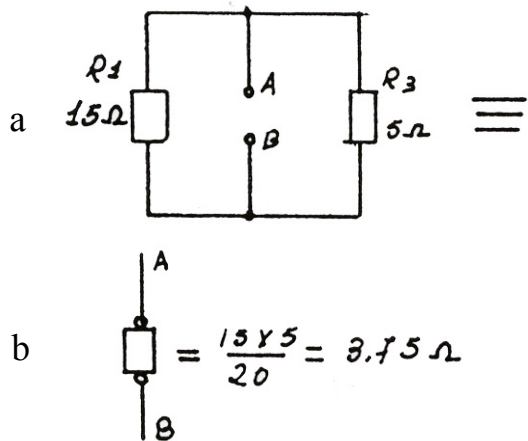


Figura 3-32

Assim, podemos fazer o equivalente de Thévenin para o circuito da figura 3-29, usando o circuito da figura 3-33.

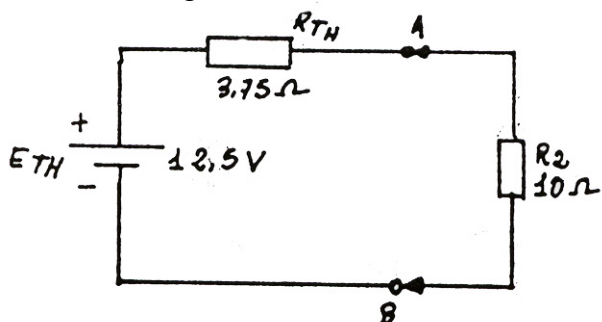


Figura 3-33 Equivalente de Thévenin

Deste modo, ficou fácil calcularmos a potência de R_2 . É só achar a corrente total, elevar ao quadrado e multiplicar por R_2 . Isto pode ser feito da seguinte maneira:

$$I_t = \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_2}; (I_t)^2 \times R_2 = P_2. \text{ Ou seja:}$$

$$P_2 = \left(\frac{12,5V}{13,75\Omega}\right)^2 \times 10\Omega = 8,28W.$$

Outros exemplos

Exemplo 1

Vamos encontrar o equivalente de Thévenin do circuito da figura 3-34 a.

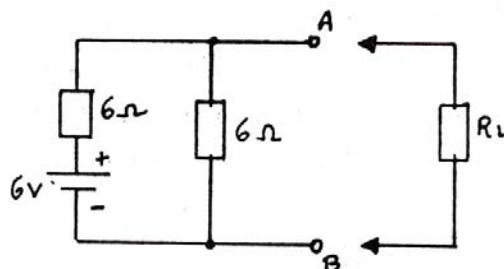


Figura 3-34 a

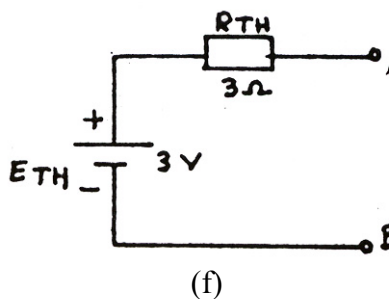
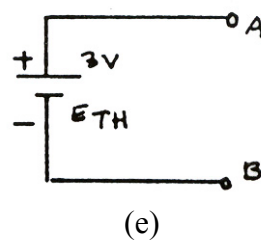
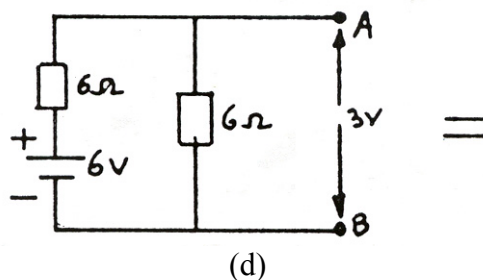
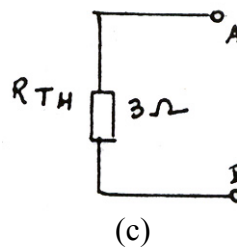
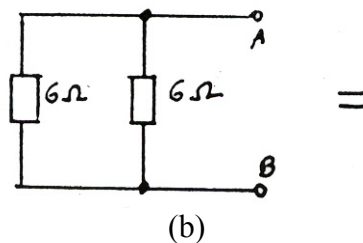


Figura 3-34 Ilustração do teorema de Thévenin

Solução:

Primeiro removemos a carga. Então, determinamos a Resistência de Thévenin (R_{TH}), substituindo o gerador pela sua resistência interna, conforme nos mostra a parte "b". A rede fica então simplificada (parte c).

A tensão em circuito aberto, E_{TH} , é determinada deixando-se a carga desconectada (circuito aberto em A-B). Nestas condições temos 3V em A-B (parte d).

Esta tensão de circuito aberto é representada como um gerador de tensão constante (parte e). Finalmente, temos os circuitos das partes "c" e "e", que são combinados para produzir o Equivalente de Thévenin, conforme a parte "f".

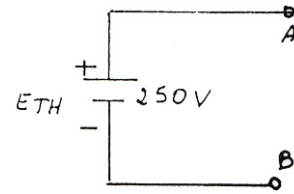


Figura 3-35 e

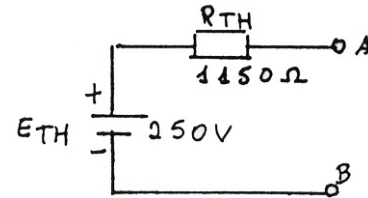


Figura 3-35f

Exemplo 2

Vamos encontrar o Equivalente de Thévenin do circuito da figura 3-35 a.

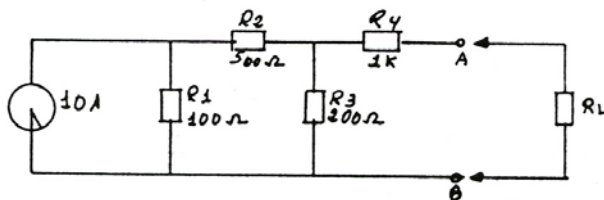


Figura 3-35 a

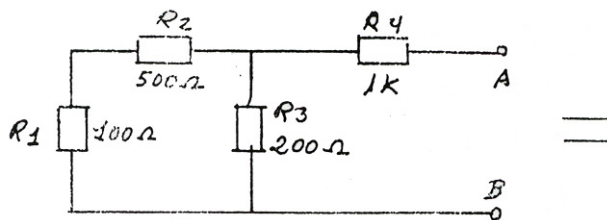


Figura 3-35 b

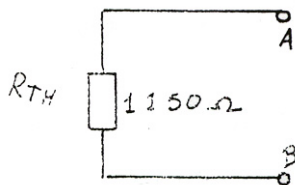


Figura 3-35 c

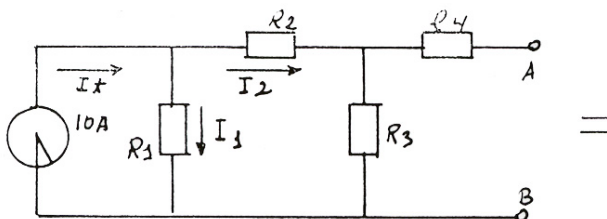


Figura 3-35d

Figura 3-35 Ilustração do Teorema de Thévenin

Solução ;

Vamos remover a carga. Em seguida, olhando para dentro dos terminais A e B, determinemos a resistência de Thévenin (b). Deste modo, o gerador de corrente de 10A foi substituído por uma resistência infinita (circuito aberto). Utilizando a fórmula a seguir,

$$R_{TH} = R_4 + \frac{(R_1 + R_2) R_3}{(R_1 + R_2) + R_3}$$

resistência equivalente, que é a resistência de Thévenin. Pela parte "b" podemos observar que R_1 e R_2 estão em série, e ambas estão em paralelo com R_3 . A resultante deste conjunto está em série com R_4 . Então, substituindo na fórmula os valores das resistências, teremos (na parte "c"):

$$\begin{aligned} R_{TH} &= 1K + \frac{(100+500)200}{(100+500)+200} \\ &= 1000 + \frac{600 \times 200}{800} = 1000 + 150 \therefore R_{TH} = 1150\Omega \end{aligned}$$

Na parte "d" observamos que uma porção da corrente do gerador produz uma queda de voltagem em R_3 . Aliás, não flui corrente em R_4 , pois o circuito está aberto neste ponto. Em consequência, a corrente de R_2 é a mesma de R_3 . Assim, a queda de tensão em R_3 é a tensão de Thévenin, pois é a tensão em circuito aberto. Observando, portanto, a parte "d", notamos que 10A entram no circuito pelo gerador. Temos dois ramos de corrente, I_1 e I_2 , uma vez que A-B está aberto, conforme já mencionamos.

O ramo de I_2 possui uma resistência de 700Ω e o outro 100Ω . O ramo de R_3 é o que nos interessa, uma vez que precisamos conhecer a queda de tensão em R_3 . Sabemos que correntes em ramos paralelos se dividem inversamente proporcionais às resistências. Portanto, podemos afirmar que em R_1 passa uma corrente sete vezes maior que a do ramo de R_2 com R_3 , pois $R_1 = 100\Omega$, e $R_2 + R_3 = 700\Omega$. Isto nos leva a escrever o seguinte:

$$I_1 + I_2 = I_t = 10A$$

$$I_1 = 7 I_2$$

$$7 I_2 + I_2 = 10A; 8 I_2 = 10A \quad \therefore \quad I_2 = \frac{10}{8} = 1,25A$$

$$\text{Mas, } I_2 = I_3 = 1,25A. \text{ Então, } V_{R_3} = I_3 \times R_3 = \\ = 1,25 \times 200 = 250V. \text{ Assim, } V_{R_3} = V_{AB} = \\ = E_{TH} = 250V.$$

Na parte “F” temos o equivalente de Thévenin, constituído por um gerador de tensão constante e sua resistência interna.

TEOREMA DE NORTON

Até aqui observamos o uso do teorema de Thévenin na simplificação da análise dos circuitos de malhas complexas, pela substituição do circuito original por um circuito equivalente envolvendo uma fonte de tensão constante, e o gerador de Thévenin (E_{TH}), atuando em série com uma resistência interna (R_{TH}).

O gerador de Thévenin fornece corrente à resistência de carga R_L .

Estudaremos agora, o teorema de Norton, que emprega uma técnica bem semelhante à empregada pelo teorema de Thévenin, e que pode ser enunciado do seguinte modo: “Dois terminais de uma rede podem ser substituídos por um circuito equivalente, que consiste de um gerador de corrente constante I_N , em paralelo com sua resistência interna R_N ”.

Na figura 3-36 vemos uma malha original atuando como um bloco bem como seu circuito equivalente.

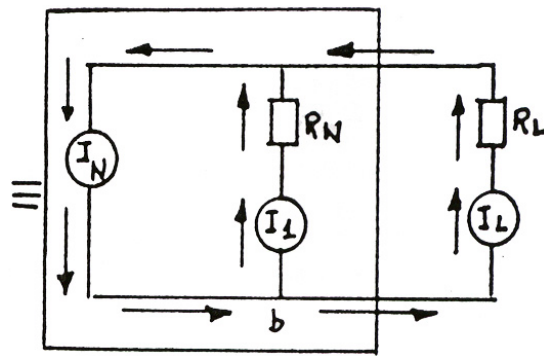
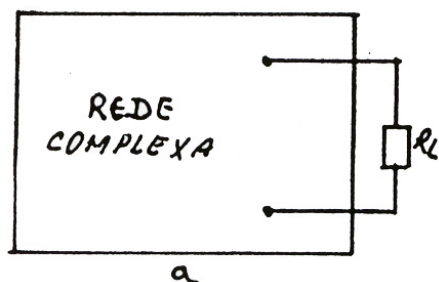


Figura 3-36

Pela figura 3-36b observamos que a corrente de Norton (I_N) é distribuída entre a resistência de Norton (R_N) e a resistência de carga (R_L). Podemos observar pelo circuito da figura 3-36b, que: $E_{RL} = E_{R_N}$. Ora, $E_{RL} = I_L \times R_L$; $E_{R_N} = I_1 \times R_N$ e $I_N = I_1 + I_L$. Assim sendo, podemos estabelecer a seguinte proporção:

$$\frac{R_N}{R_L} = \frac{I_L}{I_1}$$

Aplicando uma das propriedades das proporções, teremos:

$$\frac{R_N + R_L}{R_N} = \frac{I_L + I_1}{I_1} \text{ ou, então, } I_L(R_N + R_L) =$$

$$= R_N(I_L + I_1) \quad \therefore \quad I_L = \frac{R_N(I_L + I_1)}{R_N + R_L} = \frac{R_N \times I_N}{R_N + R_L}$$

Portanto, para calcularmos a corrente em R_L , basta usarmos a fórmula:

$$I_L = \frac{I_N \times R_N}{R_N + R_L}$$

Seja agora, o circuito da figura 3-37

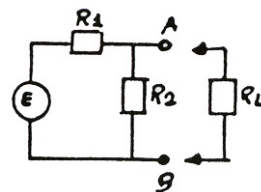


Figura 3-37a

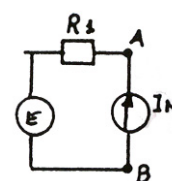


Figura 3-37b

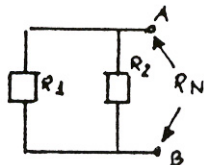


Figura 3-37c

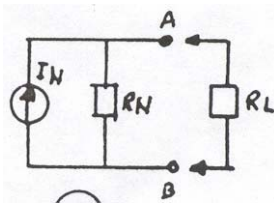


Figura 3-37d

Vamos determinar o equivalente de Norton para o circuito da figura 3-37.

Para isto, inicialmente, coloquemos A e B em curto-circuito, ou seja, daremos um curto em RL.

Deste modo, a corrente externa será:

$$I_{AB} = I_N = \frac{E}{R_1}$$

resistência de Norton: $R_{AB} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$, estando a

fonte em curto-circuito (3-37c).

Assim, podemos escrever duas regras simples, para determinação da corrente e da resistência de Norton:

- A corrente de Norton I_N é uma corrente constante que flui num curto-circuito entre os terminais da resistência de carga, quando esta é substituída por um curto-circuito (figura 3-37b).
- A resistência de Norton R_N é aquela resistência vista dos terminais da carga aberta, olhando-se para a malha, quando sua fonte de tensão é substituída por sua resistência interna (R_N é definida da mesma maneira que a resistência de Thévenin – RTH), conforme a figura 3-37c. Na figura 3-37d temos o equivalente de Norton: um gerador de corrente constante I_N com sua resistência interna, em paralelo R_N .

Consideremos o circuito da figura 3-38, no qual desejamos calcular a I_N , R_N e I_L .

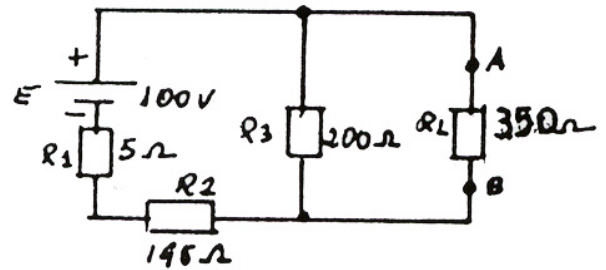


Figura 3-38

Inicialmente, estabelecendo um curto-circuito em R_L , forçosamente R_3 ficará em curto, o que nos permite empregar a seguinte fórmula:

$$I_N = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{100V}{5\Omega + 195\Omega} = \frac{100V}{200\Omega} = 500mA$$

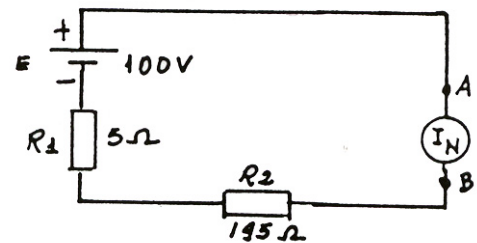


Figura 3-39

O circuito da figura 3-39 ilustra o que acabamos de mencionar. A corrente I_N é a corrente que flui no curto-circuito ($R_L = 0$).

Em seguida, calculamos a resistência de Norton. Para tal, podemos utilizar o circuito da figura 3-40.

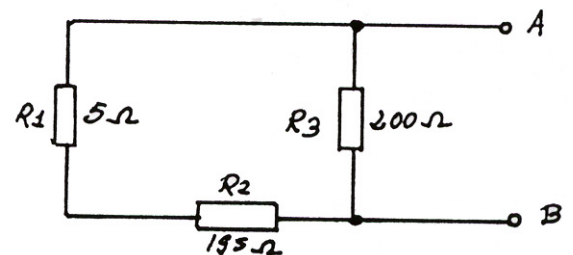


Figura 3-40

Desta forma, teremos:

$$R_N = R_{AB} = \frac{200(5+195)}{200+(5+195)} = 100\text{ Ohm}$$

Finalmente, observando o circuito da figura 3-41, temos o circuito equivalente, contendo a corrente de Norton, a resistência de Norton e a corrente I_L .

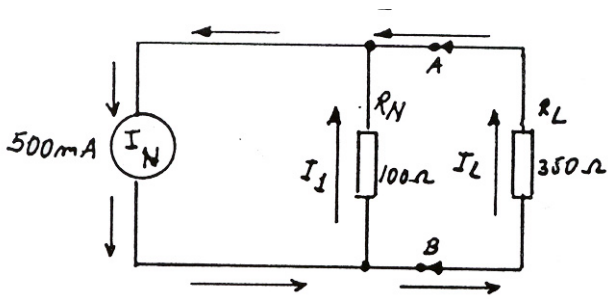


Figura 3-41

Pelo que já conhecemos, I_L facilmente pode ser calculada da seguinte maneira:

$$I_L = \frac{I_N \times R_N}{R_N + R_L} = \frac{500 \times 10^{-3} \times 100}{100 + 350} = 111 \text{mA}$$

Veamos mais um exemplo simples de aplicação do Teorema de Norton, ilustrado na figura 3-42.

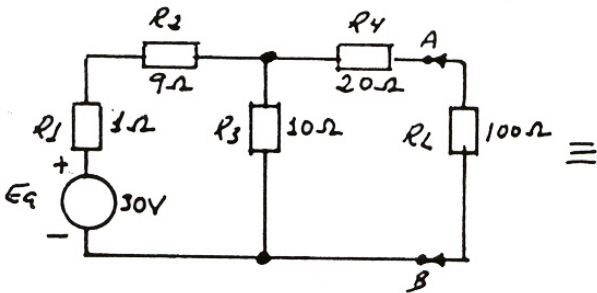


Figura 3-42a

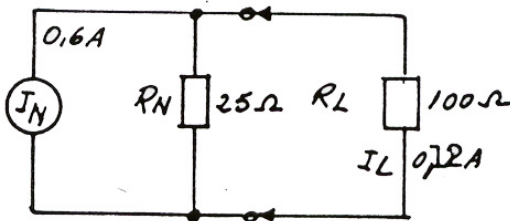


Figura 3-42b

Primeiramente daremos um curto-circuito em R_L , no circuito da figura 3-42a, para calcularmos a I_N . Deste modo, teremos R_3 em paralelo com R_4 e a resultante das duas, em série com R_1 e R_2 .

Assim, teremos uma $R_t =$

$$R_1 + R_2 + \frac{R_3 \times R_4}{R_3 + R_4} = 1 + 9 + \frac{10 \times 20}{10 + 20} = 10 + 6,67 = 16,67 \text{ Ohms. } \therefore R_t = 16,67 \text{ Ohms,}$$

$$\text{Portanto, } I_t = \frac{E_a}{R_t} = \frac{30}{16,67} = 1,8 \text{ A}$$

A corrente de Norton, na realidade, é a corrente que passa em R_4 , estando R_L em curto. Sendo $I_t = 1,8 \text{ A}$, I_N será: $I_t - I_{R_3}$. Ou então,

$$I_N = \frac{E_{R_3}}{R_4} = \frac{12 \text{V}}{20 \Omega} = 0,6 \text{ A.}$$

Passemos agora ao cálculo de R_N , que é a resistência vista dos terminais da carga aberta:

$$R_N = R_4 + \frac{(R_1 + R_2) \times R_3}{R_2 + R_1 + R_3} = 20 + \frac{10 \times 10}{20} = 25 \text{ Ohms}$$

E, agora, de acordo com a figura 3-42b, passemos ao cálculo de I_L .

$$\frac{0,6 \times 25}{25 + 100} = 0,12 \text{ A}$$

Outros exemplos:

Vamos achar o equivalente de Norton da figura 3-43a.

Solução: Inicialmente vamos encontrar a resistência de Norton que, conforme já mencionamos anteriormente, é definida da mesma maneira que a resistência de Thévenin (R_{TH}). Portanto, abrindo o circuito da parte "a" nos pontos A e B, temos dois resistores de 6Ω em paralelo, conforme nos mostra a figura 3-43b. Na figura 3-43c temos a resistência equivalente (R_N).

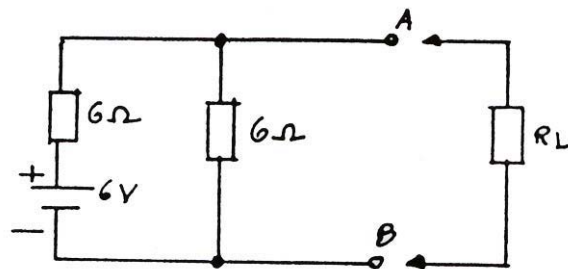


Figura 3-43a

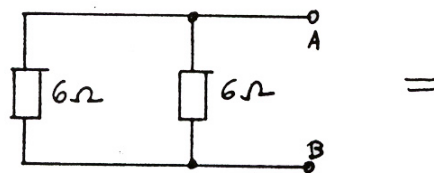


Figura 3-43b

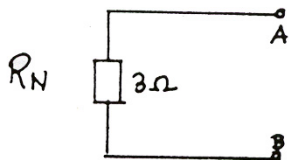


Figura 3-43c

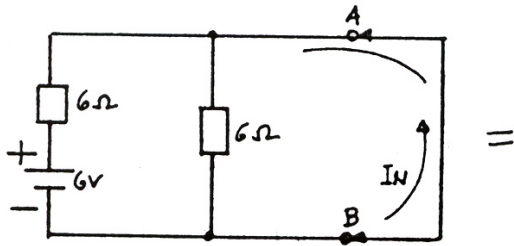


Figura 3-43d

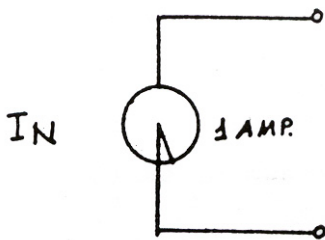


Figura 3-43e

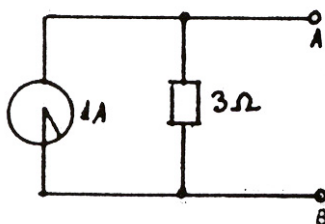


Figura 3-43f

Figura 3-43 Ilustração do Teorema de Norton

Para calcularmos a corrente de Norton (I_N) basta colocarmos um curto entre os pontos A e B da figura 3-43d. A corrente no curto-circuito é a corrente de Norton. Neste caso, I_N é igual à corrente total, podendo ser calculada assim:

$$I_N = \frac{6V}{6} = 1A.$$

Então, na parte "c" temos a corrente equivalente de Norton (I_N). Juntando a resistência equivalente (parte "c") à corrente equivalente (parte "e"), formamos o equivalente de Norton (figura 3-43 f).

Vamos encontrar o equivalente de Norton da figura 3-44a.

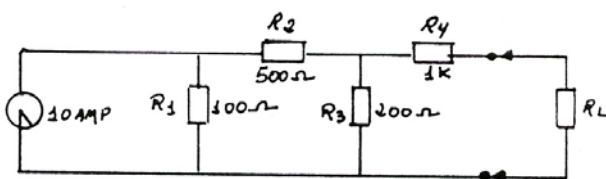


Figura 3-44a

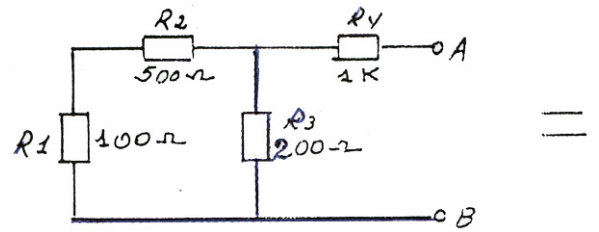


Figura 3-44b

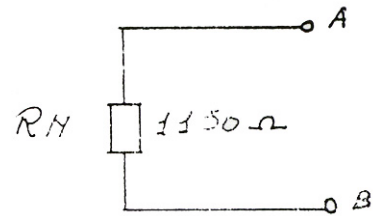


Figura 3-44c

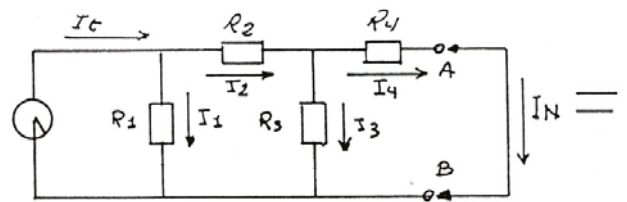


Figura 3-44d

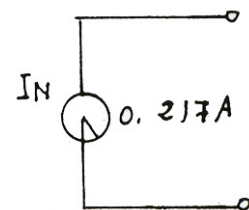


Figura 3-44e

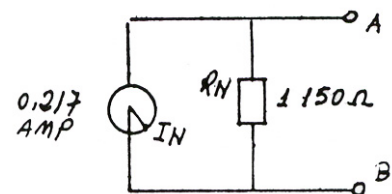


Figura 3-44f

Figura 3-44 Ilustração do Teorema de Norton

Solução: Na figura 3-44b a carga foi removida. Aí, temos R_1 em série com R_2 . Estes dois resistores estão em paralelo com R_3 . Este conjunto está em série com R_4 . Portanto, o cálculo da resistência equivalente de Norton (R_N) pode ser feito do seguinte modo:

$$R_N = R_4 + \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_3}{(R_1 + R_2) + R_3} =$$

$$1K + \frac{600 \times 200}{800} = 1K + 150\Omega = 1150\Omega$$

A parte "c" nos mostra o que acabamos de demonstrar.

Ao colocarmos a fonte de corrente no circuito (10A), e substituímos RL por um curto-circuito(figura 3-44d), vamos procurar a corrente de Norton (I_N). A corrente de Norton é a mesma que flui nos terminais da carga em curto.

Fazendo uma observação da figura 3-44d vemos que a corrente total "It" se distribui do seguinte modo: $I_t = I_1 + I_2$. E que $I_2 = I_3 + I_4$.

Ocorre que $I_4 = I_N$, ou seja, I_4 é igual à corrente de curto-circuito equivalente. Resolvendo, inicialmente, o circuito da figura 3-44d por I_2 , temos:

$$I_2 = I_t \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + \frac{R_3 \times R_4}{R_3 + R_4})} =$$

$$= 10 \frac{100}{100 + 500 + \frac{200 \times 1K}{1200}} \therefore$$

$$I_2 = 10 \frac{100}{100 + 500 + 166,67} = 1,305 A$$

Agora, resolvendo por I_4 , teremos:

$$I_4 = I_2 \frac{R_3}{R_3 + R_4} = 1,305 \frac{200}{200 + 1K} = 0,217 A$$

Logo, $I_4 = I_N = 0,217 A$

O gerador equivalente de Norton é mostrado na figura 3-44 f.

CONVERSÃO DO EQUIVALENTE DE NORTON PARA O DE THÉVENIN E VICE-VERSA

Às vezes, por questões de conveniência, torna-se mais fácil solucionar certos problemas de análise de circuitos empregando um método de equivalência entre geradores de corrente e de tensão.

Para isto, é recomendável adotarmos uma equivalência entre uma fonte de tensão e uma fonte de corrente.

Considerando os circuitos da figura 3-45, vamos observar que em "a" temos um gerador de tensão e em "b", um gerador de corrente.

Nestes dois circuitos, há uma carga R_L que é alimentada, portanto, por um gerador de tensão e por um gerador de corrente.

Recordemos, agora, as fórmulas já vistas anteriormente para o cálculo de I_L , em ambos os circuitos da figura 3-41.

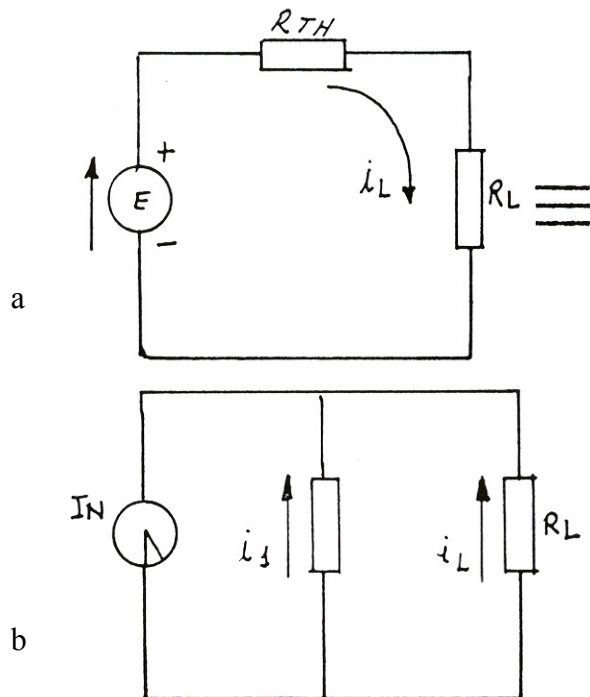


Figura 3-45 Conversão Norton para Thévenin e vice-versa

Na figura 3-45, por exemplo, temos na parte "a" $I_L = \frac{E}{R_{TH} + R_L}$,

e na parte "b" temos: $I_L = \frac{I_N \times R_N}{R_N + R_L}$

Uma vez que nos propomos a estabelecer uma equivalência entre "a" e "b" da figura 3-45, teremos:

$$\frac{E}{R_{TH} + R_L} = \frac{I_N \times R_N}{R_N + R_L}$$

Fazendo $R_{TH} = R_N = r$, teremos:

$$\frac{E}{r + R_L} = \frac{I_N \times r}{r + R_L}$$

Agora, eliminando o denominador da equação, vem:

$$(I_N \times r)(r + R_L) = E(r + R_L)$$

Tirando o valor de I_N , temos:

$$I_N = \frac{E(r + R_L)}{r(r + R_L)}$$

Simplificando o numerador e o denominador, temos: $I_N = \frac{E}{r}$. Esta fórmula nos dá o valor da corrente de Norton, em função da tensão de Thévenin, não esquecendo que, para tal, consideraremos as resistências internas iguais, isto é: $R_{TH} = R_N = r$.

Portanto, da fórmula $I_N = \frac{E}{r}$, podemos também tirar o valor de "E", ou seja: $E = I_N \times r$, que é a fórmula que nos dará o valor da tensão de Thévenin, em função da corrente de Norton.

Exercícios de aplicação

Suponhamos, um gerador de tensão, cuja "E" (E_{TH}), seja igual a 20V sabendo-se que $R_{TH}(r)$ é igual a 10Ω . Queremos saber o valor do equivalente de Norton.

Solução: neste caso, a fonte ou o gerador de corrente equivalente será:

$$I_N = \frac{E}{r} = \frac{20V}{10\Omega} = 2A$$

Seja o circuito da figura 3-48 que queremos converter num equivalente de Norton.

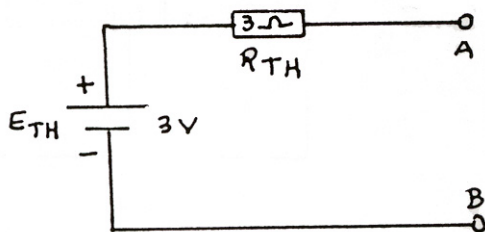


Figura 3-46 Equivalente de Thévenin

Solução: vamos colocar um curto-circuito nos terminais A e B do circuito da figura 3-47 obtendo, assim, o circuito da figura 3-47a.

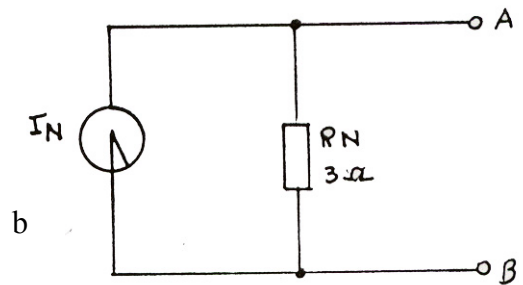
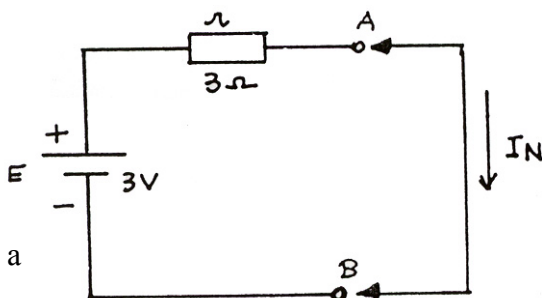


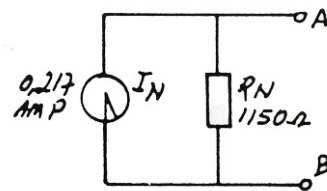
Figura 3-47 Convertendo o equivalente de Thévenin para o de Norton

Resolvendo para I_N o circuito da figura 3-47A, temos:

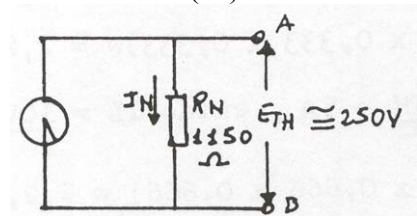
$$I_N = \frac{E}{r} = \frac{3V}{3\Omega} = 1A$$

Agora, é só colocarmos a resistência do equivalente de Thévenin ($R_{TH} = r$) em paralelo com o gerador de corrente constante ($I_N = 1A$), e teremos a solução, que é o circuito da figura 3-47b.

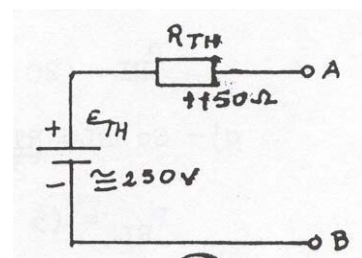
Vamos converter o equivalente de Norton da figura 3-48a para o de Thévenin.



(a)



(b)



(c)

Figura 3-48 Convertendo Norton para Thévenin

Solução: vamos computar a queda de tensão através de R_N (figura 3-48b). Esta queda $I_N \times R_N$, nos dará R_{TH} , que é aproximadamente 250 V. Agora, colocamos a resistência

equivalente ($R_N = r = R_{TH}$) em série com o gerador de tensão constante (E_{TH}).

Assim, obtemos o equivalente de Thévenin, conforme a figura 3-48c.

TEOREMA DA MÁXIMA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA

Este teorema estabelece que “a máxima potência transferida por uma fonte a uma determinada carga ocorre quando a impedância da carga for igual a impedância da fonte”.

Uma vez que qualquer circuito ou fonte pode ser representado por um circuito equivalente de Thévenin, utilizaremos este como base para os cálculos demonstrativos deste teorema. Ver a figura 3-49.

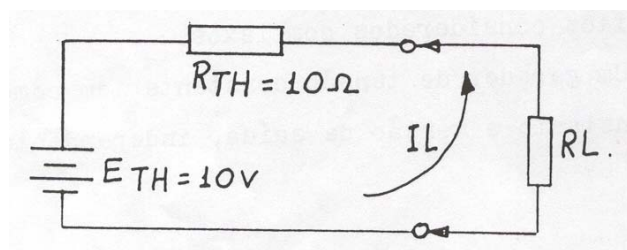


Figura 3-49

$$I_L = \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_L} \quad P_{RL} = I_L^2 \times R_L$$

Pelas fórmulas apresentadas podemos fazer as seguintes verificações:

a) Se $R_L = R_{TH} = 10\Omega$,

então, $I_L = \frac{10V}{10 + 10} = 0,5A$

e $P_{RL} = (10 \times 0,5 \times 0,5) w = 2,5w$

b) Se $R_L = 2 \cdot R_{TH} = 20\Omega$,

então, $I_L = \frac{10V}{10 + 20} = 0,333A$

e $P_{RL} = (20 \times 0,333 \times 0,333) w \cong 2,20w$

c) Se $R_L = \frac{R_{TH}}{2} = 5\Omega$,

então, $I_L = \frac{10V}{10 + 5} = 0,666A$

e $P_{RL} = (5 \times 0,666 \times 0,666) w \cong 2,21w$

d) Pelos cálculos executados fica demonstrado que a maior potência sobre R_L foi obtida quando R_L foi igual a R_{TH} .

A compreensão deste teorema é muito importante para a futura aplicação deste conceito em circuitos amplificadores, quando se falar em casamento de impedâncias.

APÊNDICE

Sumário

-Uma fonte de tensão constante deve ter uma resistência interna muito baixa.

-Não existe, na prática, um gerador de tensão ideal; o que existe é o gerador de tensão real.

-Existem vários tipos de geradores de tensão. Entre eles, temos uma bateria, uma fonte de CC regulada ou um seguidor de emissor.

-O equivalente de Thévenin é um dispositivo que atua como um gerador de tensão constante.

-O equivalente de Thévenin é muito empregado na resolução de circuitos considerados complexos.

-Um gerador de tensão constante tem como finalidade manter constante a tensão de saída, independente do valor da carga.

-O gerador de corrente constante é capaz de fornecer uma corrente de valor constante a qualquer carga.

-Um gerador de corrente ideal, na prática, não existe.

-Um gerador de corrente ideal teria resistência interna idealmente infinita.

-O circuito equivalente de Norton, é um gerador de corrente constante, muito empregado na simplificação de circuitos complexos.

-Um gerador de corrente constante é considerado “bom” quando o valor da sua resistência interna for no mínimo 100 vezes maior que o valor de R_L .

-Existem diversos métodos que visam solucionar redes de correntes contínuas, cujas impedâncias são essencialmente resistências lineares e as tensões são constantes.

-Quatro teoremas largamente empregados na análise de circuitos são: Leis de Kirchoff, teorema de Thévenin, teorema de Norton e teorema de Superposição.

-No fornecimento de energia aos circuitos, temos a considerar as fontes de tensão e as fontes de corrente.

-Os geradores de tensão têm por finalidade manter constante a diferença de potencial entre dois pontos aos quais estejam ligados.

-Um gerador de corrente é aquele que mantém constante a corrente em seus terminais.

-É importante na análise de circuitos, a familiarização com os seguintes termos: Rede, Nó, Braço ou Ramo, Laço e Malha.

-As leis de Kirchoff empregadas na solução de redes complexas são duas: 1ª Lei ou “Lei dos Nós” e 2ª Lei ou “Lei das Malhas”.

-A 1ª Lei de Kirchoff diz o seguinte: “A soma das correntes que entram em um nó, é igual à soma das correntes que saem do nó”.

-A 2ª Lei de Kirchoff, no seu enunciado diz: “Em qualquer circuito elétrico fechado, a soma algébrica das quedas de potencial deve ser igual à soma algébrica das elevações de potencial”.

-Quando as leis de Ohm e Kirchoff já não dispõem dos recursos necessários para a resolução de circuitos mais complexos, lançamos mão de outras ferramentas.

-O teorema de Thévenin é uma das formas utilizadas na resolução de malhas complexas.

-O teorema de Thévenin pode ser assim enunciado: “Qualquer rede de dois terminais pode ser substituída por um circuito equivalente simples, constituído por um gerador, chamado de gerador de Thévenin, cuja tensão E_{TH} , atuando em série com sua resistência interna R_{TH} , obriga a corrente a fluir através da carga”.

-Outro teorema que emprega uma técnica semelhante à do teorema de Thévenin, é o teorema de Norton.

-Este teorema diz que: “Uma malha de dois terminais, pode ser substituída por um circuito equivalente, que consiste de um gerador de corrente constante I_N , em paralelo com sua resistência interna R_N .”

-É possível fazermos uma equivalência entre geradores de corrente e de tensão.

-Para isto tomamos as duas fórmulas de I_L , para cada gerador (de tensão e de corrente), igualamos estas fórmulas e consideramos iguais as resistências internas ($R_{TH} = R_N = r$).

-O Teorema da Superposição facilita os cálculos de circuitos com duas ou mais fontes.

-Os estudos de divisores de tensão e de corrente podem facilitar em muito a resolução dos cálculos nos teoremas de Thévenin e de Norton.

CAPÍTULO 4

DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

INTRODUÇÃO

Os materiais semicondutores são elementos cuja resistência situa-se entre a dos condutores e a dos isolantes.

Dependendo de sua estrutura qualquer elemento pode ser classificado como isolante, semicondutor ou condutor. Atualmente os principais componentes dos equipamentos eletrônicos são dispositivos semicondutores tais como: diodos, transistores e circuitos integrados. Seu emprego deve-se à habilidade de controlar o fluxo de corrente, executando as mesmas funções das válvulas eletrônicas, porém com grandes vantagens como tamanho, peso e durabilidade.

Por estas razões o emprego dos dispositivos semicondutores trouxe um grande desenvolvimento à eletrônica. Os primeiros conceitos de dispositivos semicondutores datam do início do século.

Em 1906 descobriu-se que determinados cristais, em contato com uma ponta metálica, tinham a propriedade de conduzir corrente elétrica somente numa direção criava-se então, o diodo sólido. Com o desenvolvimento da teoria atômica, os cientistas aperfeiçoaram o diodo sólido até que durante a Segunda Grande Guerra, em 1948 os cientistas W. Shockley, J. Bardeen e W. H Brattain apresentaram um pequeno dispositivo construído com cristal de germânio, que tinha a capacidade de controlar e amplificar a corrente elétrica. Este dispositivo que foi chamado de transistor, foi aperfeiçoado e seu desenvolvimento deu origem ao aparecimento de muitos outros dispositivos que hoje formam a grande família dos semicondutores.

Devido ao funcionamento dos semicondutores estar ligado às características da estrutura dos materiais, faremos um estudo destas estruturas.

ESTRUTURA DA MATÉRIA

Como se sabe, podemos dividir um material em porções cada vez menores, até que chegamos a menor das porções, que recebe o nome de molécula. Podemos definir a molécula

como sendo a menor porção que um material pode ser dividido. Se da molécula partirmos a uma nova divisão, chegaremos ao átomo, que por sua vez não conservará mais as propriedades do material subdividido.

Muitos modelos de átomos foram apresentados, mas coube a Rutherford e Neil Bohr o modelo do átomo atual.

Segundo este modelo o átomo é constituído de um núcleo que contém partículas denominadas prótons e nêutrons.

Em torno do núcleo giram, em órbitas distintas, outras partículas denominadas elétrons. Este modelo está representado na figura 4-1.

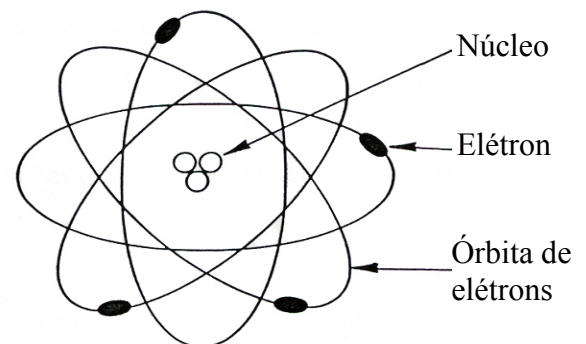


Figura 4-1 Desenho representativo de um átomo

Pela tabela periódica dos elementos pode-se ver que existem 105 tipos de átomos. A quantidade de partículas que contém um átomo varia de espécie para espécie. Eletricamente, os prótons e os elétrons têm a mesma carga, porém de sinais contrários, sendo que a carga do próton é positiva e a do elétron é negativa. Diz-se que o átomo está eletricamente em equilíbrio, quando o número de elétrons for igual ao número de prótons. Caso contrário, o átomo é chamado de íon.

Um íon pode ser de dois tipos: íon positivo quando o átomo perdeu um ou mais elétrons e íon negativo quando o átomo ganhou um ou mais elétrons. Como citado anteriormente, no átomo, os prótons e nêutrons estão concentrados formando o núcleo, porém os elétrons agrupam-se ao redor do núcleo, em forma de camadas. Estas camadas têm um número máximo de 7, e são designadas pelas letras K, L, M, N, O, P, Q. Cada camada pode

ter um número máximo de elétrons e esses são mostrados na figura 4-2.

Nº da camada	Designação	Nº máximo de elétrons
1	K	2
2	L	8
3	M	18
4	N	32
5	O	32
6	P	18
7	Q	8

Figura 4-2 Camadas atômicas

Devido ao fato do átomo ter a forma esférica, muitas vezes ele é representado em forma circular para facilitar o raciocínio.

Definição de Número Atômico: Como já foi dito, átomos diferentes possuem diferentes números de partículas. Por exemplo, o átomo de oxigênio possui 8 prótons e 8 elétrons, já o átomo de alumínio possui 13 prótons e 13 elétrons. Para podermos identificar e classificar os vários átomos existentes foi criado um número que indica quantos prótons existem em cada átomo.

Esse número é chamado de “número atômico”.

LIGAÇÃO ATÔMICA

Vimos que com exceção da camada K que se completa com dois elétrons, a camada mais externa dos átomos pode conter oito elétrons, no máximo.

Os átomos que não possuem este número de elétrons tendem a se completarem doando ou recebendo a fim de terem oito elétrons na última camada.

A capacidade de combinação dos átomos é chamada de valência. Os elétrons da última camada dos átomos são chamados de elétrons de valência, pois é através deles que a ligação química se processa.

De acordo com a valência os elementos podem ser: monovalentes, divalentes, trivalentes etc.

Uma ligação covalente é uma combinação química em que os elétrons são compartilhados entre os átomos.

Um exemplo simples de ligação covalente é a combinação de dois átomos de hidrogênio, como mostrado na figura 4-3.

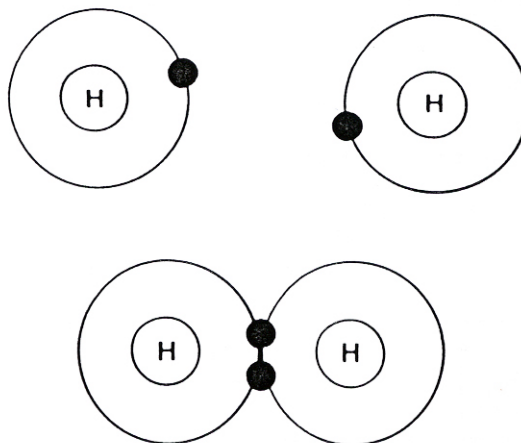


Figura 4-3 Ligação covalente

Os átomos de silício e de germânio, que são os mais importantes no estudo de semicondutores, também se ligam covalentemente e embora tenham números atômicos diferentes possuem valências iguais.

Esses átomos podem combinar-se covalentemente formando uma estrutura cristalina que pode ser representada num plano conforme a figura 4-4. Cada átomo compartilha seus elétrons de valência com outros quatro, obtendo uma estrutura eletricamente estável.

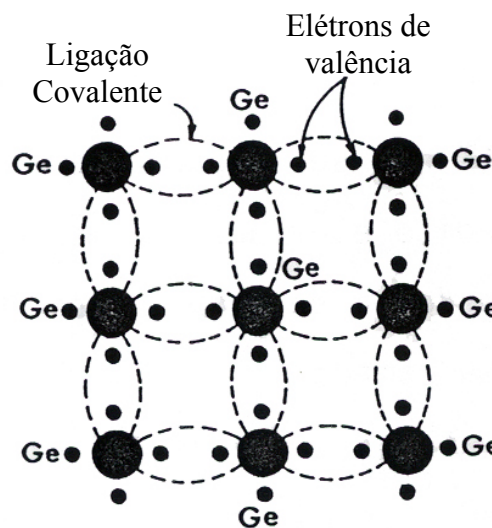


Figura 4-4 Ligação covalente, estrutura cristalina

MATERIAIS SEMICONDUTORES

Como já foi dito, semicondutores são materiais cuja resistência se situa entre a dos

condutores e a dos isolantes. Cabe ressaltar agora o conceito de condutores e a dos isolantes.

Um material condutor é caracterizado por apresentar os elétrons de valência de seus átomos fracamente ligados ao núcleo e, devido a essa ligação não ser muito forte, esses elétrons podem ser considerados livres.

Sendo assim, se aplicarmos uma diferença de potencial à esse material ele conduzirá facilmente uma corrente elétrica. Exemplos de materiais condutores: cobre, ouro, prata, ferro etc.

Quando os elétrons de valência do átomo estão fortemente ligados ao núcleo, de tal modo que não podem ser considerados elétrons livres no material, este é dito “isolante”. Os materiais isolantes apresentam então uma forte oposição a passagem da corrente elétrica.

Exemplos de materiais isolantes: borracha, porcelana, vidro etc.

Dos materiais semicondutores existentes o germânio e o silício são atualmente os mais empregados.

Esses átomos ao se unirem entre si formam uma estrutura do tipo cristalina. Uma estrutura é dita “cristalina” quando sua forma é bem definida (sempre em forma de cristais). São exemplos de materiais com estrutura tipo cristalina: cobre, diamante, silício, germânio etc.

Quando a forma da estrutura formada pela união dos átomos não é bem definida esta é dita “amorfa”. São exemplos de materiais com estrutura tipo amorfa: plásticos, gases, borracha etc.

A figura 4-5 mostra a estrutura cristalina do germânio e do silício.

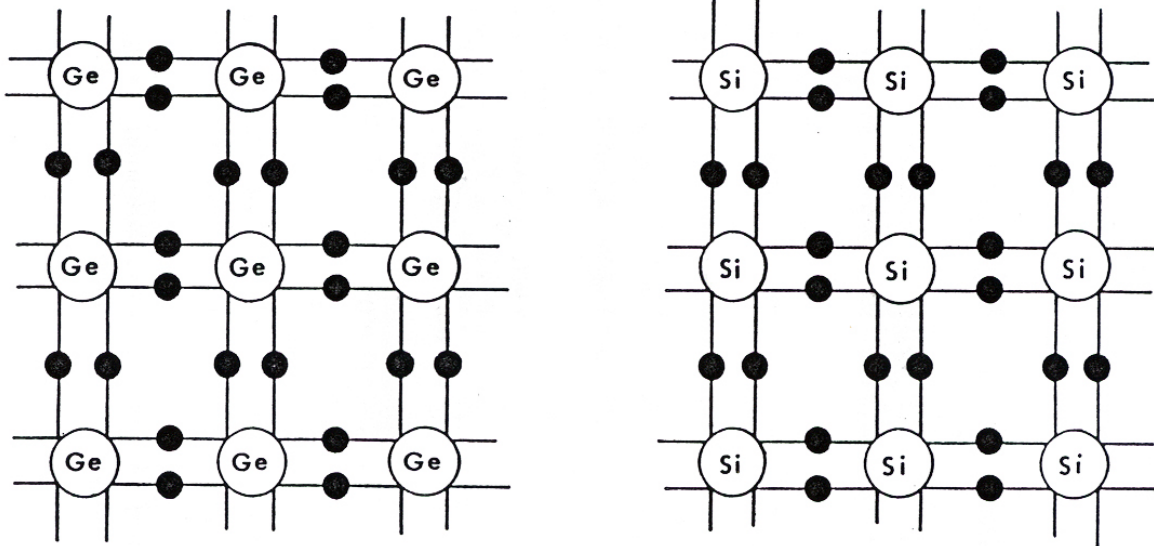


Figura 4-5 Rede cristalina plana do Germânio (Ge) e do Silício (Si)

Nas duas estruturas, os átomos se combinam covalentemente.

Cada átomo combina-se com mais quatro, tomando e fornecendo seus elétrons de valência. Observando as duas estruturas vemos que cada elétron de valência no material está preso a dois átomos, nessa condição não deverá haver elétrons livres no material, logo as suas características elétricas são de isolante. Na realidade, isto só acontece se estes materiais estiverem a uma temperatura de 0° absoluto.

Processo de formação de portadores na rede cristalina.

Apesar das ligações covalentes entre os átomos de cristais puros de silício e de germânio

serem rígidas, quando o cristal é submetido a qualquer tipo de energia algumas delas chegam a se romper.

O rompimento entre as uniões ocorre quando o elétron de valência que pertence aos dois átomos adquire energia suficiente para se liberar.

Ligações covalentes são interrompidas quando um dos cristais é submetido a certos campos de energia como: calor, luz, raios X, raios cósmicos etc.

O número de rompimentos é diretamente proporcional à intensidade do campo de energia aplicado ao cristal.

Cada rompimento gera um portador de carga elétrica negativa e uma carga elétrica positiva.

Pela figura 4-6 podemos observar que com o rompimento da ligação covalente ocorre a liberação do elétron, ficando no lugar deste um buraco ou lacuna.

Esta lacuna tem característica positiva, porque qualquer elétron próximo poderá ser atraído por ela.

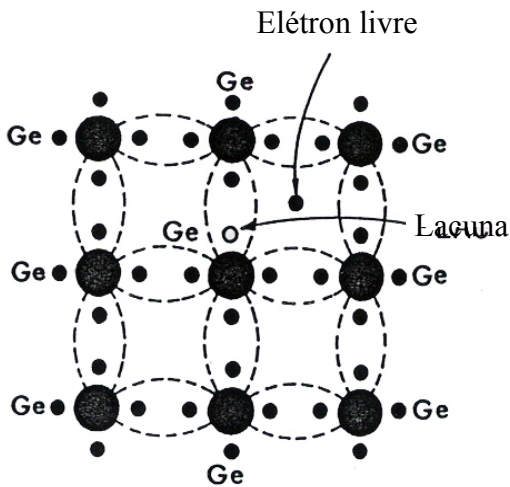


Figura 4-6 Geração de lacuna

Como já foi dito, vários fatores podem contribuir para a geração de portadores em cristais de germânio e de silício, porém, a variação de temperatura é o fator que mais os afeta.

A 0° absoluto, o germânio e o silício têm condições de serem isolantes, porém, na temperatura ambiente, aproximadamente 25° C, ambos cristais apresentam em suas estruturas milhares de rompimentos entre as ligações, criando milhares de portadores positivos e negativos, lacunas e elétrons respectivamente.

Nesta situação tanto o germânio quanto o silício tem características de semicondutores intrínsecos, isto é possuem características próprias.

Na temperatura ambiente de 25° C, um cristal puro de silício apresenta aproximadamente 10^{10} lacunas e 10^{10} elétrons por cm^3 e uma resistividade de $2,4 \times 10^4$ ohms/ cm^3 .

Para a mesma temperatura, um cristal puro de germânio apresenta, aproximadamente, 10^{13} lacunas e 10^{13} elétrons por cm^3 e uma resistividade de 47 ohms/ cm^3 .

Pelos valores de resistividade vemos que na mesma temperatura a estrutura do silício tem ligações covalentes mais estáveis que as do germânio, ou seja, são mais difíceis de serem rompidas.

Fluxo de lacunas

Quando uma ligação perde um elétron de tal forma que exista uma lacuna, esta é fácil de ser preenchida por um elétron de valência que deixa uma ligação covalente de um átomo vizinho; este elétron ao sair da ligação covalente, deixa outra lacuna. Assim, efetivamente, a lacuna se move na direção oposta à direção do elétron. Esta lacuna, nesta nova posição, pode ser agora preenchida por um outro elétron proveniente de outra ligação covalente. Temos assim um mecanismo para a condução de eletricidade.

Um modo conveniente de ilustrar esse movimento é mostrado na figura 4-7, em forma de esferas.

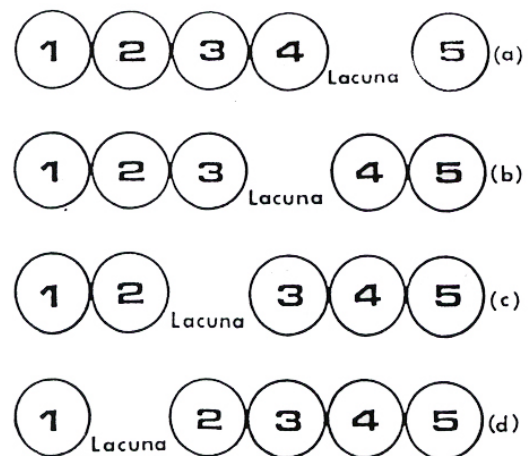


Figura 4-7 Fluxo de lacunas

JUNÇÃO PN – FORMAÇÃO

Até agora estudamos os cristais de silício e de germânio em suas formas puras. Porém, partindo-se de um cristal puro, através de técnicas específicas, consegue-se introduzir neste cristal, átomos de um outro metal, de tal modo a se conseguir o comportamento elétrico desejado.

Esta operação é denominada “dopagem” e o metal a ser introduzido no cristal é chamado de impureza. Os metais usados como impureza podem ter átomos trivalentes ou pentavalentes, isto é, com três ou cinco elétrons na última camada.

Se na dopagem usarmos impurezas trivalentes (ou aceitadoras), cria-se no cristal portadores de carga positiva ou lacunas, pois, para participar da ligação covalente o átomo da impureza necessita de um elétron para

completar sua última camada com quatro elétrons. Este cristal é chamado de positivo ou P..

Porém, se na dopagem usarmos impurezas pentavalentes ou doadoras, cria-se no cristal elétrons livres, pois para participar da ligação covalente o átomo da impureza doa um elétron que estava em excesso. Este elétron pode então ser considerado livre. Este cristal é chamado de negativo ou N.

Para a criação de um cristal tipo N as impurezas geralmente utilizadas são: fósforo, arsênio, bismuto e antimônio.

A figura 4-8 mostra um bloco representativo do elemento N.

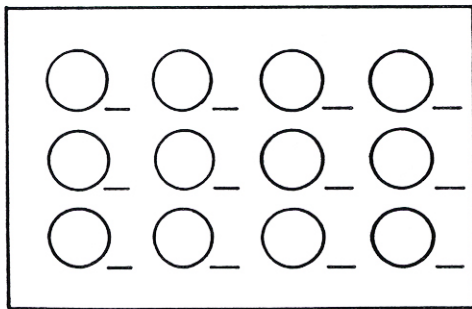


Figura 4-8 Cristal tipo N (representação)

Os círculos pequenos representam os átomos pentavalentes, o sinal negativo é o quinto elétron do átomo pentavalente, que não entrou na combinação.

Para a criação de um cristal tipo P as impurezas normalmente utilizadas são: bário, alumínio, gálio e índio.

A figura 4-9 mostra um bloco representativo do elemento P.

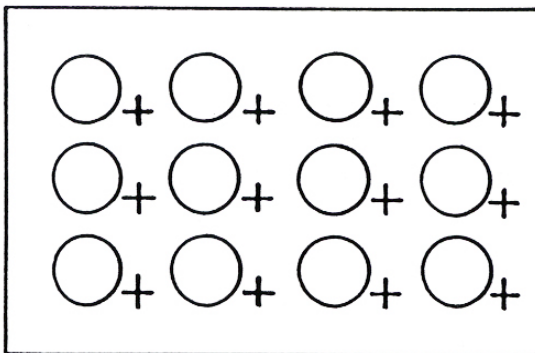


Figura 4-9 Cristal do tipo P (representação)

Os pequenos círculos representam os átomos trivalentes e os sinais positivos fora dos círculos são as lacunas criadas por eles.

Facilmente, entendemos que a dopagem criará, no cristal, tantos elétrons livres ou lacunas quantos forem os átomos de impurezas doadoras ou aceitadoras introduzidos.

Polarização do elemento N

Ao polarizarmos um elemento N, conforme a figura 4-10, teremos o aparecimento de uma corrente elétrica, cujos portadores são elétrons e cujo sentido é o indicado na figura. A intensidade desta corrente é limitada pela resistividade do elemento N, que depende da quantidade de portadores, que, por sua vez depende da quantidade de átomos da impureza.

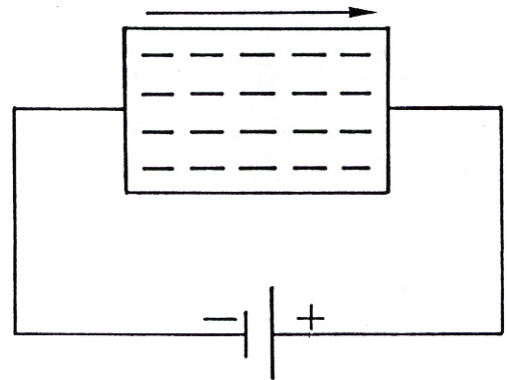


Figura 4-10 Polarização do elemento N

Por serem portadores de carga negativa, os elétrons livres no elemento são atraídos pelo potencial positivo da fonte de tensão, dando à corrente o sentido indicado na figura 4-10.

Polarização do elemento P

A figura 4-11 mostra a polarização de um elemento P. Ao polarizarmos um elemento P conforme indicado na figura 4-11, haverá uma corrente de lacunas no cristal no sentido mostrado.

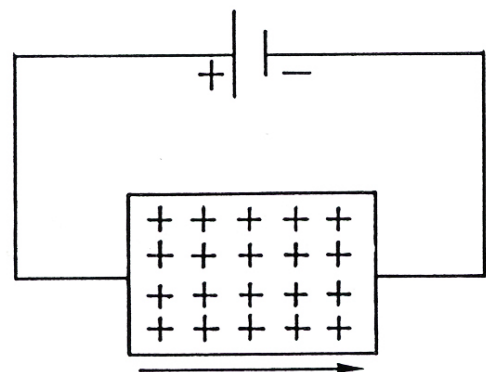


Figura 4-11 Polarização do elemento P

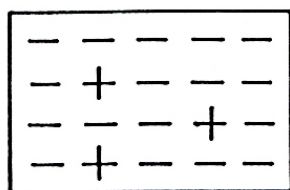
As lacunas, que são positivas, são repelidas pelo seu positivo da fonte de tensão e atraídas pelo pólo negativo da mesma.

Um elétron entra no cristal no lado negativo da fonte e se combina com uma lacuna, completando a união, estes já não existem mais como portadores elétricos. Em seguida a bateria que perdeu um elétron no lado negativo da fonte, tira um elétron do cristal no lado positivo da fonte, gerando assim, uma lacuna que é imediatamente repelida pelo pólo positivo da fonte e atraído pelo pólo negativo. Temos assim uma corrente elétrica constante que é limitada pela resistividade do elemento, que por sua vez, depende do número de portadores criados na dopagem do mesmo.

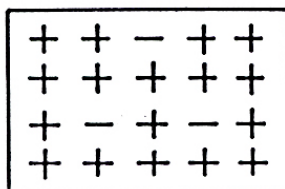
Portadores Majoritários e Minoritários nos elementos

Como vimos anteriormente, se adicionarmos impurezas pentavalentes à um cristal surgem nesse cristal tantos elétrons livres quantos forem os átomos de impurezas adicionados.

Sabemos que na temperatura ambiente o cristal puro apresenta portadores positivos e negativos em números iguais. Porém, com a dopagem essa igualdade é alterada e o material que possuía igual quantidade de portadores, possui agora, maior número de elétrons do que de lacunas. Dizemos então que os elétrons são portadores majoritários e as lacunas portadores minoritários no elemento N.



Elemento N



Elemento P

Figura 4-12 Concentração de portadores nos elementos P e N

Quando se une um elemento P a um elemento N, há uma combinação natural de portadores ou seja, elétrons do elemento N e lacunas do elemento P, em toda a estrutura das superfícies unidas.

Porém, nem todos os elétrons e lacunas se recombinam porque as primeiras recombinações criam íons, que fazem uma barreira ao processo de recombinação. Isto pode ser visto na figura 4-13.

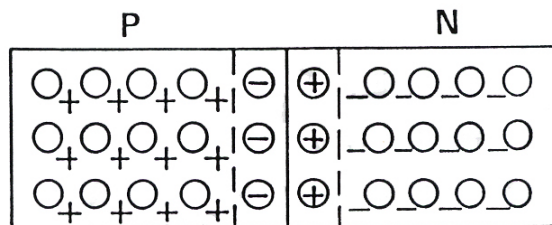


Figura 4-13 Formação de íons na junção PN

No elemento P os átomos que se ionizam são os das impurezas aceitadoras e no elemento N os das impurezas doadoras. Esta região ionizada entre os elementos P e N é dotada de um campo eletrostático negativo, no lado P e positivo no lado N.

Esse campo é considerado como se fosse um campo de força, cujo potencial negativo, da região P, repele os portadores de elétrons, do lado N e cujo potencial positivo, da região N, repele as lacunas do lado P.

Por isso, embora os portadores de elétrons e lacunas estejam em movimento, à temperatura ambiente, eles não se difundem por toda estrutura cristalina.

A figura 4-14 mostra uma junção PN com os portadores de carga e as forças de repulsão.

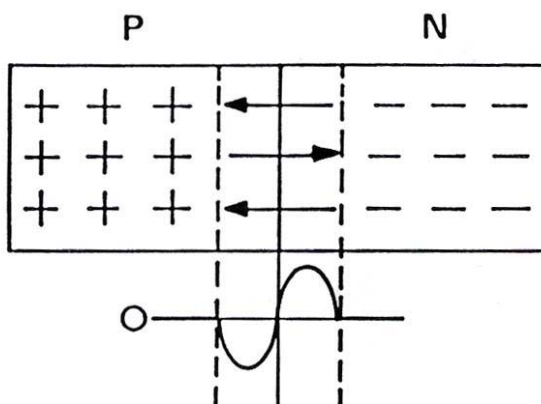


Figura 4-14 Campo eletrostático e forças de repulsão na junção PN

Devido a falta de portadores de carga nessa região a mesma recebe o nome de região de “depleção”.

POLARIZAÇÃO DE UMA JUNÇÃO PN

De acordo com a polaridade dos elementos P e N da junção tem-se um comportamento diferente da mesma.

A junção PN pode ser polarizada de duas maneiras: direta ou inversa.

Junção PN diretamente polarizada

Diz-se que a junção PN está diretamente polarizada quando tem-se o positivo da fonte de tensão ligado ao elemento P e o negativo ao elemento N, como mostra a figura 4-15.

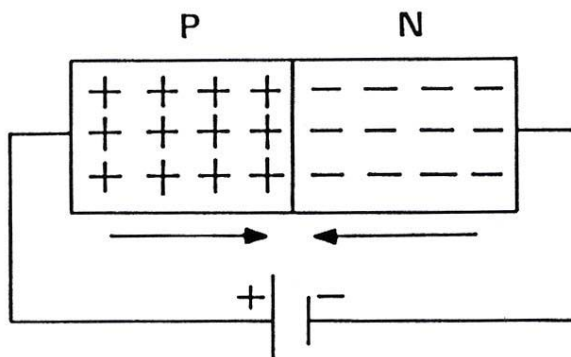


Figura 4-15 Junção PN diretamente polarizada

Na polarização direta da junção PN, temos uma diminuição da barreira de potencial pois as lacunas, do lado P, são repelidas pelo potencial positivo e os elétrons do lado N são repelidos pelo potencial negativo da fonte de tensão.

A região agora apresenta uma baixa resistência, cerca de dezenas de ohms.

Os átomos pertencentes ao lado N tornam-se íons positivos, porque seus elétrons foram deslocados em direção da junção, tendo agora condições de receberem elétrons da fonte de tensão.

Por sua vez os átomos do lado P, tornam-se íons negativos, porque suas lacunas foram deslocadas para a junção, tendo condições de fornecer elétrons para o lado positivo da fonte de tensão.

Vemos que com essa polarização, temos elétrons entrando no lado N e saindo no lado P.

Na região da junção, há um processo constante de recombinação de elétrons e lacunas.

Assim uma corrente elétrica é estabelecida numa junção PN.

Esta corrente é denominada corrente direta.

Junção PN inversamente polarizada

Diz-se que a junção PN está inversamente polarizada quando tem-se o positivo da fonte de tensão no lado N e o negativo no lado P, como mostra a figura 4-16.

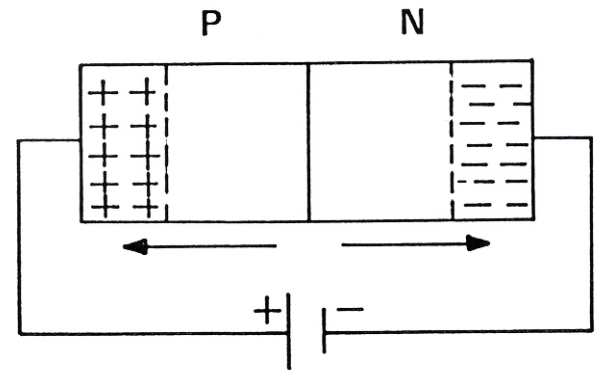


Figura 4-16 Junção PN inversamente polarizada

Podemos observar que o potencial positivo, no lado N, é uma força de atração para os elétrons e que o potencial negativo, no lado P é uma força de atração para as lacunas.

A ação dessa força faz com que os portadores se desloquem, temos então um aumento na barreira de potencial, como é mostrado na figura 4-16.

Este aumento é diretamente proporcional ao aumento da tensão aplicada à junção PN. Nesta situação não deve circular corrente normal no circuito, porém, devido às características do cristal, haverá uma pequena corrente que é denominada corrente de fuga.

DIODO SEMICONDUTOR

Vimos anteriormente que podemos polarizar uma junção PN de duas maneiras distintas, direta e inversamente.

Na primeira condição temos uma corrente circulando pela junção e na segunda esta corrente pode ser considerada desprezível. vemos então que esse dispositivo possui características de condução elétrica unidirecional. Tal elemento pelas características acima descritas será amplamente empregado na Eletrônica, principalmente na retificação de sinais recebendo para tanto o nome de diodo de junção ou diodo semiconductor.

DIODO RETIFICADOR

Existem muitos tipos de diodos, tais como o diodo Zener, o SCR, o fotodiodo etc.

Porém, entre os vários tipos de diodos existentes um dos mais usados na eletrônica é o diodo retificador cujo símbolo é mostrado na figura 4-17.



Figura 4-17 Símbolo e polarização dos diodos

Polarização direta do diodo

Como já foi visto, na polarização direta da junção PN o lado N está ligado ao pólo negativo da fonte de tensão e o lado P no pólo positivo da mesma.

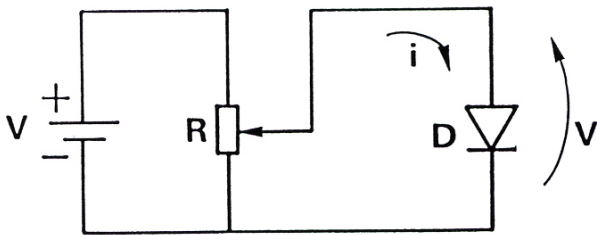


Figura 4-18 Circuito do diodo semiconductor polarizado diretamente

Pelo circuito da figura 4-18 podemos observar que, através do potenciômetro R, conseguimos variar, a partir de zero volt, a tensão aplicada ao diodo.

Como a variação de corrente é diretamente proporcional à variação de tensão veremos que ao aumentarmos a tensão sobre o diodo a corrente também aumentará proporcionalmente.

Até um determinado valor de tensão este comportamento é válido, a partir de tal ponto a corrente cresce bruscamente e a tensão no diodo tende a ficar constante.

A figura 4-19 mostra a curva de polarização direta de um diodo.

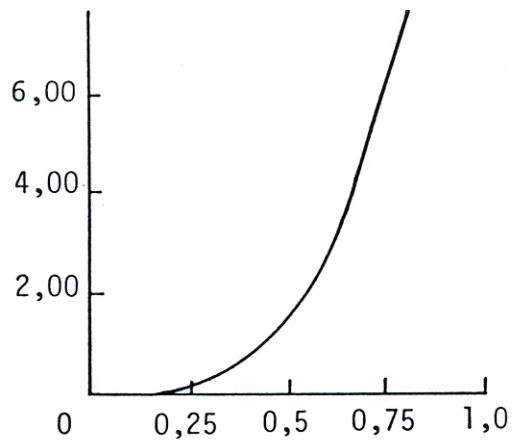


Figura 4-19 Curva da polarização direta do diodo

Polarização inversa do diodo

A figura 4-20 mostra o circuito de um diodo polarizado inversamente.

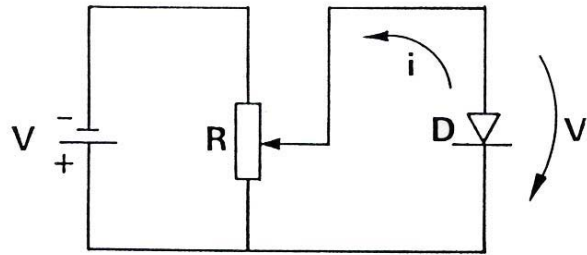


Figura 4-20 Diodo polarizado inversamente

Na polarização inversa da junção PN, o lado N está ligado no pólo positivo da fonte de tensão e o lado P no pólo negativo da mesma.

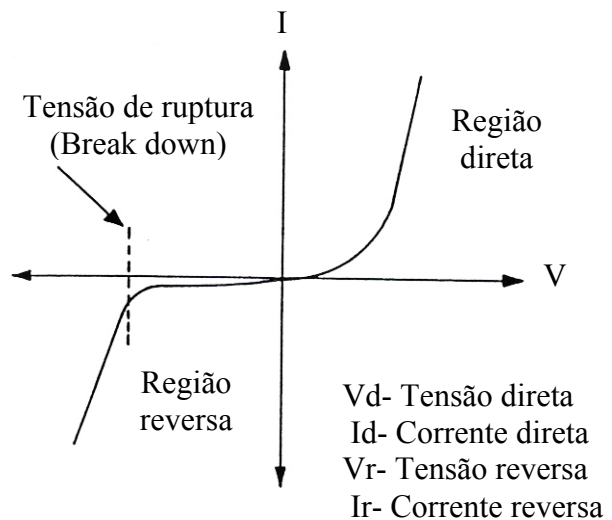


Figura 4-21 Curva de polarização inversa do diodo

Pelo circuito vemos que, através do potenciômetro R, fazemos com que a tensão negativa no elemento P aumente lentamente. Nesta situação a corrente que flui no circuito é desprezível, porém, se aumentarmos ainda mais o valor da tensão sobre o diodo atingiremos um valor em que há um aumento brusco da corrente reversa, comprometendo até mesmo a integridade da junção PN. Este valor de tensão é denominado tensão de ruptura.

A curva de polarização reversa do diodo semiconductor é mostrada na figura 4-21.

RUPTURA DA JUNÇÃO PN

A ruptura da junção ocorre quando a corrente reversa atinge um nível suficiente para romper as ligações entre os átomos do cristal, danificando a mesma.

O valor da tensão de ruptura é de suma importância no projeto de circuitos utilizando diodos polarizados inversamente. Os diodos construídos com cristais de silício suportam maiores tensões inversas do que os diodos de germânio.

A ruptura da junção de um diodo pode ser causada por vários fatores como tensão inversa (ou avalanche) e por efeito térmico.

Ruptura por tensão inversa (efeito Avalanche)

Quando a tensão inversa atinge um valor alto o suficiente para provocar o rompimento das ligações entre os átomos do cristal diz-se que a ruptura se dá por tensão inversa ou por efeito avalanche, porque esses rompimentos geram portadores, que por sua vez vão romper, por choque, outras ligações e assim por diante como numa avalanche.

Este processo de quebra e geração de portadores diminui rapidamente a resistência da junção aumentando bruscamente a corrente por ela, podendo inclusive danificá-la.

Ruptura por efeito térmico

Como visto anteriormente, existe na junção PN a geração de portadores minoritários devido à temperatura.

A ruptura por efeito térmico se dá quando os portadores minoritários provocam uma corrente inversa que resulte numa potência

maior que a da capacidade de dissipação da junção.

Para uma tensão inversa constante, a corrente inversa pode ser aumentada pelo efeito térmico, o que aumenta a potência da junção. Com o aumento dessa potência haverá também um aumento de temperatura o que resulta num novo aumento da corrente inversa, esse aumento de corrente tende a aumentar ainda mais a potência e essa por sua vez a temperatura. E assim sucessivamente até a ruptura.

APLICAÇÃO DO DIODO RETIFICADOR

Pelo que foi visto até aqui notamos que o diodo pode ser considerado como sendo uma chave eletrônica. Quando em polarização direta, a corrente sobre ele fica limitada somente pelos elementos do circuito externo. Porém, quando está polarizado inversamente, a corrente do circuito fica limitada por ele mesmo, tendo assim, o comportamento de um circuito aberto. A figura 4-22 mostra dois circuitos com diodos polarizados direta e inversamente.

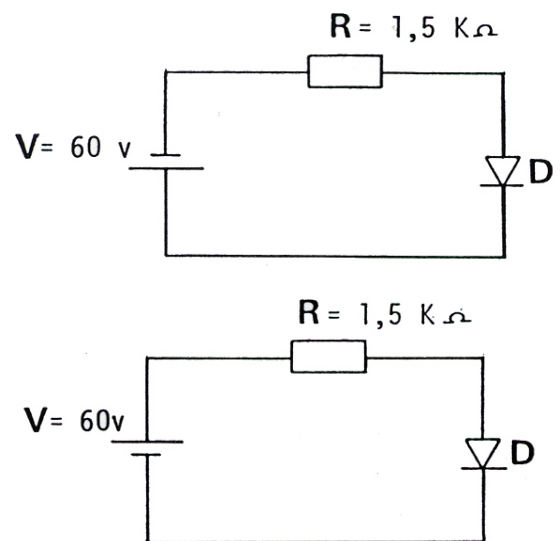


Figura 4-22 Diodos polarizados inversa e diretamente

No circuito com a polarização direta a corrente que flui pelo circuito é uma junção da tensão de 60 V e da tensão sobre o diodo, que é muito pequena, pois em polarização direta o diodo é praticamente um curto-circuito. Tem-se então quase toda tensão (59,3 V) sobre a resistência de 1,5 KΩ, restando apenas uma pequena tensão (0,7 V) sobre o diodo. No circuito com a polarização inversa não há praticamente corrente fluindo, portanto não

haverá queda de tensão sobre R. Tem-se então toda a tensão da fonte sobre o diodo o qual pode ser considerado um circuito aberto.

DIODO EM TENSÃO ALTERNADA

Quando polarizado com tensão alternada o diodo retificador conduz somente durante o

semiciclo em que está polarizado diretamente, ou seja, durante o semiciclo em que a tensão de anodo for maior que a de catodo, permanecendo cortado no outro semiciclo.

A figura 4-23 apresenta um circuito com um diodo operando em tensão alternada e também as formas de onda de entrada e de saída.

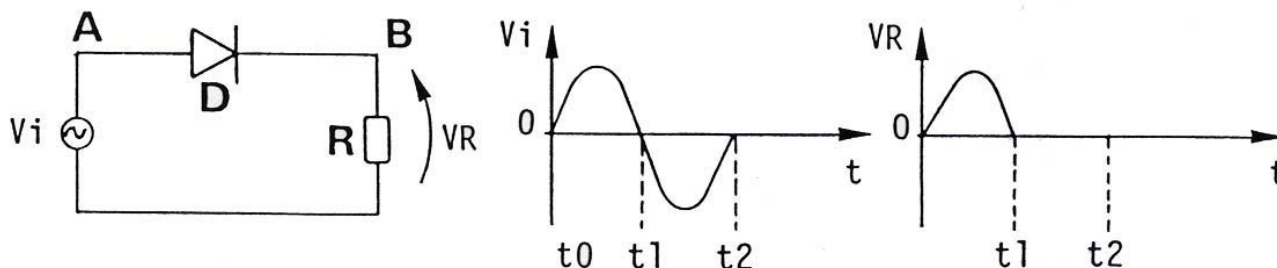


Figura 4-23 Circuito retificador com tensão senoidal

Durante o semiciclo positivo de V_i (de t_0 a t_1), o ponto A fica positivo em relação ao ponto B, polarizando o diodo diretamente.

Nesta condição, o diodo é praticamente um curto-circuito e a corrente no circuito determina em R uma queda de tensão proporcional à tensão entre os tempos t_0 e t_1 da tensão de entrada.

Durante o semiciclo negativo de V_i (de t_1 a t_2), o ponto A fica negativo em relação ao

ponto B, polarizando o diodo inversamente.

Nestas condições, o diodo pode ser considerado um circuito aberto.

A ação descrita acima é chamada retificação, e é onde o diodo tem a sua mais importante aplicação.

Como outras aplicações do diodo retificador podemos citar: em detectores de pico, circuitos limitadores, circuitos de proteção etc.

CAPÍTULO 5

FONTES DE FORÇA ELETRÔNICA

TIPOS DE FONTES DE FORÇA

Os circuitos que usam transistores, diodos ou circuitos integrados geralmente precisam de uma fonte de força CC para sua operação. Existem basicamente três tipos de fonte de força CC:

- Pilhas e baterias
- Geradores CC
- Fontes de força eletrônica

As pilhas e baterias produzem tensão CC através da ação química. Os geradores CC usam movimento mecânico para girar um condutor em seu campo magnético e assim produzir uma tensão CC pulsante.

Pilhas e baterias são atualmente muito utilizadas, pois os modernos circuitos em estado sólido requerem potências muito baixas comparadas com as necessárias aos antigos equipamentos à válvula. Pilhas e baterias são essenciais aos equipamentos portáteis e aos equipamentos instalados em locais distantes da energia CC.

Porém um equipamento mais potente, nos quais o uso de pilhas ou baterias seria impraticável, a energia CC é fornecida por uma fonte de força eletrônica.

Uma fonte de força eletrônica é um circuito que fornece uma tensão CC para a operação de outros circuitos eletrônicos. Existem as fontes eletrônicas que convertem tensão CA em CC e as que convertem tensão CC em CA, sendo a primeira a mais utilizada.

A energia primária para a maioria das fontes de força eletrônica é a tensão CA de 60 Hz que encontramos nas tomadas. A fonte converte esta tensão em tensão CC, à ser utilizada pelos circuitos eletrônicos, de acordo com as seguintes etapas:

- Ajuste da amplitude da tensão CA
- Retificação
- Filtragem
- Regulagem

A amplitude da tensão CA é ajustada usando-se um transformador de núcleo de ferro.

Este transformador pode ser projetado para elevar a tensão CA aplicada quando uma alta tensão CC de saída for necessária, ou pode ser projetado para reduzir a tensão CA quando uma baixa tensão de saída é requerida.

Após efetuado o ajuste da amplitude da tensão CA, a mesma é convertida em tensão CC. Este processo é chamado de retificação.

A retificação é efetuada por diodos retificadores que, como já sabemos, são dispositivos que oferecem alta resistência ao fluxo de corrente em uma direção (de catodo para anodo) e baixa resistência no sentido oposto (de anodo para catodo).

A tensão de saída no retificador pode ser chamada de tensão CA retificada ou tensão CC pulsante. Como na saída da fonte necessitamos de uma tensão CC sem variações, um circuito de filtro é empregado logo após o estágio retificador. Este circuito eliminará as pulsações existentes na saída do retificador. O filtro normalmente consiste de um capacitor, uma combinação de capacitores e indutores ou uma combinação de capacitores e resistores.

A tensão obtida na saída do filtro pode ser aplicada diretamente à carga. Porém essa tensão poderá variar devido a variações da tensão CA de entrada e da carga. Essas variações poderiam prejudicar o desempenho do circuito em operação.

Para obtermos uma tensão de saída constante um circuito regulador é colocado entre o estágio de filtragem e a carga. O regulador efetua as compensações necessárias causadas pelas variações da tensão CA de entrada e as variações de carga, mantendo a tensão de saída constante.

O regulador é normalmente um circuito de controle por realimentação, composto por transistores e outros semicondutores.

Ao utilizarmos uma pilha ou bateria como fonte de energia a tensão fornecida pode não ser adequada ao circuito a ser alimentado.

Neste caso é necessária uma fonte que converta a tensão disponível na utilizável.

Essas fontes são chamadas de conversores CC-CC. Essa conversão da tensão CC de uma dada bateria em um valor mais alto, implica na conversão da tensão CC da bateria

em tensão CA, através de um dispositivo de chaveamento eletrônico.

Esta tensão é elevada ao valor desejado por meio de um transformador.

A tensão alternada do secundário do transformador é então retificada para a tensão CC pulsante, filtrada e aplicada à carga através de um regulador. Por último, existe o tipo de fonte de força que converte energia CC em CA, este é chamado de conversor.

Este dispositivo é necessário quando se necessita de energia CA e só se dispõe de

baterias e pilhas como fonte de energia, ou seja, só de energia CC. Como no caso de conversor CC-CC a energia CC é transformada em CA, por meio de chaveamento eletrônico, em seguida é elevada ao valor desejado, retificada e filtrada.

Os inversores são muito empregados em aeronaves, onde existem equipamentos que são alimentados com energia CA.

A figura a seguir mostra o diagrama básico em blocos de uma fonte de força eletrônica.

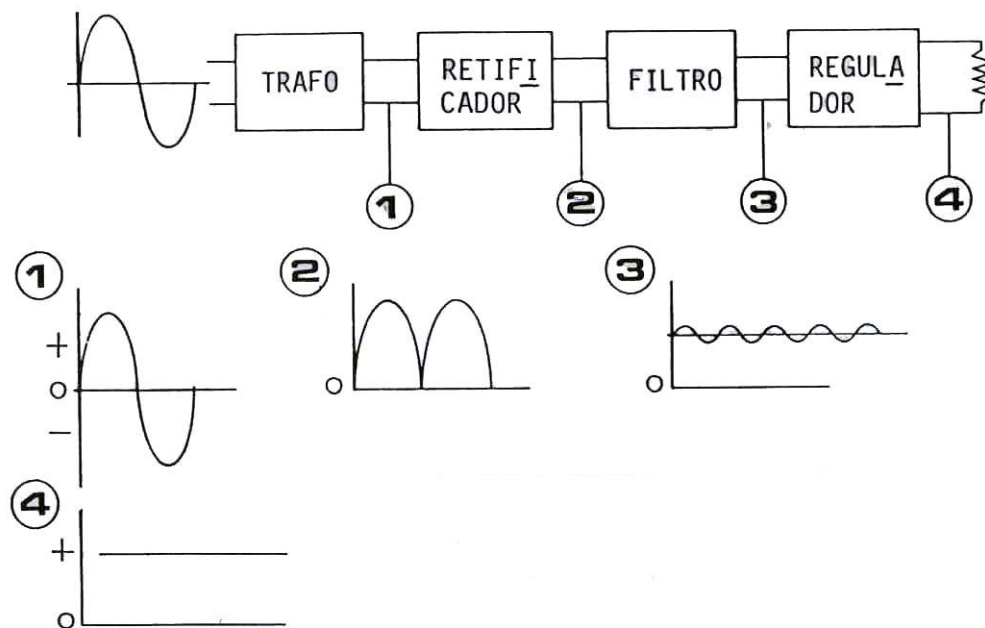


Figura 5-1 Diagrama básico de uma fonte de força eletrônica

CIRCUITOS RETIFICADORES

O retificador é aquela parte da fonte de força que, através de diodos retificadores converte a tensão CA do transformador em CC pulsante.

No retificador os diodos semicondutores, atuam como chaves unidirecionais, sensíveis à polaridade e que permitem o fluxo de corrente através da carga em apenas uma direção.

Existem vários tipos de circuitos retificadores como veremos a seguir.

Retificador de meia onda

No circuito retificador de meia onda apenas um diodo é usado no processo de retificação.

A figura 5-2 mostra o circuito retificador de meia onda.

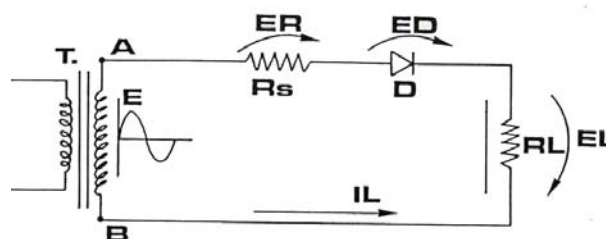


Figura 5-2 Circuito retificador de meia onda

Quando a polaridade da tensão no secundário polariza diretamente o diodo D, ocorre um fluxo de corrente através de RL. Quando a polaridade se inverte no ciclo seguinte, o diodo é polarizado inversamente e não há fluxo de corrente na carga como mostra a figura 5-3.

Pelas formas de onda da figura 5-3 podemos observar que durante o período de t_1 a t_2 , em que o diodo está conduzindo, parte da tensão aparece através do retificador e da resistência do secundário do transformador,

porém sua maior parte aparece sobre a resistência de carga RL. O diodo e o secundário do transformador apresentam uma resistência pequena quando estão conduzindo. A queda de tensão sobre o diodo é de aproximadamente 0,7 V, quando este está conduzindo para diodos de silício e 0,2 V para os diodos de germânio.

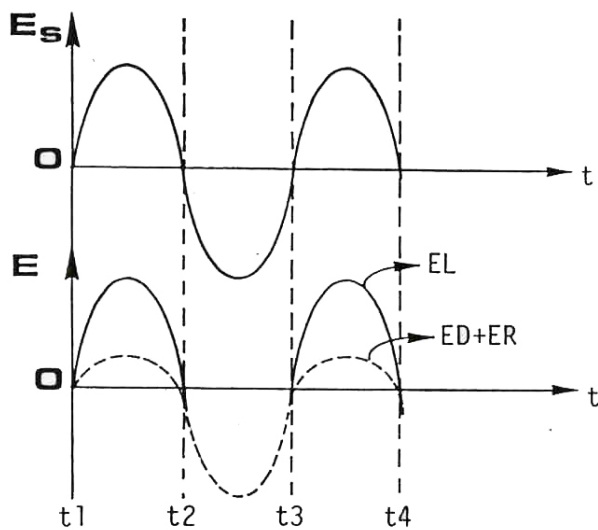


Figura 5-3 Formas de onda em um retificador de meia onda

No período de t2 a t3 o diodo está cortado pois, o ponto A no secundário do transformador (figura 5-2) é negativo em relação ao ponto B, o que polariza o diodo inversamente. Nesta situação nenhuma corrente fluirá através da carga, não havendo também queda de tensão sobre a mesma, e toda a tensão do secundário do transformador cairá sobre o diodo.

No período seguinte, de t3 a t4, o diodo conduzirá novamente e a operação será a mesma verificada no período de t1 a t2, analogamente, a operação de t4 a t5 será a mesma verificada de t2 a t3. Com isso, teremos sobre RL uma tensão que consistirá de uma série de meias ondas senoidais de mesma polaridade. A corrente através da carga RL será uma série de pulsos que ocorrem na mesma frequência da tensão CA da rede.

No circuito da figura 5-2 vemos que a polaridade da tensão de saída através da carga é positiva em relação à terra, porém, se o diodo fosse invertido a saída seria negativa em relação à terra, pois a corrente fluirá em direção oposta à da análise anterior.

Se considerarmos o diodo e o transformador como elementos ideais, ou seja, o

diodo apresenta uma queda de tensão igual a zero quando está diretamente polarizado e se comporta como um circuito aberto, quando está inversamente polarizado e o transformador tem uma resistência de enrolamento igual a zero.

Durante os períodos t1, a t2 e t3 a t4, toda a tensão do secundário do transformador seria aplicada sobre a carga RL com estas condições ideais e durante os períodos t2 a t3 e t4 a t5, nenhuma tensão apareceria sobre RL.

O valor médio da forma de onda da corrente ou tensão na saída do retificador de meia onda é igual a 0,318 vezes o valor da corrente ou tensão de pico. Esta seria a tensão ou corrente indicada por um típico medidor CC de D'Arsonval conectado à RL, se todos os componentes fossem ideais. No entanto, na prática esse valor é um pouco menor devido às perdas no diodo e na resistência do enrolamento secundário do transformador.

Retificador de onda completa

Como visto anteriormente o circuito retificador de meia onda produz uma série de pulsos a partir da tensão CA de entrada. Mesmo com o uso de filtros, é difícil de se obter uma tensão CC sem flutuações na saída do mesmo. Um circuito retificador de onda completa utiliza os dois semiciclos da tensão CA de entrada, de tal modo a obter uma tensão de saída mais estável.

Este circuito utiliza um transformador com *center-tape*, dois diodos retificadores e um resistor de carga, como mostra a figura 5-4.

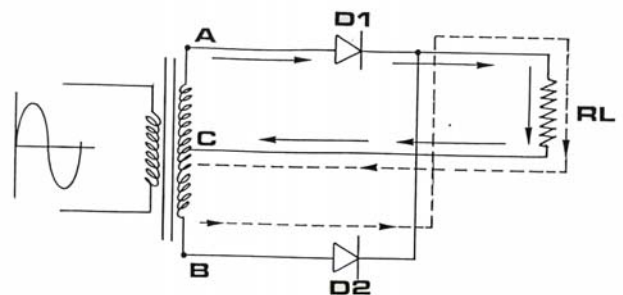


Figura 5-4 Circuito retificador de onda completa

Quando o ponto A, no secundário do transformador é positivo em relação ao ponto C, o ponto B será negativo em relação ao mesmo. Esta condição ocorre de t1 a t2 na figura 5-5. Durante este período o diodo D1 conduzirá e o diodo D2 não. A corrente será como indicado pelas setas cheias da figura 5-4.

Note que a corrente flui somente na metade do enrolamento do secundário do transformador..

Durante o período de t_2 a t_3 , o diodo D_2 conduz e D_1 não. A corrente é indicada pelas setas tracejadas na figura 5-4.

A figura 5-5 mostra as formas de onda das tensões nos pontos A, B e C.

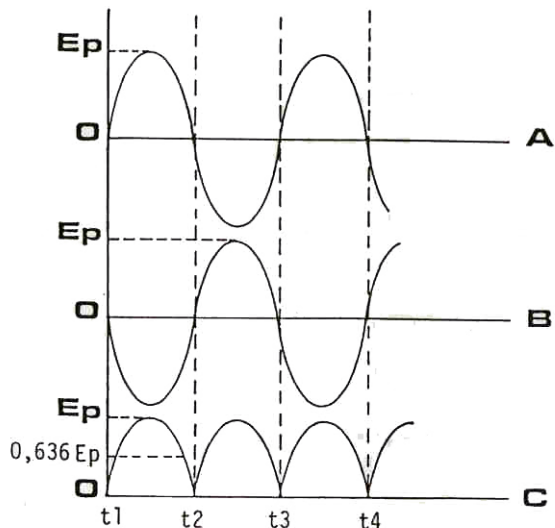


Figura 5-5 Formas de onda em um retificador de onda completa

Vemos na figura 5-5 que a tensão CC através da carga é uma série de pulsos

unidirecionais, porém há o dobro de pulsos que havia no retificador de meia onda.

Portanto, os pulsos de saída ocorrem em uma frequência que é o dobro da de entrada.

Com isso temos que a tensão média através do resistor de carga será o dobro da tensão que era produzida no circuito retificador de meia onda, ou seja, será 0,636 vezes o valor de pico.

Um ponto importante a ser observado no circuito é que apenas um diodo conduz de cada vez, um no semiciclo positivo e outro no semiciclo negativo da tensão de entrada. O diodo que não conduz sofre uma polarização reversa de todo enrolamento, portanto, ambos os diodos devem ser capazes de suportar esta tensão para garantir o bom funcionamento do circuito.

Retificado em ponte

Um retificador em ponte é um circuito formado por quatro diodos conectados de tal forma que é desnecessário o uso de um transformador com *center-tape*. Com essa configuração obtém-se a retificação de onda completa com um enrolamento simples de secundário. A figura 5-6 mostra o circuito retificador em ponte.

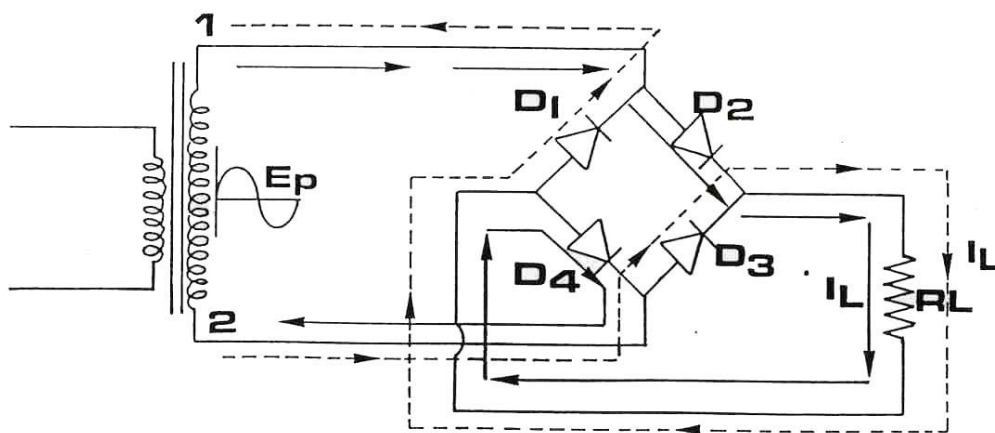


Figura 5-6 Circuito retificador em ponte

No instante em que temos E_p positivo, ou seja o ponto 1 positivo em relação ao ponto 2, os diodos D_2 e D_4 conduzem (ficam em série) pois, as tensões que aparecem sobre eles propiciam um efeito como é mostrado na figura 5-7.

Estes diodos conduzindo farão com que circule uma corrente no circuito, no sentido indicado pelas setas cheias na figura 5-6.



Figura 5-7 Polarização de D_2 e D_4 no semiciclo positivo da tensão de entrada

Quando E_p inverte a polarização, o ponto 1 será negativo em relação ao ponto 2,

devido a estes potenciais os diodos D1 e D3 conduzem (ficam em série) como mostra a figura 5-8.



Figura 5-8 Polarização de D1 e D3 no semiciclo negativo da tensão de entrada

Uma vez conduzindo, os diodos D1 e D3 propiciarão a circulação de uma corrente cujo sentido é o indicado pelas setas tracejadas na figura 5-6.

É fácil verificar que mesmo V_s mudando de polaridade a corrente na carga circula sempre no mesmo sentido, isto quer dizer que a corrente I_l possui somente uma polaridade, ou seja, esta corrente é contínua pulsante e conseqüentemente a tensão sobre a carga também o será.

A figura 5-9 mostra as formas de onda no retificador em ponte.

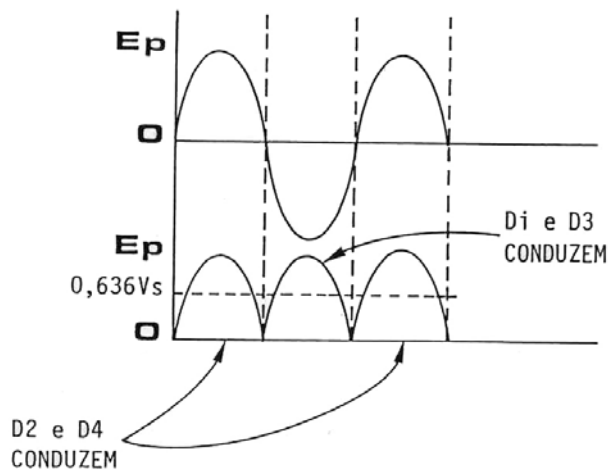


Figura 5-9 Formas de onda da tensão de saída no retificador em ponte

Quando os diodos D2 e D4 conduzem, os diodos D1, D3, o secundário do transformador e a carga R_l estão em paralelo. Desta maneira o circuito comporta-se como mostra o esquema da figura 5-10.

Da maneira que os diodos D1 e D3 se encontram na figura 5-10, eles estão polarizados inversamente e a tensão máxima que ficará sobre eles é a tensão máxima fornecida pelo secundário do transformador.

A tensão na carga também será igual à tensão V_s . Analogamente, quando a tensão V_s muda de polaridade, a tensão reversa sobre os

diodos D2 e D4 será a mesma tensão que aparece no secundário do transformador, e a mesma na carga.

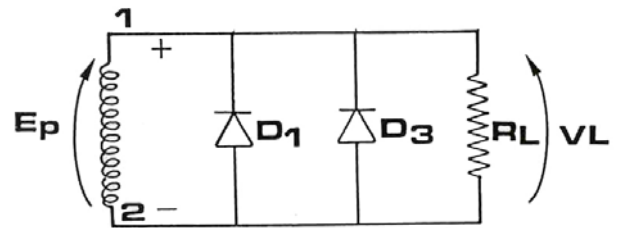


Figura 5-10 Esquema equivalente do circuito em ponte no semiciclo positivo da tensão de entrada

Logo, pode-se concluir que a tensão de pico reversa sobre os diodos terá o mesmo valor da tensão máxima fornecida pelo secundário do transformador.

FILTROS

Como vimos, a saída de qualquer circuito retificador a diodos é uma corrente CC pulsante. Este tipo de corrente é inadequado para alimentar a maioria dos circuitos eletrônicos, os quais geralmente requerem uma tensão CC constante para funcionar.

Numa fonte de força eletrônica, é usado um circuito de filtro para converter a onda CC pulsante em uma onda CC pura. A seguir veremos a definição de Ripple e os filtros mais comumente usados bem como o seu dimensionamento.

Fator de Ripple

A saída CC pulsante produzida pelos circuitos retificadores é uma forma de onda complexa que pode ser dividida em componentes CA e CC.

A finalidade do filtro é remover a componente CA que é chamada de ondulação ou *ripple*.

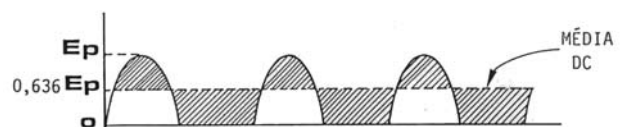


Figura 5-11 Forma de onda de saída de um retificador de meia onda

A figura 5-11 mostra a forma de onda CC pulsante da saída do retificador de meia onda.

A tensão CC média é 0,318 vezes o valor de pico da tensão de entrada CA. O *ripple* ou correspondente CA, é indicado pelas áreas sombreadas abaixo e acima da média CC.

Podemos considerar o *ripple* como sendo uma forma de onda não senoidal sobreposta ao nível médio CC. Note que se a fonte de força opera com uma tensão de linha cuja frequência é 60 Hz, a frequência de oscilação do retificador de meia onda é 60 Hz.

Portanto, o período de oscilação é igual a $\frac{1}{60} = 0,01667$ segundos ou 16,67 milissegundos

A forma de onda da tensão de saída em um retificador de onda completa é mostrada na figura 5-12.

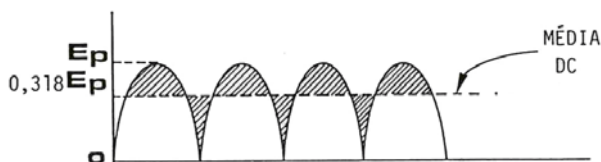


Figura 5-12 Forma de onda de saída de um retificador de onda completa

Pela figura podemos observar que no retificador de onda completa a média CC de saída é o dobro da de um retificador de meia onda ou seja, 0,636 Ep. Isso se deve ao fato de termos mais um pulso CC de saída por ciclo de entrada.

Novamente podemos considerar a ondulação como sendo um sinal não senoidal sobreposto ao nível CC médio.

O valor pico-a-pico da ondulação é igual a Ep, entretanto, a frequência de ondulação é de 120 Hz, quando a frequência da tensão da linha é de 60 Hz.

O período de oscilação é, portanto igual a $\frac{1}{120} = 0,00833$ ou 8,33 ms. O filtro reduzirá a amplitude pico-a-pico da ondulação e aumentará a tensão média CC de saída.

O filtro mais simples e também mais comumente empregado é o filtro a capacitor, que consiste de um capacitor ligado diretamente à carga RL tanto no retificador de meia onda como no de onda completa.

A figura 5-13 mostra o filtro a capacitor.

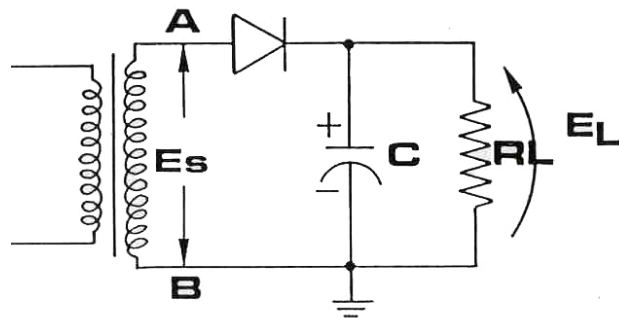


Figura 5-13 Filtro a capacitor

As formas de onda de um circuito retificador com filtro são mostradas na figura 5-14.

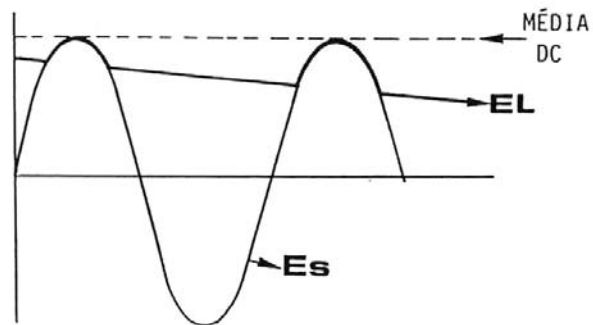


Figura 5-14 Forma de onda de tensão num circuito retificador com filtro

Na figura 5-14 vemos a tensão do secundário do transformador bem como a tensão de saída da fonte de força EL. Inicialmente o capacitor C está descarregado, porém quando nele é aplicada a energia, se carrega rapidamente com o valor da tensão de pico do secundário durante o período de condução do diodo. Sempre que a tensão do secundário excede a tensão de carga do capacitor o diodo conduz.

Quando a tensão do secundário cai abaixo do valor da carga do capacitor, o diodo fica polarizado inversamente e não conduz, com isso o capacitor se descarrega através da resistência RL. Se a constante de tempo RC do capacitor for suficientemente grande, a quantidade de energia que o capacitor descarregará durante os picos da tensão CA será pequena.

Como resultado teremos uma tensão CC na saída aproximadamente constante. O capacitor reduz bastante a ondulação bem como aumenta a tensão média nos terminais de saída. A tensão CC de saída se aproxima do valor de pico do secundário. A redução na ondulação é

proporcional ao tamanho do capacitor. Quanto maior a capacitância, menor será a descarga do capacitor durante o tempo em que o diodo não conduz. O processo de filtragem da tensão de saída do retificador de onda completa é idêntico ao usado no retificador de meia onda, entretanto no retificador de onda completa o capacitor de filtro tem um tempo de descarga menor, antes de ser carregado novamente, visto que neste circuito cada semiciclo da entrada CA produz um pulso através da carga.

No circuito de meia onda, o tempo de descarga é aproximadamente igual a um período completo da onda senoidal de entrada, ou seja, aproximadamente 16 ms, para uma entrada CA de 60 Hz.

Com isso temos que no circuito retificador de onda completa, para a mesma carga, o mesmo capacitor de filtro e tensão de entrada, a ondulação será muito menor e a tensão média CC de saída maior do que no retificador de meia onda. A figura 5-15 mostra a saída do retificador de onda completa com filtro.

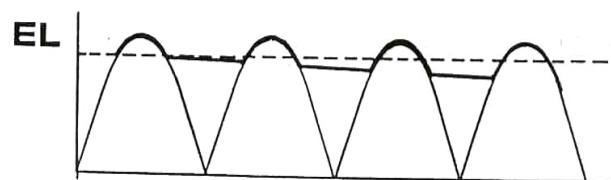


Figura 5-15 Saída do retificador de onda completa com filtro

Teoria de funcionamento do filtro a capacitor

Um método de analisar o funcionamento do filtro é considerar as variações de corrente e tensão em relação ao tempo.

A figura 5-16 mostra um circuito equivalente simplificado de um retificador de meia onda com filtro capacitivo.

Neste esquema simplificado, a fonte CA é representada por um gerador e sua resistência interna R_s , o diodo é representado por uma chave S que é sensível à polaridade e o capacitor C é o filtro através da carga R_L .

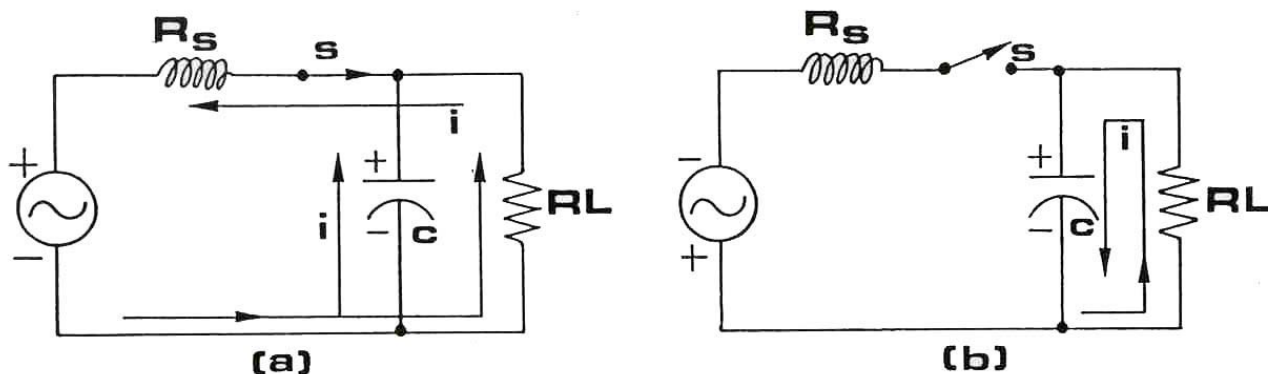


Figura 5-16 Circuito equivalente de um retificador de meia onda

Quando a polaridade do sinal CA for a apresentada na figura 5-16a, o diodo conduzirá e atuará como uma chave fechada. Tem-se então corrente circulando que fará com que o capacitor se carregue com a polaridade indicada. Durante o semiciclo seguinte, a polaridade se inverte e o diodo fica polarizado inversamente, podendo ser considerado como uma chave aberta, como mostrado na figura 5-16b. Nesse período o capacitor se descarrega através da carga R_L . No circuito de carga, o capacitor se carrega de R_s para o pico da tensão aplicada. Como R_s é muito pequena, o capacitor se carrega rapidamente. Durante o semiciclo

seguinte, quando o diodo não conduz, o capacitor se descarrega através da carga.

Como a resistência de carga R_L é muito maior que R_s , na descarga a constante de tempo é maior. Para melhor filtragem e mínima ondulação, a constante de tempo de descarga deve ser grande. Este grande tempo de descarga pode ser conseguido com um alto valor de capacitância e resistência, portanto o capacitor deve ser o maior possível.

Com isso a constante de tempo RC será grande o bastante para tornar mínima a descarga do capacitor, durante os períodos em que o diodo não conduz.

Cálculo do capacitor de filtro

Embora filtros mais complexos possam ser construídos, para a maioria das aplicações, o simples capacitor de filtro é mais adequado para atender a filtragem requerida.

As relações entre corrente de carga, tensão de ondulação, valor do capacitor e tempo de descarga, podem ser formulados através de uma simples equação, que é apresentada a seguir:

$$C = \frac{I \cdot t}{E_R}$$

onde:

C = Valor do capacitor de filtro em Farads

I = Corrente CC, na carga, em ampères

t = Período da tensão de ondulação CA, em segundos

E_R = Máxima tensão de ondulação pico-a-pico permitida, em volts.

Para determinarmos I, devemos conhecer o valor da resistência de carga e a tensão CC de saída desejada. O tempo t é o período de descarga do capacitor de filtro e é igual ao período de ondulação CA.

Nos circuitos retificadores de meia onda, a frequência de oscilação é de 60 Hz, tornando t = 0,01667 s.

Nos circuitos retificadores de onda completa, a frequência de oscilação é de 120 Hz tornando t = 0,00833 s.

Exemplo: Considere uma fonte de força com retificador de onda completa, que tenha uma tensão CC de saída igual a 5 V, sendo a máxima ondulação pico-a-pico permitida de 1 %. A corrente de carga é 200 mA. Qual o valor mínimo do capacitor a ser usado?

$$I = 0,2 \text{ A}$$

$$t = 0,00833 \text{ s}$$

$$E_R = 0,01 \times 5 = 0,05 \text{ V}$$

$$C = \frac{I t}{E_R} = \frac{0,2 \times 0,00833}{0,05} = 0,0333 \text{ Farads}$$

$$C = 33,33 \text{ MF}$$

Na prática deve-se usar um capacitor de valor um pouco superior a esse.

Um outro fator importante a ser considerado na utilização do capacitor de filtro é a tensão de operação do mesmo. Os capacitores em sua maioria são projetados para operarem com tensão abaixo de um limite máximo.

Quando escolhermos a especificação da tensão máxima do capacitor, devemos ter certeza que ela é maior que a tensão de saída da fonte de força. Geralmente é aconselhável deixarmos uma faixa de segurança de 20 %.

O tipo de capacitor mais comumente usado em filtros é o eletrolítico de alumínio. Porém para aplicações em pequenas correntes, algumas vezes são usados capacitores de tântalum.

Tanto os capacitores eletrolíticos como os de tântalum, são capacitores polarizados e devem ser conectados no circuito com a polaridade correta, para que funcionem adequadamente.

Filtros LC e RC

Embora o filtro a capacitor seja o mais simples, pode-se melhorar a filtragem usando-se indutores (Choques) e resistores em combinação com ele.

Um choque pode reduzir muito a amplitude de ondulação, visto que ele se opõe às variações de corrente através dele.

A figura 5-17 mostra um filtro típico com choque de entrada.

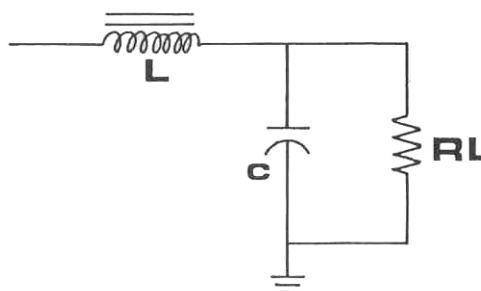


Figura 5-17 Filtro típico com choque de entrada

Para a mesma carga e mesmo retificador, este circuito proporciona maior tensão de saída e ondulação (*ripple*) mais baixa.

Os choques de filtro consistem de um enrolamento feito sobre um núcleo de ferro laminado. Em consequência, os choques são grandes, pesados e caros, o que os tornam

geralmente incompatíveis com os circuitos de estado sólido, que são pequenos e leves.

Pode-se também melhorar a qualidade da filtragem usando-se resistores associados a capacitores.

Usando-se resistores no lugar do choque no circuito (figura 5-17), a tensão de ondulação de saída pode ser reduzida a um valor menor que aquele obtido com apenas um capacitor.

Quanto maior o valor do resistor, menor a tensão de ondulação, porém, uma certa quantidade da tensão produzida pela fonte cai sobre esses resistores, o que reduz a tensão disponível na saída.

TIPOS DE PROTEÇÃO CONTRA SOBRECARGA

A sobrecarga é uma das condições anormais mais comuns de ocorrer no emprego de fontes de força. Ela pode ser resultado de um curto-circuito nos terminais da fonte ou mesmo devido ao mau funcionamento de algum componente do circuito. O método mais usado para proteger as fontes de força contra sobrecarga é o emprego de fusíveis, que é um elemento sensível à corrente, ou seja, ele se abre quando a corrente que o atravessa excede um valor específico.

Fusíveis

Como vimos, o fusível é um elemento dimensionado para proteger o circuito contra uma corrente exclusiva. Ele consiste de um dispositivo condutor conectado em série com o circuito ao qual deverá proteger. Caso a corrente no circuito exceda a um valor pré-determinado para o fusível, o mesmo se romperá, interrompendo o fluxo de corrente. Durante o funcionamento normal, enquanto a corrente estiver abaixo da especificação do fusível, o mesmo simplesmente atuará como um resistor de valor muito baixo.

Um ponto a ser considerado é que os fusíveis não se abrem, ou se queimam exatamente no instante em que a corrente excede o valor especificado. Esse tempo de rompimento dependerá da magnitude e da duração da sobrecarga. Se a corrente através do fusível exceder a sua especificação apenas ligeiramente, ele levará muito tempo até se aquecer, fundir e se romper.

Porém, se a sobrecarga é muito maior que o valor especificado para o fusível, seu aquecimento e queima serão rápidos. Quanto à velocidade os fusíveis são disponíveis em três faixas: ação retardada, retardo médio e alta velocidade.

Os fusíveis de ação retardada são dimensionados para circuitos que algumas vezes devem suportar sobrecargas de 200 a 400% acima da corrente nominal. Se essa sobrecarga durar menos de 10 segundos, esse tipo de fusível a suportará sem abrir.

Os fusíveis de ação retardada têm sua maior aplicação em circuitos que são submetidos a sobrecargas temporárias, tais como: circuito de partida de motores e circuitos de carga de capacitores.

Os fusíveis de retardo médio são geralmente usados em circuitos que podem suportar uma sobrecarga superior a 200% do valor especificado, por cerca de um segundo. Esses fusíveis são usados em aplicações onde os componentes a serem protegidos poderão ser, ocasionalmente, submetidos a uma corrente ligeiramente superior ao valor máximo de operação, sem se danificarem.

Os fusíveis de retardo médio se abrirão em poucos segundos mediante sobrecargas de 100 a 200% do valor nominal. Os fusíveis de ação rápida são projetados para abrir muito rapidamente, mesmo com sobrecargas bem pequenas. São geralmente empregados na proteção de circuitos delicados ou críticos.

Numa fonte de força a principal aplicação do fusível é na proteção do transformador de força e dos diodos semicondutores. Os fusíveis para a proteção do transformador de força são conectados no circuito do enrolamento primário. Usa-se normalmente o de retardo médio. Qualquer sobrecarga no secundário será refletida como um aumento de corrente no primário e se não forem removidas poderão danificar o transformador.

Se a corrente de carga for excessiva, ou se o capacitor de filtro entrar em curto, por exemplo, pode-se usar um fusível para efetuar a proteção apenas dos diodos retificadores.

Esse fusível é de ação rápida e é conectado em série com a saída do circuito retificador.

A figura 5-18 mostra a fonte de força com os dois diodos de proteção.

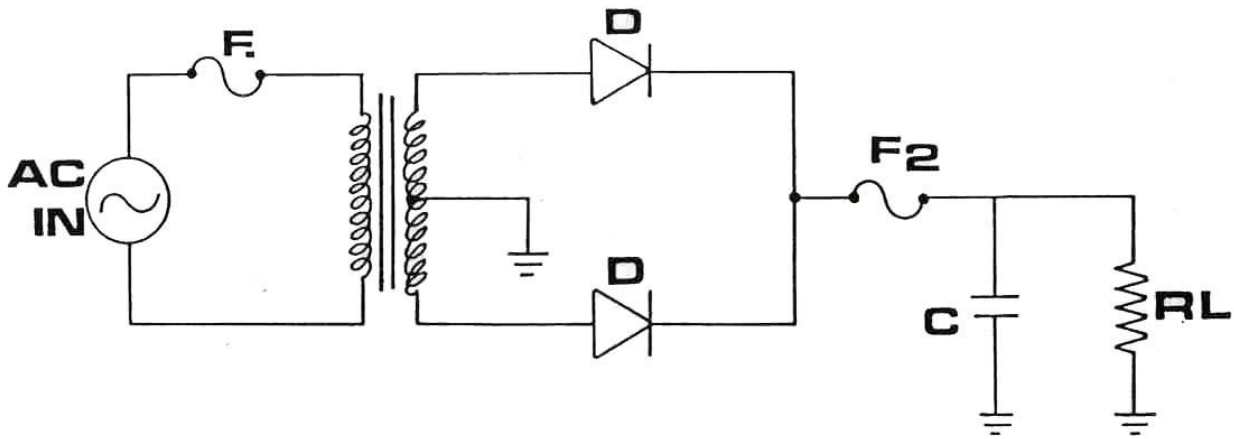


Figura 5-18 Fonte de força com diodos de proteção

No cálculo do fusível a ser utilizado, podemos adotar uma das fórmulas abaixo e adquirir o valor padrão imediatamente superior do encontrado.

Para o fusível de retardo médio:

$$\frac{\text{Máxima corrente permitida}}{0,75}$$

Para o fusível de ação retardada:

$$\frac{\text{Máxima corrente permitida}}{0,85}$$

Disjuntores (*Circuit Breakers*)

Disjuntores são dispositivos usados para proteção de circuitos. Quando há uma sobrecarga no circuito o disjuntor se abre interrompendo o mesmo. A diferença entre o disjuntor e o fusível é que o primeiro pode ser rearmado mecanicamente, isto é o disjuntor não se queima, ele se desarma.

Os disjuntores podem ser acionados (desarmados) por magnetismo ou por efeito térmico. Normalmente é por efeito térmico.

Os disjuntores ou *circuit breakers* têm grande aplicação na aeronáutica. Na linha de alimentação elétrica das aeronaves geralmente cada equipamento possui seu *circuit breaker* correspondente.

Quando houver o desarme de um disjuntor, o mecânico ou o piloto poderá verificar se existe alguma anormalidade no circuito e, se nada for constatado, o dispositivo poderá ser rearmado. No caso de novo desarme, a existência de defeito está comprovada, exigindo assim uma pesquisa mais detalhada no circuito.

A figura 5-19 mostra os símbolos usados na representação dos disjuntores.



Figura 5-19 Simbologia dos disjuntores

CAPÍTULO 6

TRANSISTOR DE JUNÇÃO

INTRODUÇÃO

Com a compreensão da constituição e comportamento dos elementos semicondutores, os cientistas a partir de 1948, conseguiram construir um dispositivo que podia executar a função de uma válvula eletrônica, como amplificador de corrente. Este dispositivo foi determinado transistor.

Dos primeiros transistores cujas características eram bastante limitadas, até os atuais circuitos integrados, que englobam dezenas ou centenas de diferentes dispositivos num minúsculo sólido, o avanço tecnológico foi muito grande.

FORMAÇÃO DAS JUNÇÕES PNP E NPN

Um transistor de junção consiste em um cristal de silício ou de germânio no qual existe uma camada de silício do tipo N entre duas camadas de silício do tipo P, ou uma camada P entre duas camadas N. No primeiro caso teremos um transistor chamado PNP e, no segundo, um transistor NPN, como mostra a figura 6-1.

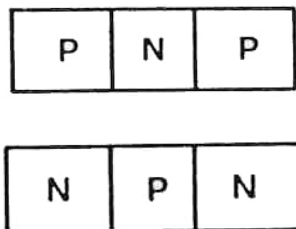


Figura 6-1 Transistores PNP e NPN

Com a formação das três regiões, aparecem automaticamente duas outras pequenas regiões internas, já conhecidas como barreira de potencial ou região de depleção.

As barreiras de potencial são campos eletrostáticos formados nas linhas de junção, da seguinte maneira: na figura 6-2, os elementos P possuem grande quantidade de portadores positivos e o elemento N grande quantidade de portadores negativos. A difusão de elétrons da região N e lacunas das regiões P resultam em recombinações nas linhas das junções, ionizando os átomos das impurezas.

Os átomos ionizados com cargas diferentes (negativos na região P, porque recebem elétrons, e positivos na região N, porque doavam elétrons), formam um campo eletrostático que paralisa o processo de difusão.

A difusão é o movimento de portadores numa área, onde estão mais concentrados, para uma região onde sua concentração é menor.

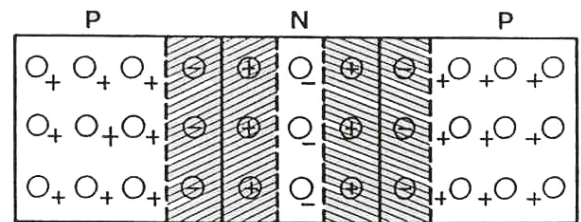


Figura 6-2 Barreiras de potencial num transistor PNP

A figura 6-3 mostra a simbologia usada na representação dos transistores PNP e NPN.

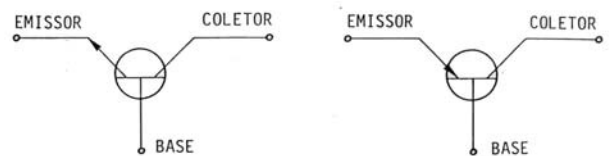


Figura 6-3 Símbolos dos transistores

Na representação simbólica do transistor, a seta identifica o emissor, que é o elemento que emite portadores. O elemento oposto ao emissor é chamado coletor, pois recebe os portadores enviados pelo emissor. O elemento intermediário é denominado base.

A base controla o fluxo de portadores entre o emissor e o coletor. A seta sempre aponta para o elemento negativo. Assim, se a seta apontar para o emissor, neste caso negativo, teremos um transistor NPN. Se a seta apontar para a base, o coletor e o emissor serão do tipo P, teremos então um transistor tipo PNP.

Polarização do transistor NPN

O transistor só irá funcionar corretamente se tiver uma polarização adequada.

Quando ligamos uma bateria na junção base-emissor, como mostra a figura 6-4, observamos que corresponde a uma polarização direta.

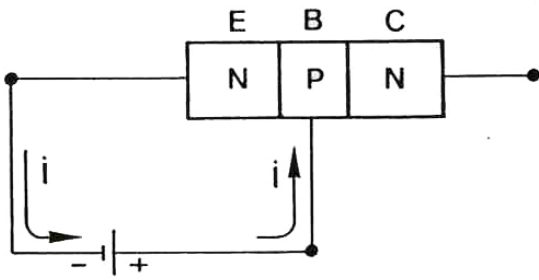


Figura 6-4 Transistor NPN em polarização direta

Dessa maneira fluirá então uma corrente através da baixa resistência da junção emissor-base.

Se aplicarmos tensão através da segunda junção, como mostrado na figura 6-5, fluirá uma corrente muito pequena através da resistência da junção base-coletor, pois a polarização é inversa.

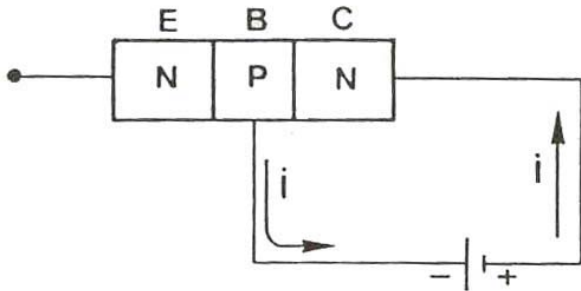


Figura 6-5 Transistor NPN em polarização inversa

Esta pequena corrente, que é causada pelos portadores minoritários, é chamada de corrente de fuga.

Consideramos até agora as duas junções polarizadas separadamente. A seguir veremos o comportamento do transistor quando nele aplicamos as duas tensões ao mesmo tempo.

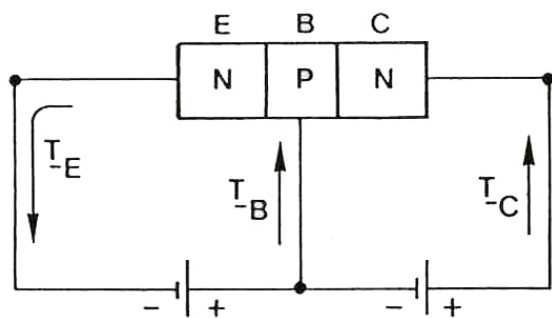


Figura 6-6 Transistor NPN polarizado

Analisando a figura 6-6, podemos ver que a corrente que passa pelo emissor (I_E) se

divide em dois ramos uma que vai para o terminal da base (I_B) e outra que vai para o coletor (I_C), temos que: $I_E = I_B + I_C$.

Apesar da polarização inversa entre base e coletor, o valor da corrente do coletor é muito superior ao da corrente que fluía quando o transistor era polarizado isoladamente. Nesta situação I_C é aproximadamente 98% de I_E , com isso podemos concluir que a quantidade de corrente I_C depende da polarização direta entre base e emissor. Este fenômeno pode ser entendido analisando-se a figura 6-7.

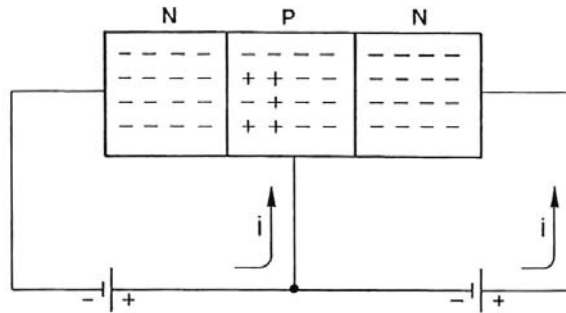


Figura 6-7 Portadores em movimento no transistor NPN

Os elétrons na região do emissor são repelidos pelo potencial negativo da fonte em direção à base, passando com facilidade pela junção base-emissor, pois a mesma está polarizada diretamente apresentando assim uma baixa resistência.

Alguns elétrons se recombinam com as lacunas existentes na base, formando a corrente de base.

Como o número de lacunas na base é inferior ao número de elétrons que nela penetram, e também devido ao fato da base ter dimensões muito reduzidas, a maioria dos elétrons atinge a junção base-coletor.

Esses elétrons que estão sendo atraídos pelo potencial positivo do coletor ultrapassam a junção base-coletor, chegando ao terminal positivo da fonte.

Este movimento de elétrons nos elementos do transistor constituem as correntes elétricas através do mesmo.

Polarização de um transistor PNP

A análise da polarização do transistor PNP é análoga ao do NPN, entretanto, para que a junção emissor-base seja polarizada diretamente e a junção base-coletor inversa-

mente, é necessário mudar as polaridades das fontes, com relação às usadas no transistor NPN.

Estas polaridades estão apresentadas na figura 6-8.

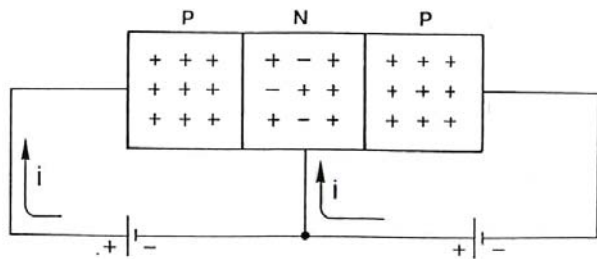


Figura 6-8 Portadores no transistor PNP

As lacunas da região do emissor, que são repelidas pelo potencial positivo da fonte em direção à base, ultrapassam a junção emissor-base com facilidade, pois a mesma está polarizada diretamente e sua resistência é baixa. Novamente algumas destas lacunas se recombinam com os elétrons existentes na base, constituindo a corrente da base I_B .

Devido ao baixo número de elétrons existentes na base, a maioria das lacunas que nela penetram alcançam a junção base-coletor. Estas lacunas que estão sendo atraídas pelo potencial negativo do coletor ultrapassam a junção base-coletor, chegando ao terminal negativo da fonte.

Portanto enquanto o potencial positivo retira elétrons do emissor, o potencial negativo fornece elétrons ao coletor.

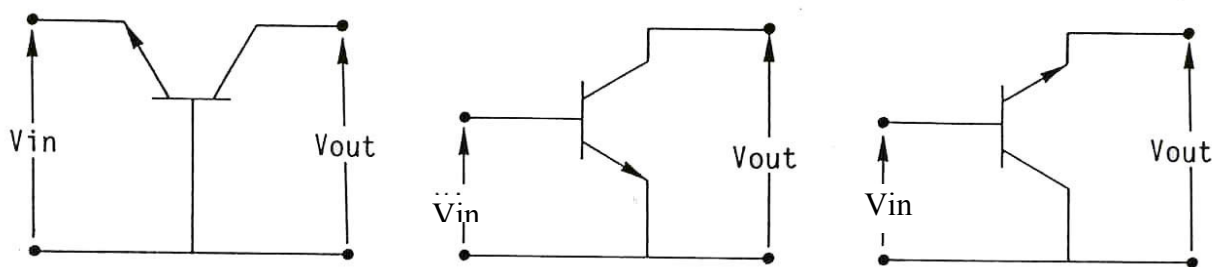


Figura 6-9 Transistores nas configurações B_C , E_C e C_C

Cada configuração apresenta vantagens e desvantagens que irão determinar a sua aplicação.

Ganhos do transistor

Como a principal função do transistor é amplificar sinais o mesmo deve apresentar um “ganho” de tensão e de corrente, ou seja, a

GANHOS E AMPLIFICAÇÃO DO TRANSISTOR

Cada uma das junções de um transistor apresenta uma queda de tensão, que é denominada conforme a junção. Temos então:

V_{BE} ou V_{EB} = tensão entre base e emissor

V_{BC} ou V_{CB} = tensão entre base e coletor

V_{CE} ou V_{EC} = tensão entre coletor e emissor

A maioria deles é V_{CE} . Podemos dizer que V_{CE} é a soma das outras duas, ou seja: $V_{CE} = V_{BE} + V_{BC}$. Podemos também medir a tensão de um elemento qualquer do transistor em relação à terra. Neste caso temos então:

V_B = tensão entre base e terra

V_E = tensão entre emissor e terra

V_C = tensão entre coletor e terra

Estes termos são aplicados à qualquer tipo de transistor em qualquer configuração.

Tipos de configuração

O transistor pode ser ligado em um circuito de três formas distintas: base comum, emissor comum ou coletor comum. O nome da configuração é referenciado ao elemento do transistor que é comum aos circuitos de entrada e de saída. A figura 6-9 mostra um transistor NPN nas três configurações, respectivamente: base comum, emissor comum e coletor comum.

tensão ou corrente de saída deve ser maior que a tensão ou corrente de entrada.

Normalmente o maior interesse é saber os ganhos referentes à corrente alternada, mas iniciaremos com exemplos do ganho com corrente contínua.

Consideremos o transistor na configuração mostrada na figura 6-10.

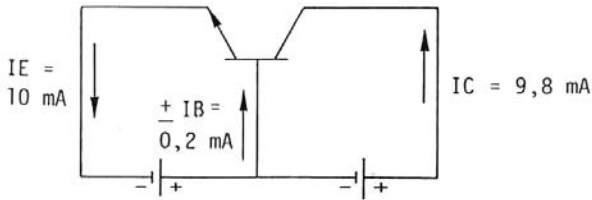


Figura 6-10 Transistor na configuração base comum

Com os valores atribuídos para I_E e I_C temos:

$$\text{Ganho de corrente} = \frac{\text{Corrente de saída}}{\text{Corrente de entrada}} = \frac{I_C}{I_E}$$

$$\text{Ganho de corrente} = G_i = \frac{9,8}{10} = 0,98$$

Neste caso, o circuito não apresenta ganho de corrente, ou seja há perda de corrente no circuito porque a corrente de saída é menor que a corrente de entrada.

O ganho de tensão é a relação entre a tensão de saída V_o e a tensão de entrada V_i ou seja:

$$G_v = \frac{V_o}{V_i}$$

V_o é o produto da corrente de saída (I_c) e a resistência de saída (R_o).

A R_o , que é a junção base-coletor polarizada inversamente, é de valor elevado.

A V_i é o produto da corrente de entrada (I_E) e a resistência de entrada (R_i).

A R_i que é a junção base-emissor polarizada diretamente é de valor baixo.

Para o mesmo circuito de figura 6-10 suponhamos $R_o = 10 \text{ K}$ e $R_i = 30 \text{ } \Omega$. Temos então que:

$$V_i = I_E \cdot R_i = 10 \text{ mA} \cdot 30 \text{ } \Omega = 0,3 \text{ V}$$

$$V_o = I_c \cdot R_o = 9,8 \text{ mA} \cdot 10 \text{ K} = 98 \text{ V}$$

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{98}{0,3} \cong 327$$

O ganho de potência G_p é a relação entre a potência de saída (P_o) e a potência de entrada (P_i). A P_o é o produto da tensão V_o e a corrente I_c . A P_i é o produto da tensão V_i e a corrente I_E .

Com os dados obtidos no exemplo anterior podemos calcular o ganho de potência G_p :

$$G_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_c}{V_i \cdot I_E} = \frac{98 \times 9,8 \text{ mA}}{0,3 \times 10 \text{ mA}} =$$

$$= \frac{960,4}{3} = 320,2$$

Como podemos ver, apesar de não termos obtido ganho de corrente, os ganhos de tensão e de potência foram altos.

Esses ganhos são provocados pela passagem de corrente de uma junção de baixa resistência (base-emissor) para outra de alta resistência (base-coletor).

Concluimos também que se soubermos os valores de dois ganhos de um determinado transistor, o outro ganho pode ser calculado de forma simples e direta.

Uma vez que $G_p = G_v \cdot G_i$ como consequência teremos:

$$G_i = \frac{G_p}{G_v} \text{ e } G_v = \frac{G_p}{G_i}$$

Como os ganhos podem ser estáticos (referentes a corrente contínua) e dinâmicos (referentes a corrente alternada), usa-se a letra maiúscula para diferencia-los.

Os ganhos estáticos são identificados pela letra "G" e os dinâmicos pela letra "A".

Os ganhos de corrente também podem ser representados por uma letra grega que também serve para identificar a configuração do transdutor. A letra " α " (alfa) é usada na configuração base comum, a letra " β " (beta) é usada em emissor comum e a letra " γ " (gama) é usada em coletor comum.

AMPLIFICADOR EM CONFIGURAÇÃO EMISSOR COMUM

No circuito do amplificador na configuração emissor comum o sinal de entrada é aplicado entre o emissor e a base e o sinal de saída é retirado entre o coletor e o emissor, ou seja o emissor é o elemento comum à entrada e à saída do circuito.

A figura 6-11 mostra o amplificador na configuração emissor comum.

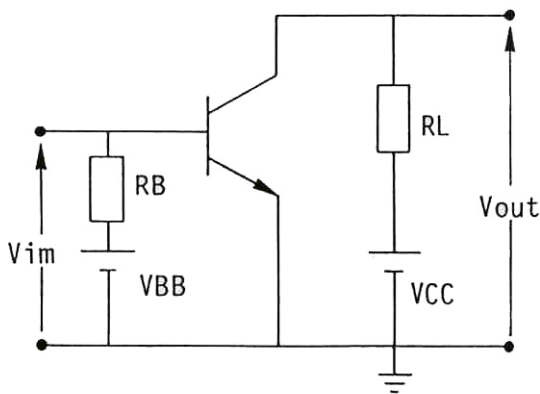


Figura 6-11 Amplificador em configuração emissor comum

Analisando o circuito, vemos que a junção base-emissor está polarizada diretamente e a junção base-coletor, inversamente.

Devido a esta polarização, o circuito de entrada apresenta uma baixa resistência e o circuito de saída uma alta resistência. A resistência de base R_B tem por finalidade limitar a corrente no circuito de base-emissor no valor desejado.

O resistor no circuito do coletor serve para obter variações de V_{CE} com as variações de I_C , desenvolvendo no circuito de saída uma variação de V_{CE} dependente da variação da tensão do sinal de entrada.

Descrição do funcionamento

O circuito da figura 6-12 refere-se a um amplificador em emissor comum, com transistor PNP.

O coletor é alimentado pela tensão V_{CC} , através de R_L e, através de R_B , V_{BB} polariza diretamente a junção base-emissor.

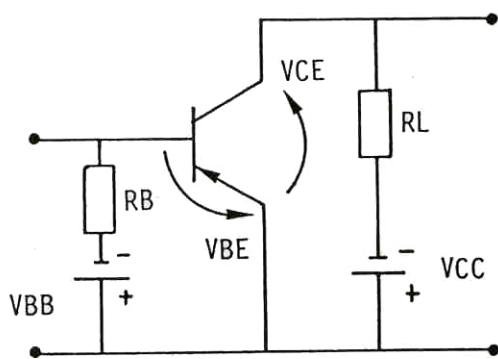


Figura 6-12 Transistor PNP, em configuração emissor comum

O valor da corrente direta base-emissor (I_B), depende dos valores de R_B e da própria tensão da fonte V_{BB} .

O valor da corrente I_C depende praticamente do valor da corrente I_B .

Geralmente o circuito é polarizado para termos uma corrente média de base, em consequência a corrente do coletor também será média.

Essas correntes médias se estabelecem no circuito tensões V_{BE} e V_{CE} constantes como mostrado na figura 6-13.

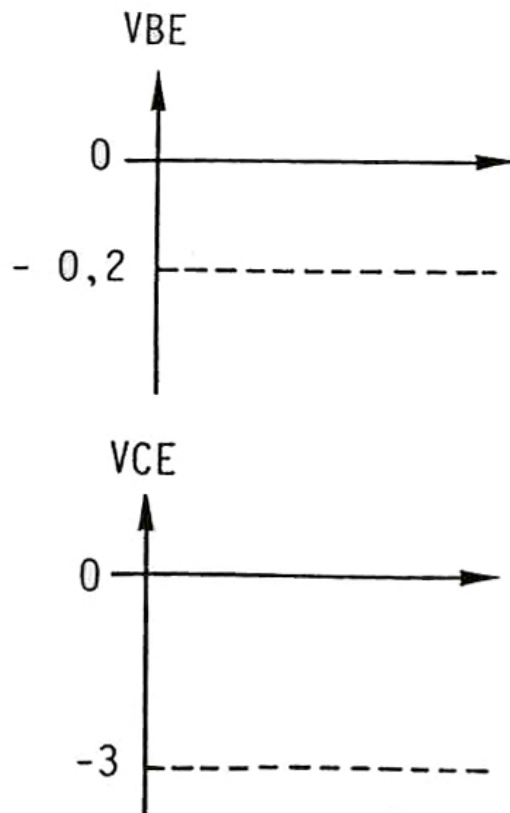


Figura 6-13 Tensões V_{BE} e V_{CE} no transistor PNP em configuração E_C

Se a corrente de base aumentar ou diminuir a corrente do coletor, as tensões V_{RL} e V_{CE} também sofrerão variações proporcionais à estas.

Estas variações nas correntes e tensões do circuito podem ser causadas por um sinal senoidal aplicado à entrada do mesmo.

Faremos a seguir um estudo do comportamento do circuito emissor comum, com um sinal senoidal aplicado entre a base e o emissor.

A figura 6-14 mostra um amplificador emissor comum com transistor PNP e os respectivos gráficos dos sinais de entrada e de saída.

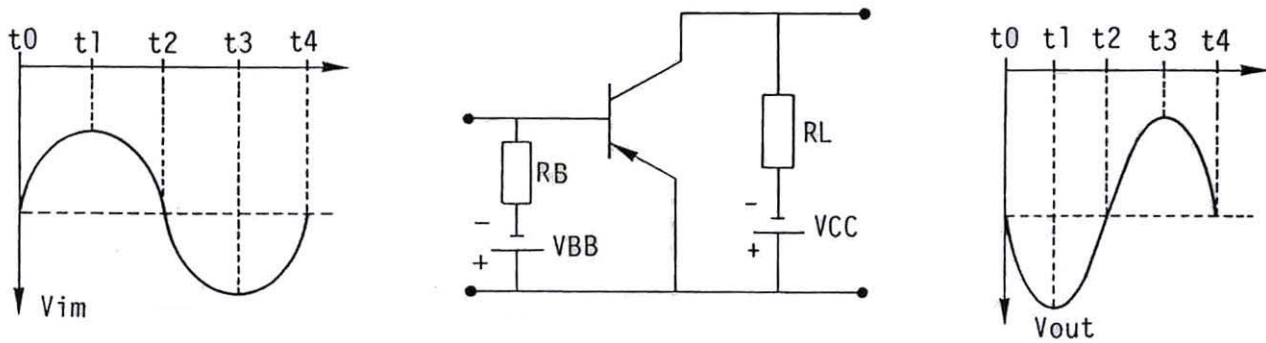


Figura 6-14 Amplificador emissor comum com sinais de entrada e de saída

Admitamos que no instante inicial o sinal senoidal aplicado ao circuito de base aumente de zero a um máximo positivo, como aparece na figura 6-14, no período de t_0 a t_1 .

Como o circuito utiliza um transistor PNP, o sinal positivo crescente, aplicado na base, diminui a polarização direta base-emissor (V_{BE}), diminuindo a corrente de base (I_B). A diminuição de I_B provoca a diminuição de I_C e da queda de tensão em R_L . Com a diminuição da tensão em R_L , há um aumento da tensão negativa entre o coletor e o emissor (V_{CE}) como mostra o gráfico de saída na figura 6-14.

Quando a tensão de entrada do circuito diminuir do máximo positivo para zero, isto é, entre os tempos t_1 e t_2 , a polarização direta aumenta proporcionalmente, aumentando I_B e consequentemente I_C . Com o aumento de I_C , a queda de tensão em R_L também aumenta. Com o aumento da tensão em R_L , a V_{CE} diminui como mostrado no gráfico da tensão de saída na figura 6-14 entre os tempos t_1 e t_2 .

A variação da tensão de entrada entre os tempos t_2 e t_3 continuará a aumentar a polarização direta, diminuindo mais a V_{CE} , como também pode ser visto no gráfico da tensão de saída na figura 6-14.

Entre os tempos t_3 e t_4 , no gráfico do sinal de entrada, a tensão é negativa e está

variando do máximo até zero. A tensão V_{CE} tende a aumentar negativamente, devido a diminuição de V_{BE} , que por sua vez tende a diminuir a I_B e a I_C . Com isso a queda da tensão em R_L também diminui.

Observando os gráficos de entrada e de saída na figura 6-14, na configuração emissor comum vemos que entre eles existe uma defasagem de 180° . O funcionamento desse amplificador, tal como o de base comum, é caracterizado pela variação da corrente no circuito de base-emissor que produz uma variação de corrente e tensão no circuito coletor. Estas variações, plotadas em gráficos, representam as curvas características de entrada e de saída de um transistor. Normalmente estas e também outras curvas características são fornecidas pelo fabricante do componente.

CURVAS CARACTERÍSTICAS DO AMPLIFICADOR EM EMISSOR COMUM

Curva característica de entrada

Como vimos, a curva característica de entrada de um transistor em configuração emissor comum é traçada em função das variações da V_{BE} e I_B , com determinada V_{CE} de valor constante.

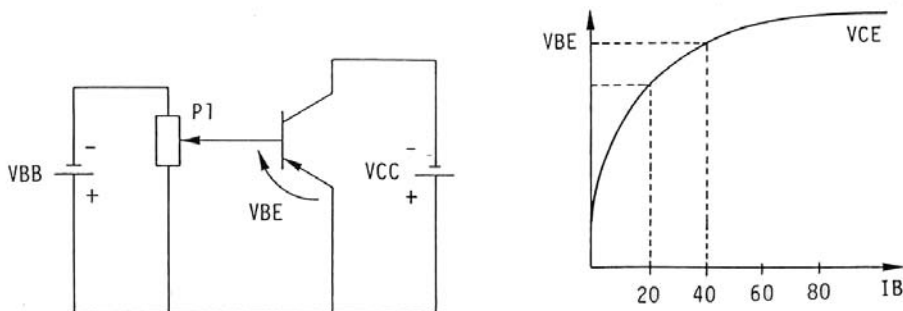


Figura 6-15 Circuito e curva característica de entrada do emissor comum

Observando o circuito da figura 6-15 vemos que as variações de I_B e V_{BE} podem ser conseguidas através da atuação de um potenciômetro conectado à base do transistor.

Com a variação do cursor do potenciômetro P1, haverá variação da V_{BE} e de I_B . Variando-se a I_B a partir de $0 \mu A$, passo-a-passo, observam-se as variações de V_{BE} correspondentes.

Com os dados obtidos, plota-se um gráfico semelhante ao da figura 6-15. Através dos gráficos das curvas de entrada do amplificador, podemos obter dados para o cálculo da polarização de base, da resistência de base etc.

A resistência de entrada pode ser obtida em função de uma dada variação de I_B e de sua correspondente variação de V_{BE} da seguinte maneira:

$$R_i = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

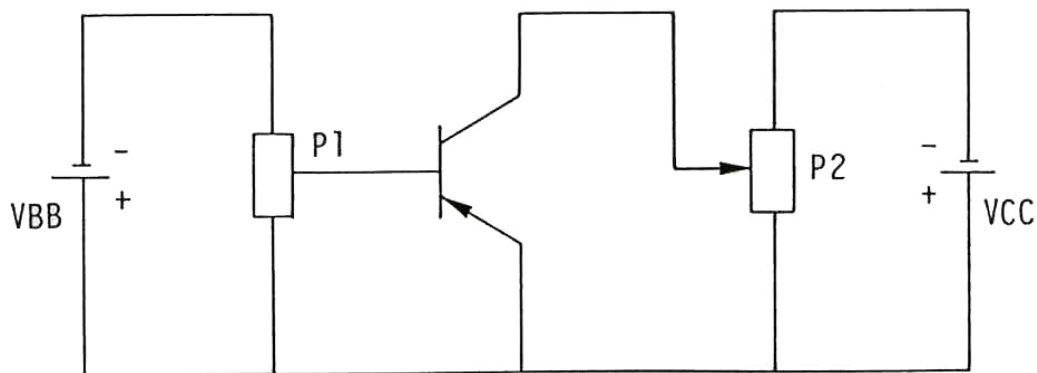


Figura 6-16 Circuito para levantamento da curva característica de saída do amplificador em emissor comum

Com o valor de I_B ajustado e mantido constante, varia-se a tensão V_{CE} passo-a-passo, anotando-se as variações de I_C .

Com os dados obtidos das variações de I_C para cada variação da V_{CE} , pode-se traçar a curva de saída para a I_B usada.

Por exemplo, podemos apresentar uma curva com I_B igual a zero e em seguida com $I_B = 20 \mu A$.

Com a I_B ajustada para zero, aumenta-se a V_{CE} de zero até 10 V, anotando-se as variações de I_C em cada lance de variação da V_{CE} , que pode ser de 1 em 1 Volt.

Plotando-se em um gráfico as variações de V_{CE} e I_C com I_B igual a zero e interligando os

No amplificador em configuração emissor comum o valor da R_i é geralmente baixo, porém maior que o valor da R_i do circuito em base comum.

O resistor de base R_B no circuito da figura 6-15 tem a função de limitar a corrente de base em um determinado valor. O cálculo de R_B pode ser feito da seguinte forma:

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B}$$

Curva característica de saída

As características de saída do amplificador em emissor comum, com relação a tensões e correntes são obtidas com um circuito semelhante ao da figura 6-16.

pontos marcados, teremos uma curva semelhante à da figura 6-17.

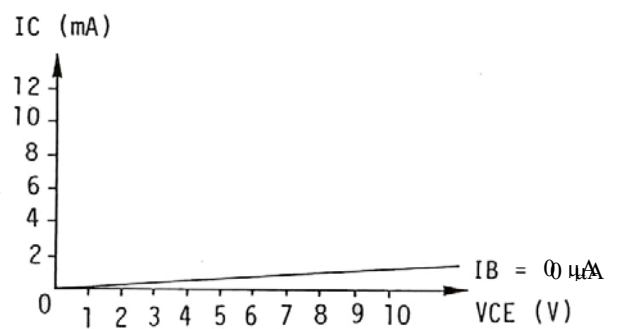


Figura 6-17 Variações de V_{CE} e I_C com I_B igual a zero

GANHOS DO TRANSISTOR EM EMISSOR COMUM

Ganho de corrente

O ganho de corrente de um amplificador é a relação entre a corrente de entrada e a corrente de saída, ou seja, entre I_B e I_C . Como a corrente I_C é bem maior que a corrente I_B , o transistor terá um alto ganho de corrente na configuração emissor comum. Para designar o ganho de corrente usa-se a letra grega “beta” β e o mesmo é determinado pela fórmula:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}, \text{ com } V_{CE} \text{ constante.}$$

Os valores de I_B e I_C podem ser encontrados no gráfico de curvas características do transistor, como mostra a figura 6-19.

Em seguida, ajustando-se a I_B para 20 μA , varia-se novamente a tensão V_{CE} de zero a 10 V anotando-se as correspondentes variações de I_C .

Com os dados obtidos plota-se no gráfico a curva característica correspondente às variações de I_C e V_{CE} com I_B igual a 20 μA . Essa curva é mostrada na figura 6-18.

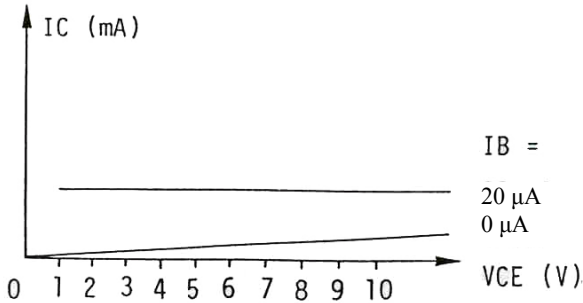


Figura 6-18 Variações de V_{CE} e I_C com I_B igual a 20 μA

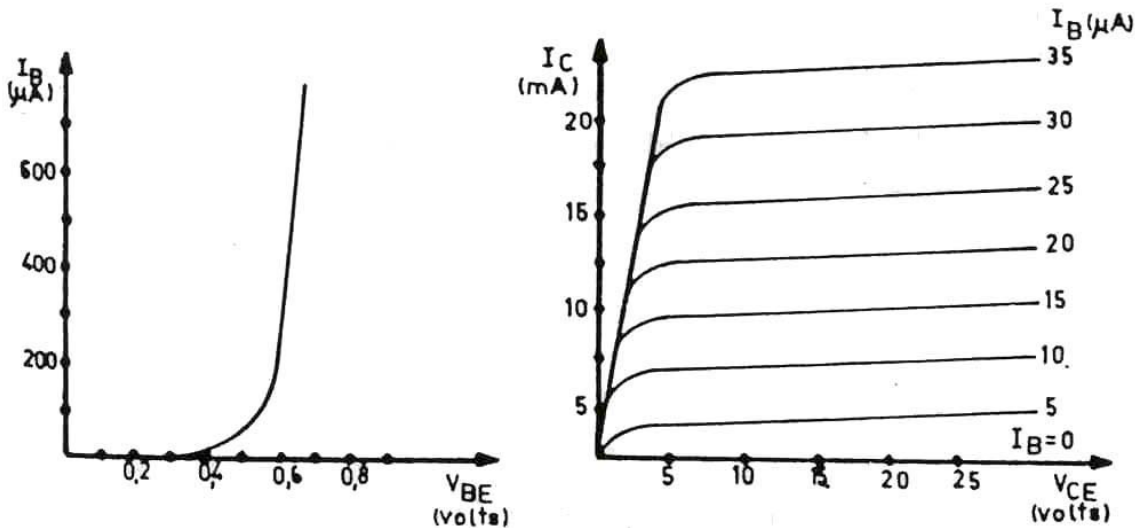


Figura 6-19 Curvas características de ganho de corrente do transistor

Para encontrarmos os dados em curvas para o cálculo de corrente, traça-se primeiro uma perpendicular ao eixo V_{CE} , por exemplo, 10 V, como na figura 6-19. A seguir verifica-se a variação de I_C para uma determinada variação de I_B .

Na figura 6-19, vemos que uma variação de 20 a 25 μA na I_B irá produzir na I_C uma variação de 12,5 mA. Neste caso, o ganho de corrente será:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{15 - 12,5 \text{ mA}}{25 - 20 \mu A} = 500$$

Ganho de tensão

Um transistor na configuração emissor comum apresenta um alto grau de tensão. O ganho de tensão, analogamente ao ganho de corrente, é a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, ou seja:

$$G_v = \frac{V_o}{V_i}$$

Para calcular o ganho de tensão podemos usar ainda a seguinte expressão:

$$G_v = \beta \cdot \frac{R_o}{R_i}$$

Onde $\frac{R_o}{R_i}$ é chamado de ganho de resistência, pois consiste da relação entre a resistência de saída e a resistência de entrada.

Ganho de potência

Geralmente, o ganho de potência nos circuitos em configuração emissor comum é muito alto.

O ganho de potência é o produto do ganho de corrente (β) pelo ganho de tensão (G_v)

$$GP = \beta \times G_v$$

CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS E DINÂMICAS DE UM AMPLIFICADOR EM EMISSOR COMUM

O ponto de operação de um transmissor é também denominado por ponto de trabalho ou ponto quiescente.

Quando em operação sobre o transistor são aplicadas tensões e correntes de modo a se estabelecer uma polarização e fixarmos para o mesmo um ponto de operação.

O ponto quiescente é designado pela letra "Q".

Reta de carga

A linha ou reta de carga é a reta que interliga, no gráfico de curva de saída, o ponto de máxima I_C ao de máxima V_{CE} , para um determinado circuito amplificador.

O ponto de máxima I_C está relacionado com a condição de saturação do transistor, que é quando as junções coletor e emissor estão diretamente polarizadas e o transistor é considerado um circuito aberto.

Em resumo, a reta de carga traçada no gráfico de curvas de saída nos mostra as condições de funcionamento dinâmico do circuito, entre os limites máximos e mínimos de I_C e V_{CE} .

A figura 6-20 mostra a curva característica de saída com a reta de carga para o circuito em emissor comum.

Considerando o gráfico da figura 6-20, adotaremos para V_{CC} o valor de 6 V e para a máxima I_C o valor de 12 mA.

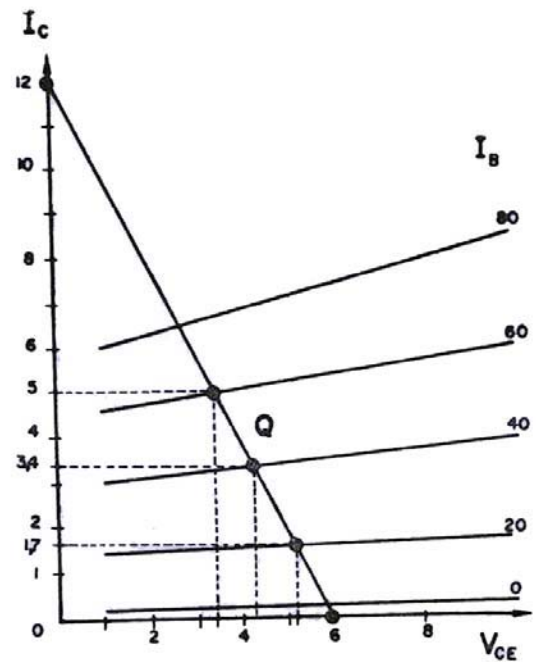


Figura 6-20 Curva característica com reta de carga para o amplificador na configuração emissor comum

Temos então a reta de carga traçada entre esses dois extremos. Se o I_C máximo é de 12 mA e a V_{CC} é 6 V, o valor da resistência de carga R_L pode ser calculado pela lei de Ohm:

$$R_L = \frac{V_{CC}}{I_C \text{ máxima}} = \frac{6V}{12 \text{ mA}} = 500 \Omega$$

Ainda observando o gráfico da figura 6-20, partindo do cruzamento das curvas de I_B com a reta de carga, vemos que com 20 μA de I_B , a I_C será aproximadamente 1,8 mA e a V_{CE} de 5,5 V.

Como a corrente de saída de um amplificador depende da corrente de entrada, devemos escolher qual corrente desejável para o circuito de base.

No caso escolhermos uma I_B de 40 μA . Marcaremos no gráfico de saída, como ponto Q o cruzamento da reta de carga com a curva de 40 μA de I_B . Escolhida a I_B podemos encontrar o valor da V_{BE} no gráfico da curva de entrada que é aproximadamente 0,16 V.

Com esses dados o valor da resistência de base (R_B) pode ser encontrado pela fórmula dada a seguir:

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B} = \frac{1 - 0,16V}{4 \mu A} = 21 K\Omega$$

Análise do circuito emissor comum polarizado

O circuito da figura 6-21 mostra um transistor PNP, tipo 2N408. Como polarização o fabricante sugere os seguintes valores:

$$R_B = 21 \text{ K}\Omega$$

$$V_{BB} = 1 \text{ V}$$

$$V_{CC} = 6 \text{ V}$$

Quando o circuito for ligado, o resistor R_B limitará a corrente de base em $40 \mu\text{A}$. Essa

I_B determinará uma I_C de aproximadamente $3,5 \text{ mA}$, como poderá ser visto no gráfico da figura 6-20, pela projeção do ponto "Q", perpendicularmente ao eixo de I_C .

Se $I_C \approx 3,5 \text{ mA}$, passando através de R_L , a qual podemos considerar 500Ω , determinará uma queda de tensão que pode ser calculada pela fórmula abaixo:

$$E_{RL} = R_L \times I_C = 500 \times 0,0035 = 1,8 \text{ V}$$

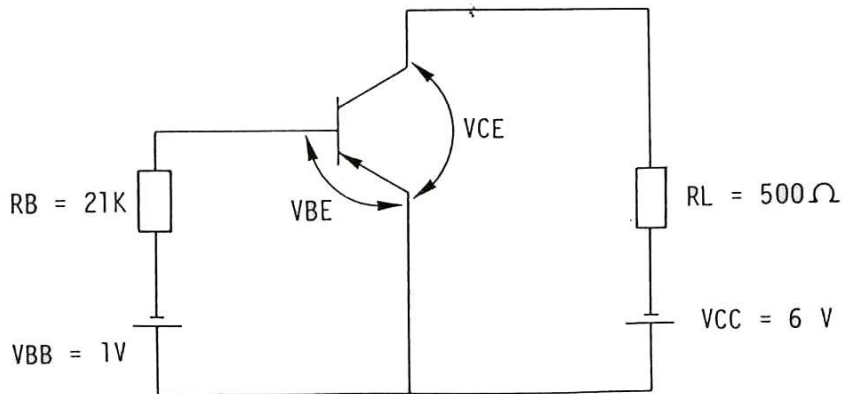


Figura 6-21 Amplificador em emissor comum com transistor PNP

Se a queda de tensão em R_L é de $1,71$, a tensão V_{CE} será igual a:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_L = 6 - 1,8 = 4,2 \text{ V}$$

Um circuito polarizado com esses valores encontrados tende a permanecer estaticamente nesta situação. Qualquer desequilíbrio de corrente no circuito de base

tende a alterar as condições de I_C e V_{CE} , no circuito de saída.

Aplicando-se um sinal senoidal de $0,04 \text{ V}_{PQ}$ na entrada desse circuito, todas as correntes e tensões estáticas do circuito tendem a variar na mesma relação senoidal.

Estas variações podem ser traçadas no gráfico de curvas de entrada e no de saída conforme mostra a figura 6-22.

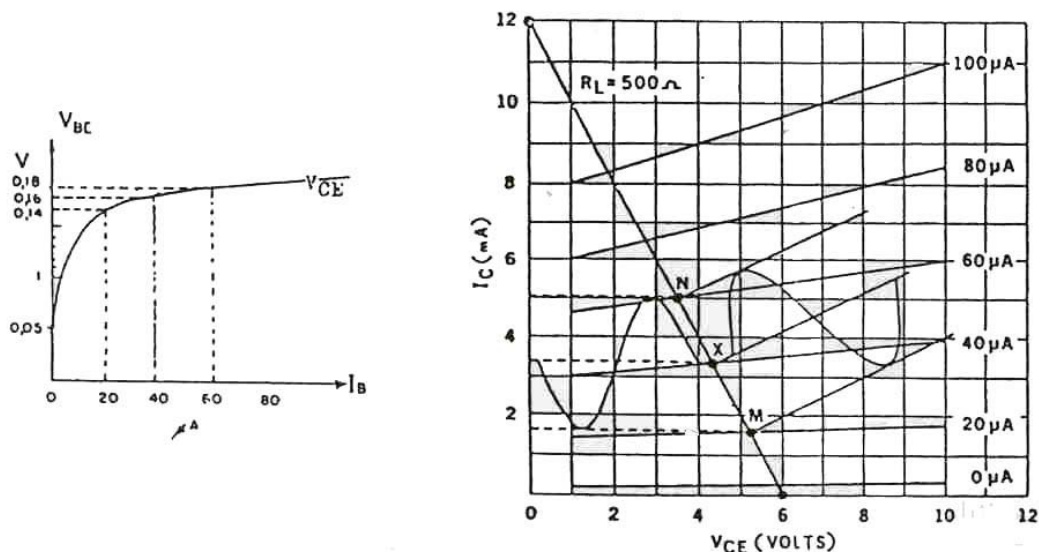


Figura 6-22 Curvas de entrada e de saída em emissor comum

A figura 6-22 mostra o gráfico das variações de I_B em função das variações da V_{BE} , produzidas pelo sinal de 0,04 pp aplicado à base do transistor.

Através dessas curvas podemos obter dados para calcular os ganhos dinâmicos que se referem a uma condição de funcionamento do circuito.

O ganho dinâmico de um amplificador depende das características do mesmo. Existem amplificadores para ganho de tensão e outros para ganho de corrente.

GANHOS DINÂMICOS DO CIRCUITO EMISSOR COMUM

Ganho de corrente

No gráfico da figura 6-22 vemos que uma variação de I_B de 20 μA a 60 μA sobre a linha de carga produz uma variação de I_C de 1,7 a 5 mA. O ganho de corrente do amplificador será aproximadamente igual a 82.

$$A_i = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{5-1,7}{60-20} = \frac{0,0033}{0,00004} \cong 82$$

Ganho de tensão

Para o circuito em estudo o ganho de tensão pode ser encontrado através dos gráficos de entrada e de saída do circuito.

No gráfico da figura 6-22 vemos que uma variação de V_{BE} de 0,14 a 0,18 V (ou seja 0,04 V) produzirá uma variação de I_B de 40 a 60 μA . Esta variação de I_B produz na V_{CE} uma variação de 3,5 a 5,3 V.

O ganho de tensão será, portanto:

$$A_V = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}} = \frac{5,3-3,5}{0,18-0,14} = \frac{1,8}{0,04} = 45$$

Ganho de potência

A potência de entrada para o circuito da figura 6-21 é dada por:

$$P_{in} = \Delta V_{BE} \times \Delta I_B$$

Como $\Delta V_{BE} = 0,04 \text{ V}$

$$P_{in} = 0,04 \times 0,00004 = 1,6 \times 10^{-6} \text{ W}$$

A potência de saída conforme os dados obtidos nos gráficos de saída do amplificador em função do sinal de 0,04 Vpp, será:

$$P_{out} = \Delta V_{CE} \times \Delta I_C = 1,8 \times 0,0033 = 0,0059 \text{ W} = 59 \times 10^{-4} \text{ W}$$

Com isso o ganho de potência do circuito será:

$$A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{59 \times 10^{-4} \text{ W}}{1,6 \times 10^{-6} \text{ W}} = 3687$$

O amplificador em configuração emissor comum, como verificamos, oferece ampliação alta em relação ao de base comum.

Esta ampliação varia conforme o valor da R_L .

Com R_L de valor alto o ganho de corrente é baixo e o de tensão é alto. Com R_L de valor baixo o ganho de corrente é alto e o de tensão é baixo.

A figura 6-23 mostra os gráficos de ganhos de corrente e tensão, em função do valor de R_L .

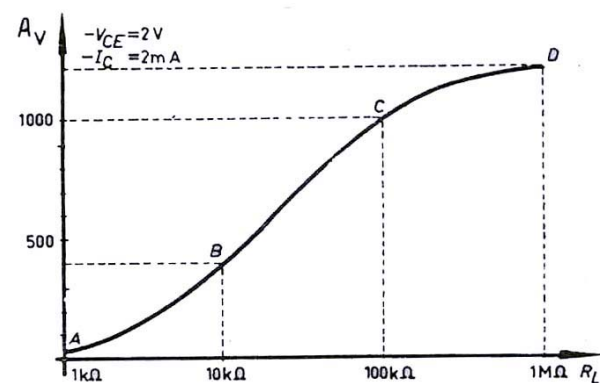
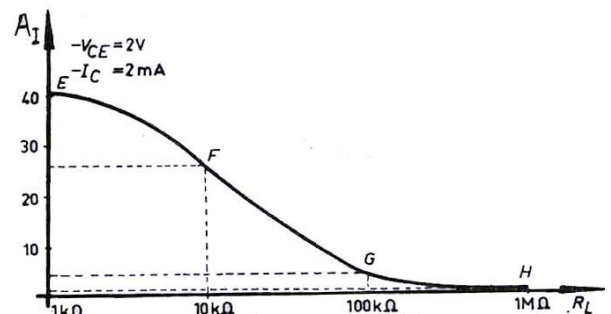


Figura 6-23 Ganhos de corrente e tensão em função da resistência de carga

AMPLIFICADOR EM CONFIGURAÇÃO COLETOR COMUM

No amplificador em configuração coletor comum, o circuito de entrada de sinal é entre a base e o coletor, e o circuito de saída é

entre o emissor e o coletor. O coletor é comum aos circuitos de entrada e de saída.

Na figura 6-24 A vemos um circuito coletor comum com um transistor PNP e na figura 6-24 B o mesmo circuito com transistor NPN.

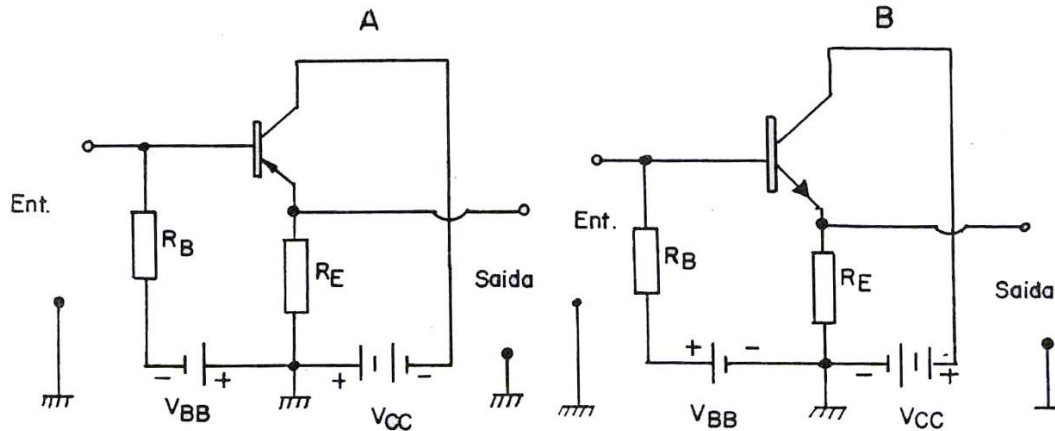


Figura 6-24 Configuração coletor comum

O transistor em configuração coletor comum é polarizado, como as outras configurações, diretamente entre base e emissor e inversamente entre base e coletor.

Nos circuitos da figura 6-24 a polarização direta de base para emissor é feita por V_{BB} , enquanto que V_{CC} polariza inversamente o circuito base-coletor.

R_B limita a I_B ao valor desejado e R_E , no circuito de emissor, é a resistência de carga. A finalidade desta resistência é permitir que se desenvolva, na saída, uma variação de tensão que depende da variação de tensão que depende do sinal de entrada. Como neste tipo de circuito a tensão de saída é retirada do emissor, ele é também denominado seguidor de emissor.

Funcionamento do amplificador em coletor comum

Na figura 6-25 está esquematizado um circuito amplificador em emissor comum, com transistor PNP, no qual vemos que a fonte de tensão V_{CC} alimenta o coletor e o emissor através de R_E e, V_{BB} alimenta a junção base-emissor através de R_B .

Supondo que o circuito esteja polarizado para uma corrente de base média, a corrente de emissor também será média.

Estas correntes médias estabelecem, no circuito, tensões de base e de emissor constantes, conforme pode ser visto nos gráficos A e B da figura 6-25.

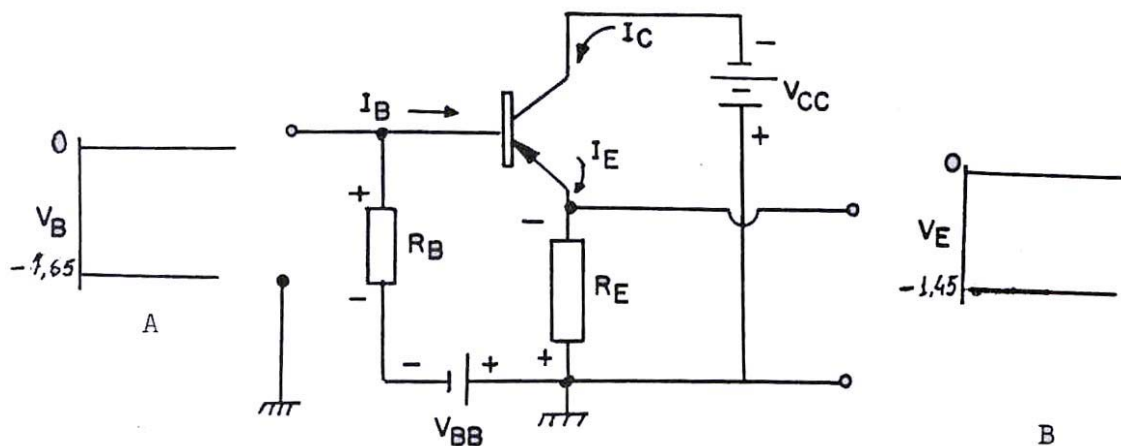


Figura 6-25 Amplificador em configuração coletor comum

Se V_B variar em função de uma tensão senoidal, a I_B sofrerá variação, variando também a I_E que provocará a variação da tensão em R_E . A tensão em R_E pode ser denominada de V_E (tensão de emissor).

Através do circuito da figura 6-26, estudaremos o comportamento do amplificador em coletor comum, com sinal senoidal aplicado à base. O gráfico "A" representa a tensão do sinal de entrada, dividida em tempos, e o gráfico "B" representa o sinal de saída também dividido em tempos.

Suponhamos inicialmente que o sinal aplicado à base aumente de zero ao máximo positivo, como de t_0 a t_1 , no gráfico "A" da figura 6-26. Sendo o transistor PNP este sinal positivo crescente diminui a polarização direta (V_{BE}), diminuindo a I_B . A diminuição da I_B produz a diminuição da I_E e da tensão em R_E ,

como mostra o gráfico "B" da figura 6-26 entre os tempos t_0 e t_1 . Com a diminuição da tensão do máximo positivo para zero, como aparece no gráfico "A" entre os tempos t_1 e t_2 , a polarização direta na base aumenta proporcionalmente, aumentando a I_B . Com o aumento da I_B há também um aumento da I_E e da queda de tensão em R_E , com um conseqüente aumento relativo de V_E , como pode ser visto no gráfico "B" da figura 6-26, entre os tempos t_1 e t_2 .

A variação da tensão de entrada, entre os tempos t_2 e t_3 , continuará a aumentar a polarização direta (V_{BE}), aumentando mais a I_C , com conseqüente aumento de V_E .

Entre os tempos t_3 e t_4 da tensão de entrada, a polarização direta diminui, diminuindo a I_B , a I_C e a V_E , como mostrado no gráfico "B" entre os tempos t_3 e t_4 .

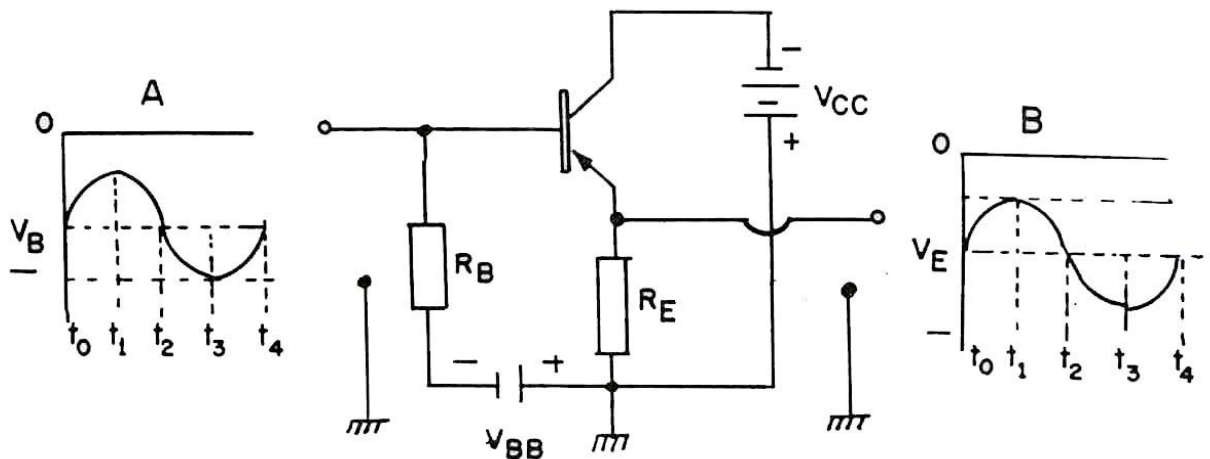


Figura 6-26 Amplificador em configuração coletor comum com sinal aplicado à entrada

Através dos gráficos A e B, verificamos que neste tipo de circuito os sinais de entrada e de saída estão em fase.

Como vimos, o funcionamento do amplificador em configuração coletor comum, está ligado às variações de tensão e corrente do emissor, produzidas pelas variações de corrente na base. Estas variações de tensões e correntes são plotadas em gráficos como nas outras configurações. Estes gráficos representam as características do transistor nesta configuração.

Características do amplificador em coletor comum

Estudaremos neste tipo de montagem do transistor, os ganhos relativos à tensão, corrente, potência e resistência.

Ganho de tensão

O ganho de tensão do amplificador em configuração coletor comum é definido como sendo a relação entre as variações de tensão de saída, que aparece em R_E , e a de entrada (aplicada na base).

Neste tipo de configuração, o valor numérico do ganho de tensão depende do valor de R_E e nunca é maior que a unidade.

Isto acontece porque, conforme vemos no circuito da figura 6-26, o sinal é aplicado na base em série com R_E .

As variações de tensão em R_E produzem uma forte realimentação negativa que tende a diminuir a polarização direta base-emissor.

Ganho de corrente

Nas curvas características de saída do circuito em configuração coletor comum, que aparece na figura 6-28, vemos que a corrente de saída é a I_E e a de entrada é a I_B . Sabendo-se que o ganho de corrente é a relação entre as correntes de saída e de entrada, concluímos que, neste circuito, há um alto ganho de corrente, o qual poderá ser calculado pela fórmula:

$$A_i = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B}$$

Ganho de potência

Embora o ganho de tensão desta configuração seja muito baixo, o elevado ganho de corrente determina um ganho de potência considerado alto. O ganho de potência pode ser determinado, multiplicando-se o ganho de corrente pelo ganho de tensão.

Ganho de resistência

Sendo o ganho de resistência a relação entre a resistência de saída e a de entrada, faz-se necessário conhecer estes dois valores para a determinação do ganho de resistência.

- 1) Resistência de entrada: a resistência de entrada do circuito em coletor comum é normalmente muito alta, por causa da realimentação negativa do circuito. Também devemos considerar o circuito de entrada base-coletor, que é polarizado inversamente.
- 2) Resistência de saída: a resistência de saída deste tipo de circuito é normalmente pequena e depende quase que exclusivamente do valor de R_E . Podemos concluir que este tipo de configuração também não apresenta ganho de resistência.

As características principais do circuito em coletor comum são: ganho de tensão menor que a unidade, alto ganho de corrente, alto ganho de potência, alta resistência de entrada e baixa resistência de saída.

Na figura 6-27 vemos dois gráficos que mostram os ganhos de tensão e corrente, conforme o valor de R_E .

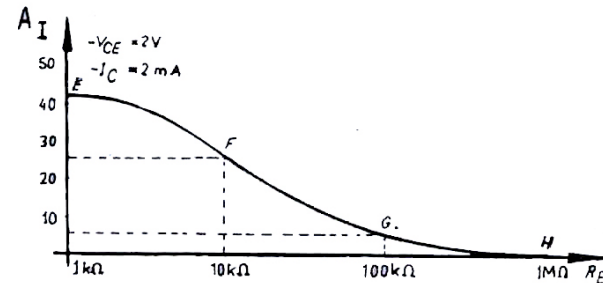
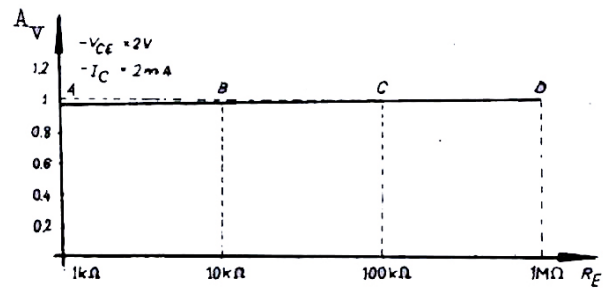


Figura 6-27 Ganhos de tensão e corrente em função da resistência de carga

LINHA DE CARGA NO CIRCUITO COLETOR COMUM

O gráfico apresentado na figura 6-28 representa a característica de saída do transistor 2N408 em coletor comum. Vemos nele que a corrente de saída é a I_E e a tensão de saída é a V_{CE} . No circuito, vemos que o valor da tensão V_{CC} é de 6 V e R_L é de 500 Ω .

A linha de carga liga os pontos de máxima V_{CE} , neste caso 6 V, e máxima I_E , que neste exemplo é de 12 mA. Devemos lembrar que a máxima I_E é a condição do circuito com o transistor saturado ou em curto e a máxima V_{CE} é a condição do circuito com o transistor considerado em circuito aberto.

Para o estudo das características deste circuito, ele foi polarizado estaticamente conforme aparece no gráfico da figura 6-28.

Neste gráfico vemos que a I_B estática é de 40 μA . Considerando o valor da tensão V_{BE} em 0,2 V com 40 μA de I_B , o valor de R_B poderá ser calculado.

Observamos no gráfico que, com I_B de 40 μA , a I_E é, aproximadamente 2,9 mA. Esta corrente passando por R_L , cujo valor é de 500 Ω determinará uma queda de tensão de 1,45 V (500 Ω x 2,9 mA = 1,45 V).

Conforme vemos no circuito, o sentido da corrente no resistor R_E faz com que o emissor fique com uma tensão negativa de 1,45 V.

Como o valor de V_{BE} é de 0,2 V, para que a junção base-emissor fique polarizada diretamente, a tensão de base deverá ser de -1,65 V, visto que o emissor está com uma tensão negativa de 1,45 V.

Se a tensão de base deve ser de -1,65 V, podemos retirar esta tensão de V_{CC} , intercalando um resistor (R_B) em série, como limitador da tensão restante, ou seja, 4,35 V.

Sabendo-se que a corrente que deverá circular por R_B é a I_B de 40 μA , o seu valor (R_B) pode ser calculado da seguinte forma:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_B}{I_B} = \frac{6 - 1,65}{40} = \frac{4,35}{4 \times 10^{-5}} \cong 109 K\Omega$$

O comportamento dinâmico deste circuito com transistor PNP pode ser agora analisado. Notamos que a sua condição estática com relação a correntes e tensões é vista nas curvas características, ou medidas, se o circuito fosse montado experimentalmente, conforme os valores de tensão V_{CC} , R_E e R_B , que o constituem.

Nas curvas, vemos que com I_B de 40 μA a I_E será de 2,9 mA e a V_{CE} de 4,55 V. Nesta situação, a V_E será igual a -1,45 V ($V_{CC} - V_{CE} = V_E$).

Se um sinal com tensão senoidal for aplicado no circuito de base, a I_B variará, variando a I_E . A variação da I_E produzirá variação na V_E . Estas variações de I_B , I_E e V_{CE} podem ser vistas no gráfico da figura 6-28.

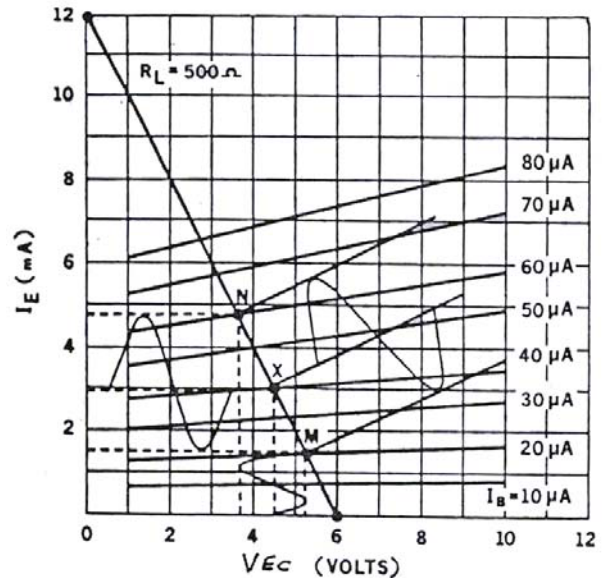
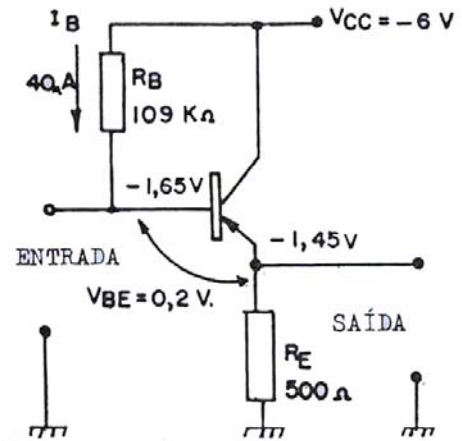


Figura 6-28 Circuito e curva característica de saída da configuração coletor comum

CAPÍTULO 7

ESTABILIZAÇÃO DA POLARIZAÇÃO DE TRANSISTORES

INTRODUÇÃO

Ao lançar um transistor no comércio, o fabricante fornece todas as informações sobre ele e as inclui em seus manuais para facilitar o trabalho dos técnicos e projetistas de circuitos.

Uma das principais informações fornecidas é a família de curvas características de saída do transistor. De posse dela, entre outras coisas, podemos traçar a linha de carga e a curva de máxima dissipação de potência. A primeira nos possibilita a escolha do ponto "Q" (ponto quiescente) ou POE (ponto de operação estática) e a segunda nos assegura se o transistor está trabalhando dentro de seus limites.

Aparentemente, para que um transistor não se danifique durante seu funcionamento, basta que ele trabalhe dentro dos limites de dissipação de potência. Entretanto, existem outros aspectos a serem considerados, tais como: corrente, tensão e temperatura.

Portanto, antes de entrarmos no traçado da curva de máxima dissipação de potência, faremos considerações sobre essas limitações.

LIMITAÇÕES DOS TRANSISTORES BIPOLARES

Como qualquer componente eletrônico, o transistor em funcionamento normal, não deve ultrapassar os valores limites de tensão, corrente, potência, temperatura e frequência, fornecidos pelo fabricante, sob pena de desempenho não satisfatório, diminuição do tempo de vida ou mesmo destruição do componente.

Limitações de correntes

O fabricante especifica a corrente de coletor (máxima absoluta) que pode fluir no transistor, embora esta definição não seja muito clara, uma vez que na realidade, desde que a potência dissipada não ultrapasse o valor também especificado por ele, a corrente de coletor pode ser aumentada até um ponto que não destrua o material do transistor. Entretanto, mesmo sem exceder a potência especificada, a corrente pode ser suficientemente alta a ponto

de destruir os fios de conexão dos dispositivos, embora a corrente necessária para tal, seja bem maior que a especificada como corrente máxima absoluta.

Embora o β dependa do transistor, ele pode sofrer variações de acordo com o valor de I_C . Assim, para valores muito elevados de corrente, o β diminui. A figura 7-1 nos mostra três curvas para alguns tipos de transistores.

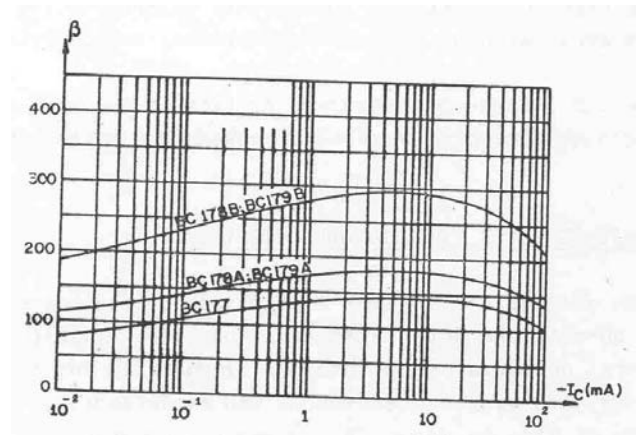


Figura 7-1 Ganho em função da I_C para vários transistores

Na figura 7-2, são apresentadas as curvas características de saída e é delimitada a faixa possível de operação, em termos de corrente do coletor. Nesta figura estamos considerando apenas a limitação de corrente do coletor.

Ainda com relação às especificações de correntes, o fabricante fornece, às vezes, os valores limites das correntes de base e de emissor.

Limitações de tensões

Como limitação de tensão, geralmente o fabricante fornece os valores máximos das tensões entre os três terminais, ou seja, os valores máximos de V_{BE} , V_{BC} e V_{CE} , quando as junções são polarizadas inversamente.

Sabemos que, no funcionamento normal do transistor, a junção base-emissor é polarizada diretamente, mas o fabricante costuma dar a tensão máxima inversa, caso ela venha a ser polarizada inversamente, fato que ocorre, quando o transistor é usado como chave.

Quanto à junção base-coletor, ela normalmente é polarizada no sentido inverso, havendo portanto, necessidade de fornecer os valores máximos inversos de V_{BC} e V_{CE} .

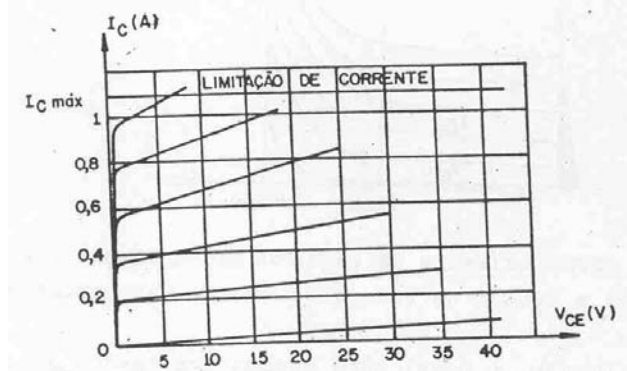


Figura 7-2 Delimitação da região de funcionamento de um transistor em função da máxima I_C

Lembramos que $V_{CE} = V_{BC} + V_{BE}$. Portanto, dados os valores de V_{BE} e V_{CE} , V_{BC} estará praticamente definida, pois basta verificar a diferença entre os valores dados para se obter V_{BC} .

Por exemplo, se um transistor de silício está funcionando em um circuito com $V_{BE} = 0,6V$ e $V_{CE} = 10V$, forçosamente a tensão inversa presente na junção base-coletor será:

$$V_{BC} = V_{CE} - V_{BE} = 10 - 0,6 = 9,4V$$

Os limites dessas tensões são fixados, por causa do efeito de ruptura que ocorre quando se aumenta a tensão inversa de uma junção.

Por exemplo, se a tensão inversa entre base e coletor for aumentando, com $I_E = 0$, será atingida a tensão de ruptura (tensão Zener) e haverá um brusco aumento na corrente de coletor. Isto acontece também quando a corrente de emissor é diferente de zero.

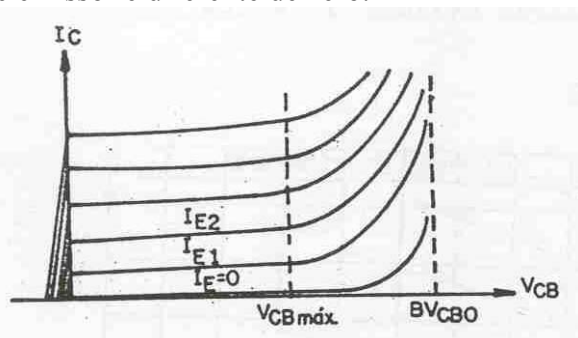


Figura 7-3 Curvas características de saída da configuração base comum, destacando a tensão de ruptura da junção base-coletor.

A figura 7-3 mostra a ocorrência do fato com diversos valores de corrente de emissor. Esta figura mostra também que o fabricante fornece a BV_{BCO} , que é a tensão de ruptura entre o coletor e a base. A letra "B" significa ruptura (Breakdown em inglês) e a letra "O" significa que o emissor está aberto (Open).

Geralmente, o fabricante especifica também a tensão máxima permissível entre o coletor e o emissor, com a base aberta. Esta especificação é dada em termos de BV_{CEO} , tensão inversa de ruptura entre o coletor e o emissor. O conjunto de curvas representativas deste fenômeno é ilustrado na figura 7-4.

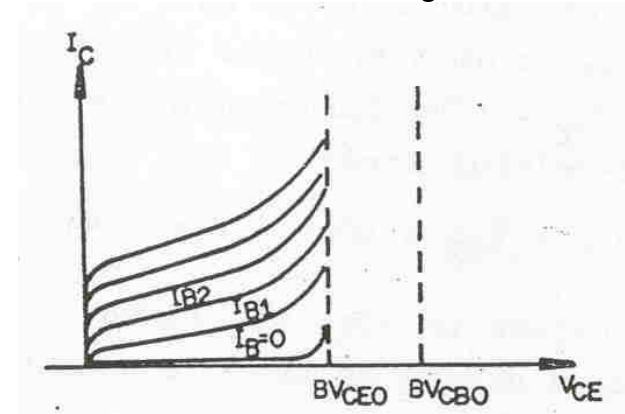


Figura 7-4 Curvas características de saída da configuração emissor comum, destacando a tensão de ruptura da junção emissor-coletor

Limitações de potência

Além das limitações de corrente e tensão a limitação de potência é das mais importantes para os transistores, bem como para todos os dispositivos semicondutores e até mesmo para todos os componentes elétricos.

No funcionamento do transistor, o calor é gerado na junção base-coletor, onde quase toda a tensão externa é aplicada.

Por exemplo, num circuito em emissor comum, a potência gerada no transistor é dada aproximadamente por $I_C \times V_{CE}$.

Essa limitação de potência, ou seja, a máxima potência que o transistor pode dissipar com segurança, depende da temperatura máxima permissível para a junção base-emissor (especificada pelo fabricante), da máxima temperatura ambiente de operação do circuito (avaliada pelo projetista) e dos meios utilizados para dissipar o calor produzido na junção base-emissor.

O fabricante especifica a potência máxima para o transistor, considerando o seu funcionamento à temperatura de 25° C.

CURVA DE MÁXIMA DISSIPACÃO DE POTÊNCIA

O traçado dessa curva é feito sobre as curvas características de saída do transistor. Para facilitar a compreensão, serão omitidos os valores da corrente de entrada.

Sendo a potência dissipada no transistor igual ao produto de I_C pela V_{CE} , temos:

$$P = I_C \times V_{CE}$$

Se fixarmos a potência máxima que o transistor pode dissipar, em uma determinada temperatura, e considerarmos I_C e V_{CE} como variáveis, teremos:

$$P_{\text{máx}} = I_C \times V_{CE}$$

De posse do valor de $P_{\text{máx}}$ podemos atribuir valores a V_{CE} , encontrar os valores correspondentes de I_C e determinar os vários pontos da curva, que possibilitarão o seu traçado.

Por exemplo, se um transistor pode dissipar no máximo 1W a 25° C, podemos determinar que ele opere com uma V_{CE} de 4 V, e assim determinarmos a sua I_C .

$$I_C = \frac{P_{\text{máx}}}{V_{CE}} = \frac{1W}{4V} = 0,25 A$$

Com o valor suposto de V_{CE} e o valor de I_C encontrado, determinamos o ponto "X", que será um dos pontos da curva, ilustrada na figura 7-5. Se montarmos uma tabela e atribuirmos valores a V_{CE} , encontraremos os valores correspondentes de I_C que, combinados com os valores de tensão, determinarão os pontos A, B, C, D, E, F e G, no gráfico da figura 7-5.

P em W	1	1	1	1	1	1	1
V_{CE} em V	1	2	3	5	6	8	10
I_C em mA	1000	500	333	200	166	125	100

Tabela para determinar I_C em função de V_{CE} com "P" constante

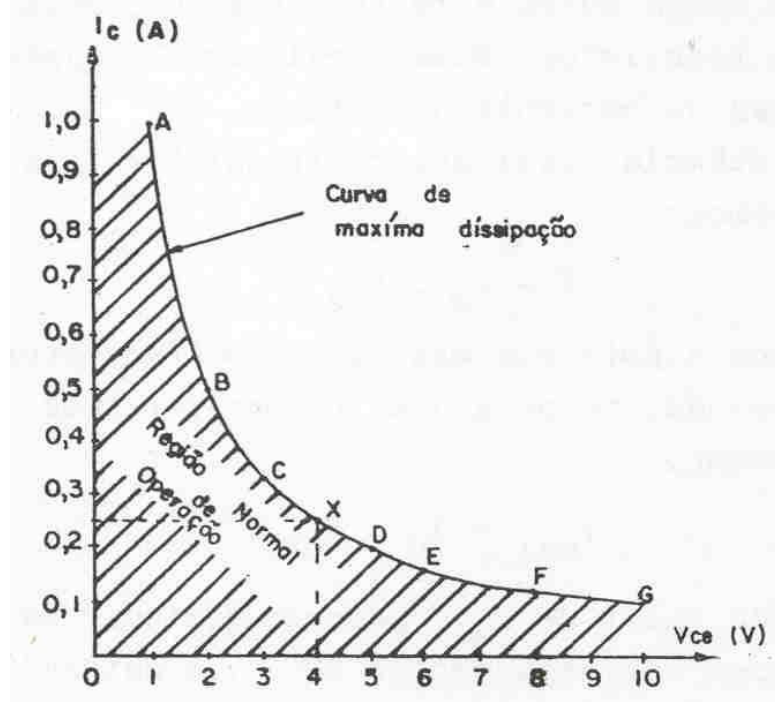


Figura 7-5 Curva de máxima dissipação

A curva é obtida, interligando-se os pontos encontrados na tabela. Esta curva é também chamada de curva de potência constante.

Quanto mais alta for a temperatura de trabalho do transistor, menor será a sua região de operação. A figura 7-6 mostra como a variação de temperatura afeta a região de

operação do transistor. Em alguns casos, em que o transistor precisa operar com altas correntes (da ordem de Ampères), são usados sistemas de refrigeração para reduzir a temperatura e ampliar a região de operação.

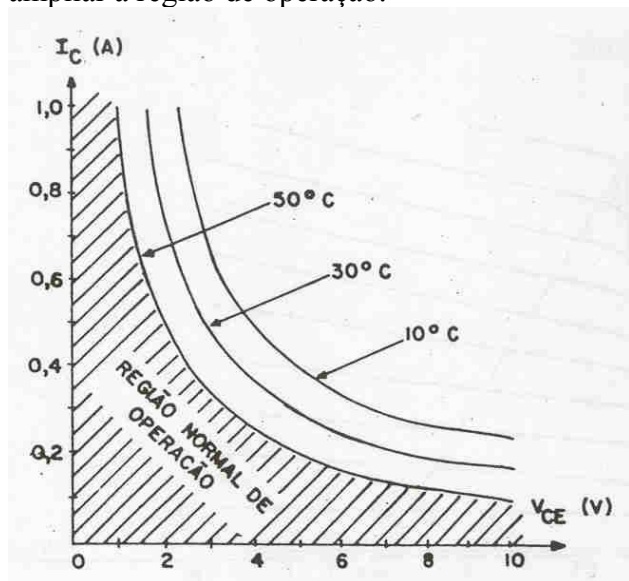


Figura 7-6 Efeito da variação de temperatura sobre a região de operação do transistor

Linha de carga

A linha de carga (ou reta de carga) é a linha que cruza a família de curvas de saída. Essa linha possibilita aos técnicos e projetistas, a escolha do ponto "Q", que determina os valores de tensão e corrente que polarizam o transistor.

Em qualquer das três configurações ela é traçada, levando-se em conta a curva de máxima dissipação de potência.

Duas situações de funcionamento do transistor determinam as extremidades da linha de carga de um amplificador: corte e saturação. Para encontrar o extremo inferior da reta (ponto "A" no gráfico da figura 7-6), supomos o transistor em corte ($I_C = 0$).

Nesse caso V_{CE} é igual à tensão da fonte de alimentação.

O extremo superior (ponto "B") é encontrado, supondo-se o transistor em saturação.

Nessa situação ele apresenta resistência nula em sua junção coletor-emissor, determinando uma V_{CE} igual a zero volt, ficando a corrente de coletor limitada apenas pelo resistor de carga (R_L).

Pelo que já vimos até aqui, fica evidente que a reta de carga é determinada por dois valores: tensão de alimentação e valor de R_L .

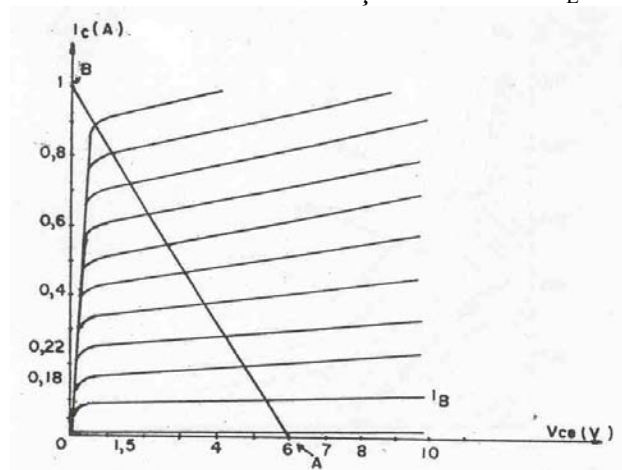


Figura 7-7 Traçado da reta de carga

Na escolha da tensão de alimentação e do valor de R_L , devemos observar a máxima dissipação de potência especificada. Para maior segurança, não devemos permitir que a reta toque a curva de máxima dissipação, pois se o circuito de polarização não contar com uma boa estabilidade, qualquer aumento na temperatura ambiente poderá fazer com que a potência, dissipada pelo transistor utilizado, ultrapasse a especificada pelo fabricante, levando o transistor à sua danificação permanente.

Na figura 7-8 temos a curva de saída com três linhas de carga, referentes a um amplificador na configuração emissor comum, onde podemos selecionar diferentes valores de R_L e de V_{CC} .

Quando queremos que o circuito opere como amplificador de potência, escolhemos valores que determinem uma reta de carga mais inclinada, como a de R_{L1} , aproveitando toda a potência que o transistor pode oferecer. Nesse caso o circuito deve contar com uma ótima estabilização de polarização que, geralmente, exige o emprego de diodos termistores.

É bom observar que na especificação da potência máxima de um transistor, feita pelo fabricante, é deixada uma pequena margem de segurança com a qual o técnico e o projetista não devem contar.

Observando ainda a figura 7-8, é fácil concluir que com a mesma V_{CC} (6 V) podemos determinar a reta de carga que mais interessar, variando apenas a R_L , a exemplo das retas correspondentes à R_{L2} e R_{L3} .

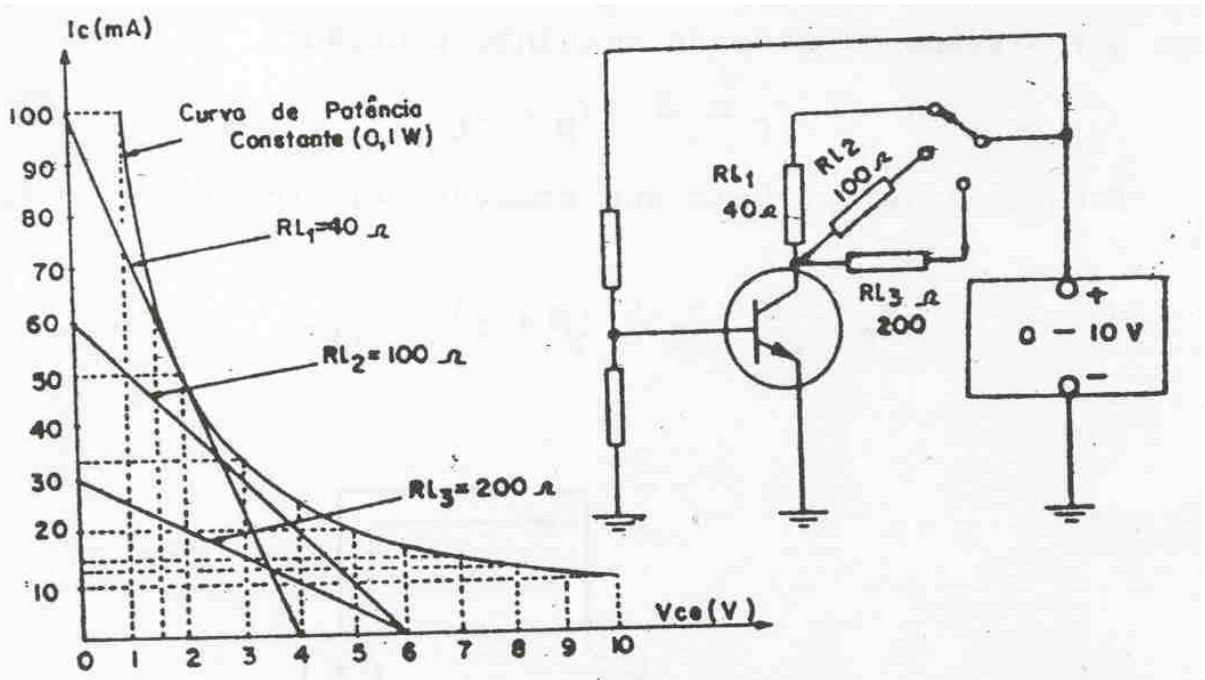


Figura 7-8 Traçado da reta de carga em função de R_L e V_{CC}

INSTABILIDADE TÉRMICA DOS TRANSISTORES

Já é de nosso conhecimento que os transistores são instáveis à variação de temperatura. Esse fenômeno é devido às características intrínsecas do material básico, usado na sua confecção.

Por causa dessas características, quando polarizado, o transistor apresenta uma pequena corrente indesejável, chamada de corrente inversa, corrente de fuga ou ainda I_{CBO} . Esta I_{CBO} é a corrente que flui entre o coletor e a base, estando o emissor em circuito aberto, conforme aparece na figura 7-9.

Quando o transistor é polarizado como na figura 7-10, ao atingir o circuito de base a I_{CBO} sofre uma amplificação, conforme o fator beta do transistor. Esta amplificação da I_{CBO} dá origem à I_{CO} , que é definida como sendo a corrente inversa do transistor, no circuito coletor. O valor de I_{CO} pode ser calculado através da seguinte fórmula:

$$I_{CO} = (\beta + 1) I_{CBO}$$

Se o valor de I_{CBO} se mantiver a um nível pequeno, como o normal previsto para uma determinada temperatura, os problemas apresentados não serão prejudiciais ao circuito.

Porém, se a I_{CBO} sofrer um aumento, principalmente ocasionado pelo efeito térmico, o resultado será um aumento de I_C (corrente

direta de coletor). Isto pode ser provado através da seguinte equação:

$$I_C = \beta \times I_B + I_{CO}$$

Substituindo I_{CO} pela sua equação correspondente, teremos:

$$I_C = \beta \times I_B + (\beta + 1) I_{CBO}$$

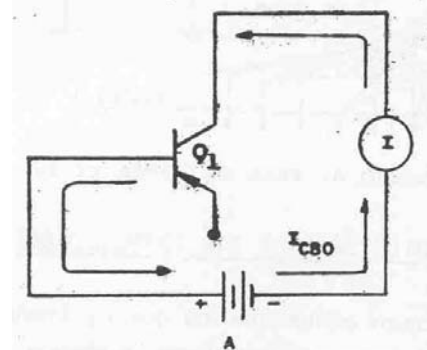


Figura 7-9 Corrente entre base e coletor, com emissor aberto

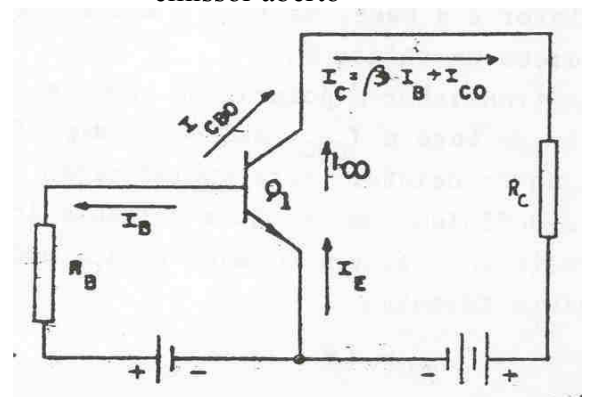


Figura 7-10 Correntes inversas no transistor polarizado

No caso da I_C aumentar em função do aumento da I_{CBO} , o ponto "Q" do circuito sofrerá um deslocamento ao longo da reta de carga.

A mudança do ponto "Q" pode ser cumulativa e pode destruir o transistor. As medidas utilizadas para contornar esta situação

são os sistemas de polarização automática. É importante frisar que a I_{CO} flui no coletor, independente da corrente de base. Isto pode ser verificado na curva característica de saída do transistor, ilustrada na figura 7-11.

Nesta curva vemos que com I_B igual a zero flui uma pequena I_C .

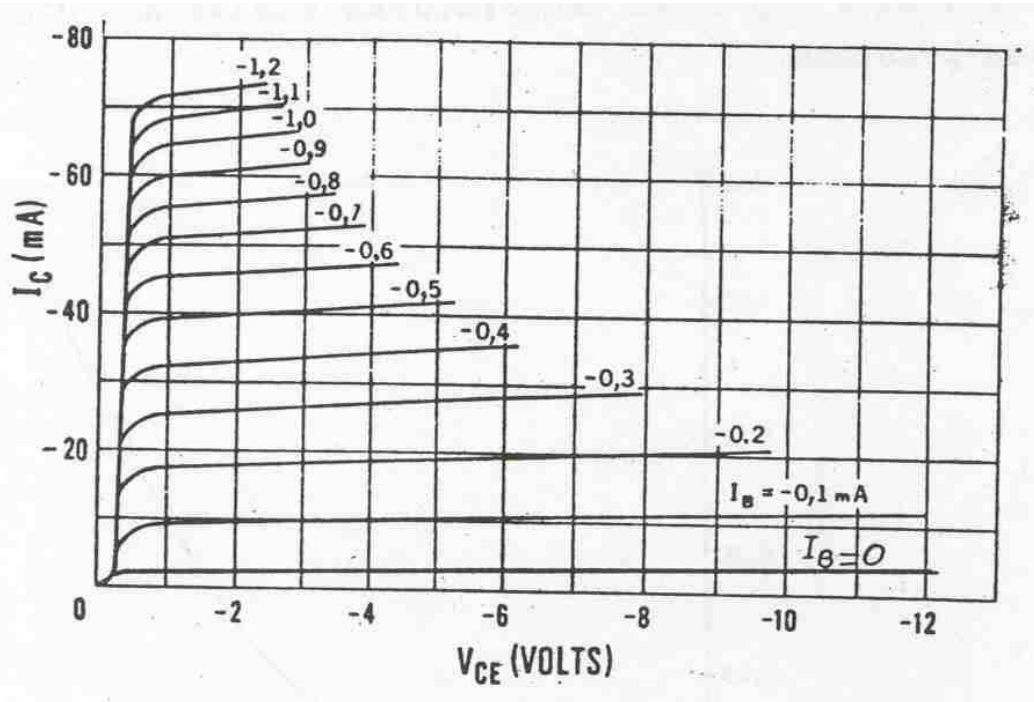


Figura 7-11 Curva característica de saída de um transistor em configuração emissor comum.

A I_{CO} é normalmente especificada pelo fabricante e consta nas características do transistor. Seu valor é fornecido para determinadas temperaturas, geralmente 25°C .

O aumento de temperatura nas junções de um transistor começa, normalmente, por um aumento na temperatura ambiente ou mesmo devido ao funcionamento normal do circuito, ainda que instantâneo. Neste caso, por causa do transiente que leva o transistor a dissipar maior potência.

Em qualquer situação, o circuito deve estar em condições de manter-se em bom funcionamento e, para isto, depende de como ele está polarizado e estabilizado.

Já é de nosso conhecimento que a polarização é estabelecida para um transistor pela especificação dos valores quiescentes da tensão entre coletor e emissor e da corrente de coletor. Uma operação confiável do transistor dentro de um grande intervalo de temperatura, requer que a tensão e a corrente de polarização permaneçam estáveis. Todavia, variações da corrente inversa em função da variação de temperatura, prejudicam a estabilidade da

polarização se não forem empregados circuitos de compensação.

A figura 7-12 mostra a variação da I_{CBO} em função da variação de temperatura da junção base-coletor. O valor da corrente de fuga é de 1 mA a 125°C . Em temperaturas abaixo de 10°C a corrente não causa problema.

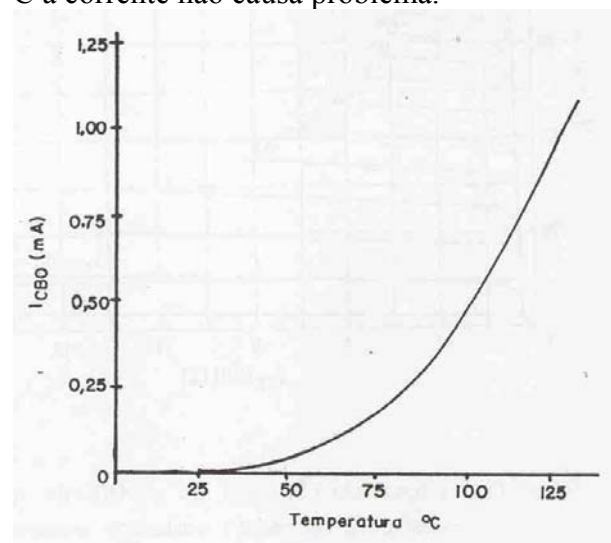


Figura 7-12 Variação de I_{CBO} em função da temperatura da junção base-coletor

Análise da polarização de um transistor

A polarização de um transistor, em princípio, seria bastante simples. Bastaria aplicar tensões contínuas aos elementos do transistor, de modo que as correntes permanecessem estáticas, em um nível médio e

constante. Tomemos como exemplo o transistor 2N408, cujas características de saída aparecem no gráfico da figura 7-13.

Através deste gráfico verificamos as condições de trabalho do transistor. A linha de carga foi traçada entre os limites de 6V, para máxima V_{CE} , e 60 mA, para máxima I_C .

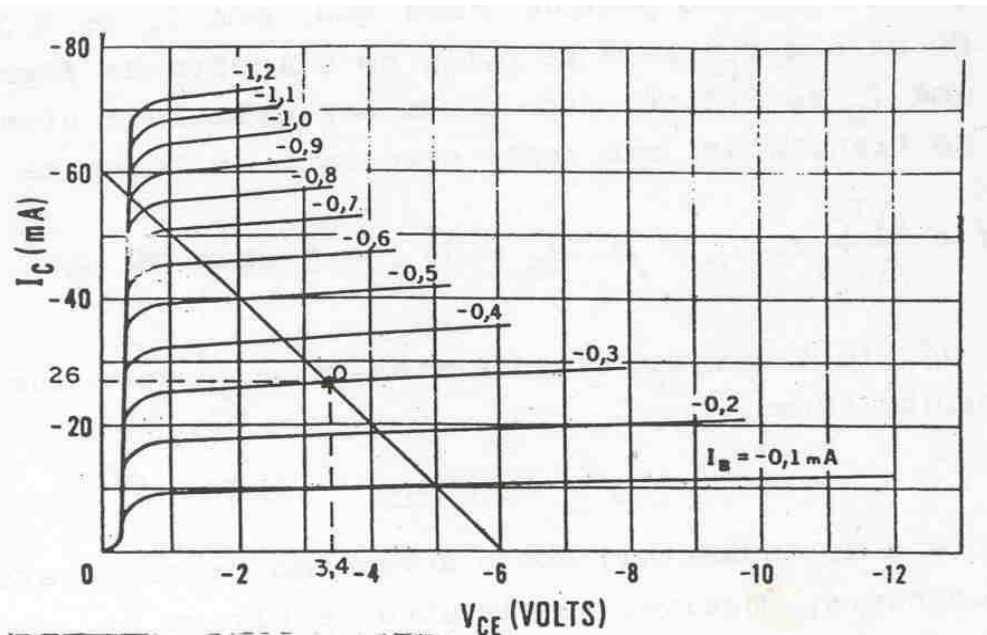


Figura 7-13 Curva característica de saída de um transistor em configuração emissor comum, com reta de carga e ponto "Q"

Na figura 7-14, o transistor utilizado é de germânio e a I_B escolhida foi de 0,3 mA. O valor de R_B foi determinado da seguinte forma:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{6V - 0,2V}{0,3mA} = \frac{5,8V}{0,3mA} = 19,3 K\Omega$$

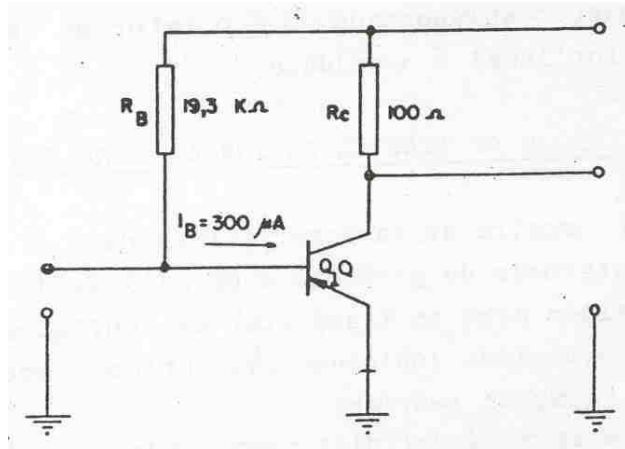


Figura 7-14 Transistor PNP polarizado

Pela análise do circuito e das curvas características de saída, podemos verificar os valores de tensão e corrente CC, estáticos, para o circuito. Com a projeção de perpendiculares, do ponto de cruzamento de I_B com a linha de carga, para os eixos de I_C e V_{CE} , verificamos que a I_C e a V_{CE} serão, respectivamente, 26 mA e 3,4V.

Nesta situação podemos dizer que, com I_B de 0,3 mA, a I_C será de 26 mA e a V_{CE} será de 3,4 V, no circuito da figura 7-14.

A I_C , para uma I_B de 0,3 mA, pode ainda ser calculada através do fator beta do transistor, que neste caso será em torno de 86.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \therefore I_C = \beta x I_B = 86 x 0,3 mA \cong 26 mA$$

Já vimos que I_C , considerando-se I_{C0} , pode ser formulada da seguinte forma:

$$I_C = \beta x I_B - I_{C0}$$

Se a I_{CO} aumentar, com o acréscimo da temperatura, a I_C também aumentará.

Observe, no circuito da figura 7-10, que I_C e I_{CO} têm o mesmo sentido.

Logo, se a I_{CO} aumentar, por qualquer motivo, a I_C aumentará, mudando o ponto "Q" do circuito.

Fator de estabilidade

Para a análise da estabilidade da polarização estática de um circuito amplificador, é usada a seguinte equação:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}}$$

Na equação apresentada, "S" é o fator de estabilidade de corrente e seu valor ideal é a unidade.

VALORES TÍPICOS DE TENSÕES DE JUNÇÃO PARA TRANSISTORES

A figura 7-15 mostra as características da I_C , como função da V_{BE} , para transistores de germânio e de silício tipo NPN, e indica as várias regiões para um transistor na configuração emissor comum. Os valores numéricos indicados são obtidos experimentalmente ou a partir de equações teóricas. A região de corte é definida como sendo a região onde a $I_E = 0$ e $I_C = I_{CO}$, quando a polarização da junção base-emissor não existe ($V_{BE} \leq 0V$).

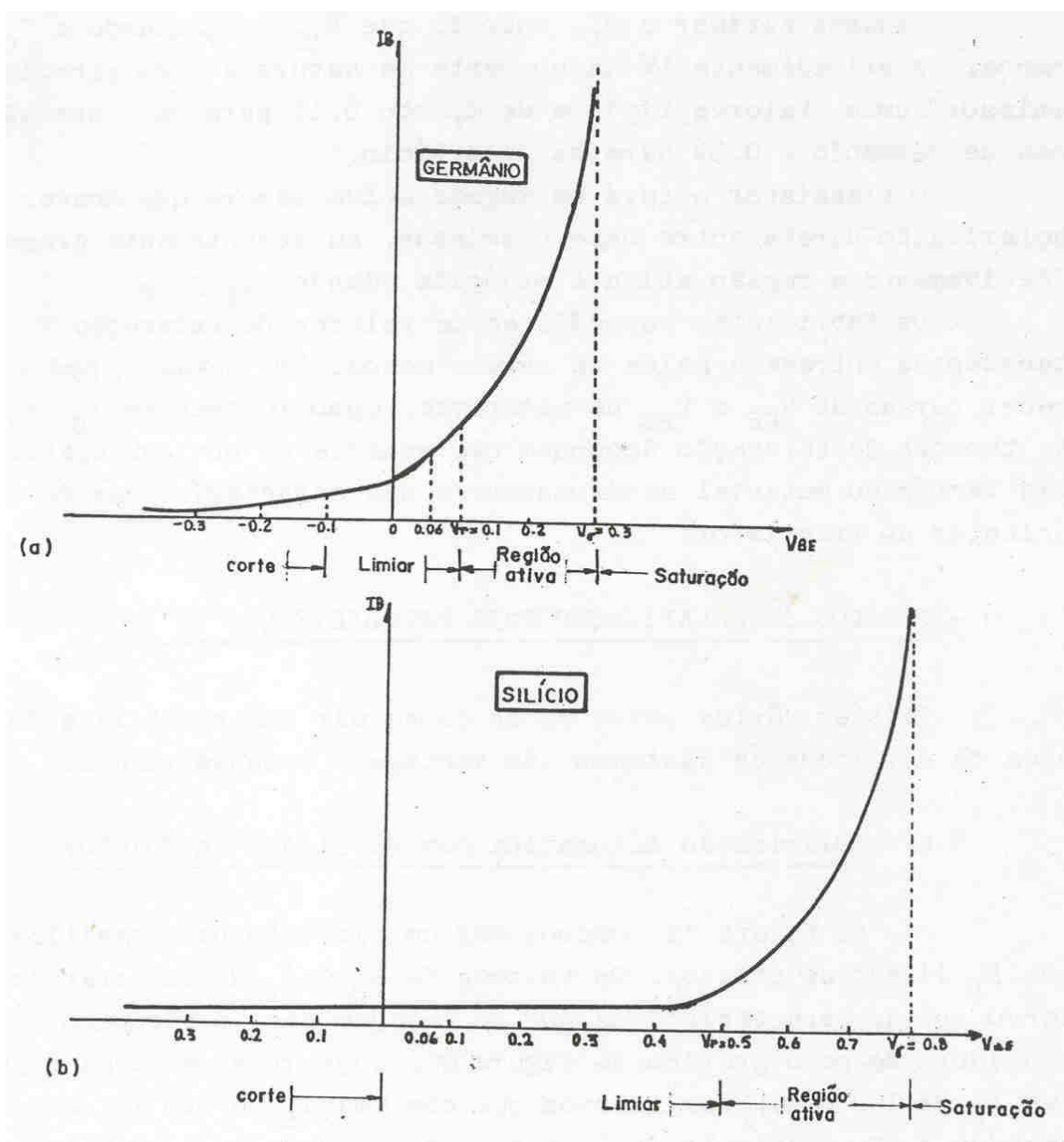


Figura 7-15 Curvas de I_C em função de V_{BE} para transistores de germânio e de silício

Quando a junção base-emissor é polarizada inversamente, a I_B é muito pequena, sendo da ordem de nanoampères ou microampères para os transistores de silício e de germânio, respectivamente.

Nenhuma I_B apreciável flui até que a junção base-emissor seja polarizada diretamente, de modo que: $V_{BE} > V_T$, onde V_T é chamada de tensão de limiar.

Como a I_C é nominalmente proporcional à I_B , nenhuma corrente apreciável fluirá pelo circuito de coletor, até que exista uma corrente apreciável no circuito de base.

Podemos estimar a V_T , supondo que $V_{BE} = V_T$ quando a I_C alcançar aproximadamente 1% da corrente de saturação, no circuito em emissor comum. Valores típicos de V_T são 0,1 V para os transistores de germânio e 0,5 V para os de silício.

O transistor estará na região ativa sempre que houver uma polarização direta entre base e emissor, suficientemente grande. A região ativa é atingida efetivamente quando tivermos $V_{BE} > V_T$.

Os fabricantes especificam os valores de saturação das tensões de entrada e de saída de vários modos. Por exemplo, podem fornecer curvas de V_{CE} e V_{BE} de saturação, como funções de I_B e I_C .

As tensões de saturação dependem não somente do ponto de operação, mas também do material semiconductor e das características de fabricação do transistor.

MÉTODOS DE POLARIZAÇÃO PARA ESTABILIZAÇÃO DA I_C

Existem vários meios de se conseguir uma estabilização térmica da I_C . Todos os sistemas têm vantagens e desvantagens.

Polarização automática com R_B ligado ao coletor

Na figura 7-16 podemos ver um circuito de estabilização com R_B ligado ao coletor. Os valores de R_B e R_C devem estar de acordo com as características que se desejam para o circuito. Mas considerando-se o gráfico da figura 7-13, cuja reta de carga é para uma R_C de 100 Ohms, verificamos que com uma I_B de 300 μA , a V_{CE} será de 3,4 V. O cálculo de R_B neste caso é dado pela seguinte equação:

$$R_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_B} = \frac{3,4 - 0,2}{300 \times 10^{-6}} = 10667 \text{ ohms}$$

Em situações normais, o resistor R_B limitará o valor de I_B em 300 μA . Esta I_B produz uma I_C de 26 mA, que determina em R_C uma queda de tensão de 2,6 V. Portanto, a tensão V_{CE} será igual a $V_{CC} - V_{CR} = 3,4$ V, que é o mesmo valor observado no gráfico da figura 7-13.

R_B , cujo valor é de 10667 ohms, limita a I_B em 300 μA , desde que a V_{CE} permaneça em 3,4 V. Suponhamos agora um aumento de I_{CO} , que por sua vez tende a aumentar a I_C . Se a I_C aumentasse, aumentaria também a V_{RC} , o que diminuiria a V_{CE} . Com a diminuição da V_{CE} , a corrente através de R_B também seria menor. Com menor I_B , menor seria a I_C . Observamos então que qualquer tentativa de aumento de I_C produz uma diminuição de I_B e a I_C tende a diminuir. O resultado é que a I_C tende a manter-se no ponto de operação escolhido, que no caso é de 26 mA.

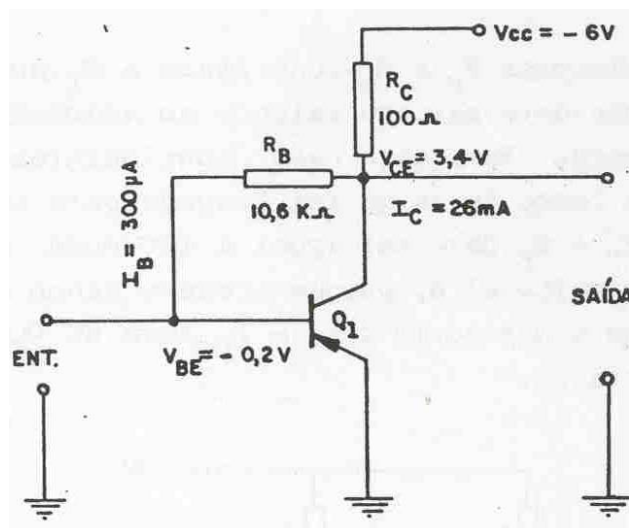


Figura 7-16 Polarização automática com R_B ligado ao coletor

O sistema de estabilização por realimentação de CC tirada do coletor é bom, mas tem o inconveniente da realimentação de CA. Neste caso, referimo-nos às variações da V_{CE} em trabalhos dinâmicos.

Para atenuar a realimentação de CA, os projetistas que usam esse sistema, costumam desmembrar R_B em dois resistores.

O uso de um capacitor, como aparece na figura 7-17, também ajuda na redução dessa realimentação.

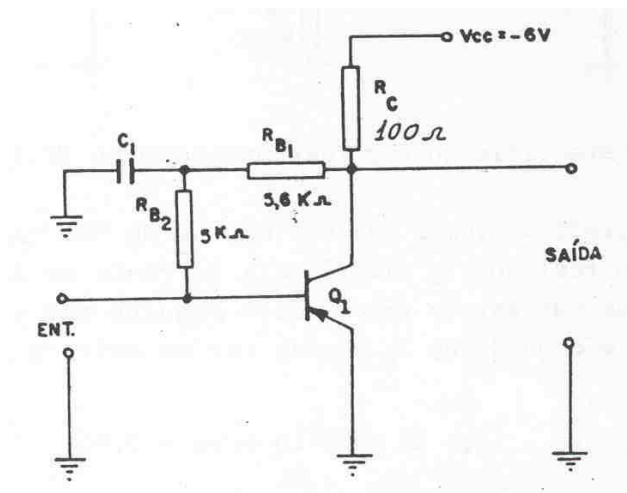


Figura 7-17 Polarização automática com atenuação da realimentação CA

Estabilização por realimentação de CC com R_E

Os resistores R_C e R_E constituem a R_L do circuito e a soma de seus valores deve ser equivalente ao valor do resistor usado na linha de carga.

Para esse caso, consideraremos o gráfico da figura 7-13, cuja linha de carga foi traçada para um resistor de 100 ohms.

Como o valor de R_E não deve ser muito alto, porque afeta o ganho do circuito, consideraremos como sendo de 10 ohms e R_C será de 90 ohms, conforme pode ser visto na figura 7-18.

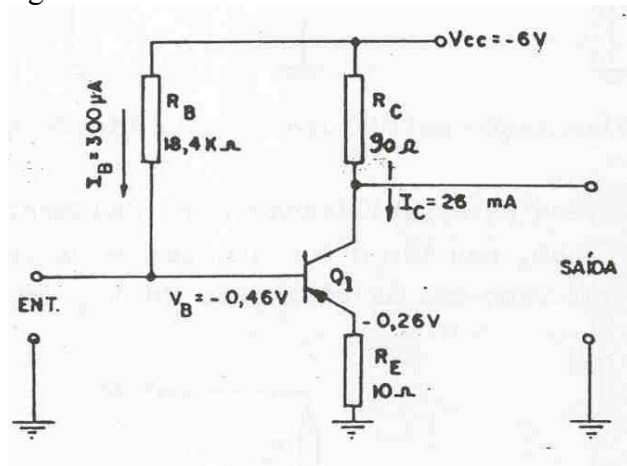


Figura 7-18 Estabilização por realimentação de CC, com R_E

No gráfico, vemos que com uma I_B de 300 μA , a I_C é igual a 26 mA.

No resistor R_E fluirá esta corrente de 26 mA mais a I_B de 300 μA , que por ser de valor

muito pequeno não entrará em cogitação. A V_E é a queda em R_E e pode ser encontrada pela Lei de Ohm.

$$V_E = R_E \times I_E = 26 \text{ mA} \times 10 \text{ ohms} = 0,26 \text{ V}$$

Sendo a V_E de $-0,26 \text{ V}$, para que a V_{BE} seja de $0,2 \text{ V}$, a V_B deve ser igual a $-0,46 \text{ V}$.

Se a V_{CC} é de -6 V , R_B deverá limita-la. Neste caso o valor de R_B é encontrado pela equação:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_B}{I_B} = \frac{6 - 0,46}{0,0003} = 18460 \text{ ohms}$$

Observando o circuito da figura 7-18, concluímos que ao ser ligado, a I_B será limitada em 300 μA , determinando uma V_B de $-0,46 \text{ V}$.

A I_B de 300 μA produz uma I_C de 26 mA que fluindo em R_E causa, sobre este, uma V_{RE} de $-0,26 \text{ V}$. Vemos então que sendo a V_E igual a $-0,26 \text{ V}$ e a V_B de $-0,46 \text{ V}$, a V_{BE} será de $-0,2 \text{ V}$, o que constitui uma polarização direta.

Através da fórmula $I_C = \beta \times I_B + I_{CO}$, sabemos que se a I_{CO} aumentar por qualquer razão, a I_C também aumentará, saindo o circuito do ponto de operação escolhido.

No circuito da figura 7-18, se a I_C aumentar, a V_E aumenta e a V_{BE} diminui. Com V_{BE} menor, a I_B também será menor. A diminuição da I_B resulta em diminuição da I_C . Concluímos então, que neste circuito, se a I_C tende a aumentar, R_E provoca uma realimentação negativa, que tende a diminuí-la e assim, o circuito tende a estabilizar-se automaticamente.

Uma das desvantagens de se usar o R_E é que, em circuitos de potência, ele tende a diminuir a potência útil do circuito. Além da estabilização, o uso de R_E tem como vantagem, aumentar a R_i .

Polarização por divisor de tensão

Em um circuito polarizado, a V_B deve manter-se constante para que o circuito se mantenha estável. Um dos sistemas usados para manter constante a V_B , partindo de uma fonte de tensão de valor muito maior que V_B , emprega um divisor de tensão, conforme é visto na figura 7-19.

Conforme as características do divisor de tensão, a V_{RB} será mais estável, se a corrente

que fluir por ela for muito maior que a da base. O ideal seria uma I_{RB} várias dezenas de vezes maior que a I_B . Há, porém, vários inconvenientes. Uma I_B muito alta resulta em um valor de R_B muito baixo, o que diminui a impedância de entrada do circuito, acarretando sérios problemas para os sistemas de acoplamento entre estágios. Também deve ser considerada a energia que será consumida pelo divisor de tensão.

Em um equipamento existem dezenas de estágios com dezenas de resistores em sistemas de divisores de tensão, consumindo energia inutilmente, já que a potência consumida por eles é só para tentar manter pequenas tensões constantes.

Na prática, usa-se elaborar um divisor de tensão para polarização da base, com I_{RB} igual a I_B ou várias vezes maior que esta.

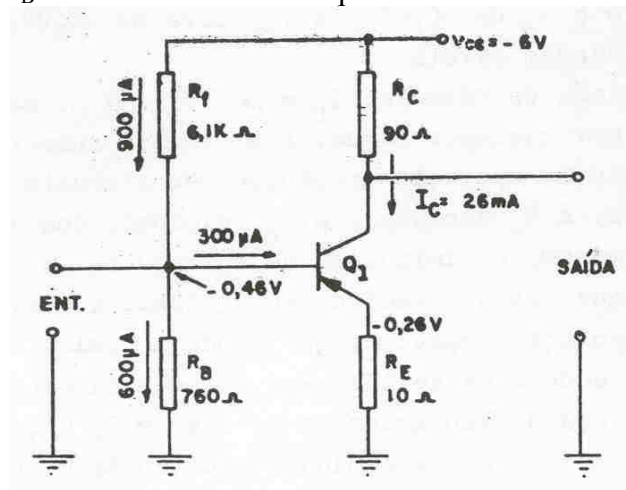


Figura 7-19 Polarização por divisor de tensão

Calculemos os valores de R_F e R_B , do divisor de tensão da figura 7-19, utilizando os valores de V_B de $-0,46V$ e I_B de $300 \mu A$. Observe que estes valores já foram vistos em circuitos anteriores; logo, os detalhes sobre eles podem ser recordados.

O valor de R_B , supondo que a I_{RB} seja igual a duas vezes a I_B , é facilmente encontrado pela Lei de Ohm.

$$R_B = \frac{V_B}{I_{RB}} = \frac{0,46V}{600 \mu A} = \frac{0,46V}{6 \times 10^{-4} \mu A} = 760 \text{ ohms}$$

O valor de R_F é calculado pela equação:

$$R_F = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{RB} + I_B} = \frac{6V - 0,46V}{300 \mu A + 600 \mu A} = 6150 \text{ ohms}$$

O sistema de polarização mais usado, por apresentar melhor estabilização térmica, é o

por divisor de tensão, mostrado na figura 7-19. R_E realimenta negativamente a corrente contínua de base, pelo efeito térmico. R_B tende a manter a V_B em seu nível estável.

ESTABILIZAÇÃO DA POLARIZAÇÃO DE ESTÁGIOS DE POTÊNCIA

Os projetos de amplificadores de potência requerem uma atenção especial com relação à polarização. Primeiro, porque neste caso o transistor irá trabalhar aquecido, o que poderá desencadear a instabilidade do mesmo. Segundo, porque o uso de uma R_E pode diminuir a capacidade útil de potência do estágio. Dois dispositivos são usados comumente em estágios de potência, para sua estabilização térmica. Tais dispositivos são o diodo retificador e os termistores ou resistores NTC.

Circuitos de estabilização com termistores

Já sabemos que a corrente de polarização do transistor é sensível à temperatura. Especificamente, a I_C aumenta com o aumento da temperatura. A estabilização da I_C pode ser feita utilizando-se circuitos externos, com elementos eletricamente sensíveis à temperatura. Um desses elementos é o termistor.

O termistor usado, neste caso, tem uma resistência com coeficiente negativo de temperatura, isto é, o valor de sua resistência diminui com o aumento da temperatura. Este tipo de termistor é chamado de resistor NTC (Coeficiente de Temperatura Negativo).

O circuito da figura 7-20 tem sua estabilização de polarização controlada por um termistor.

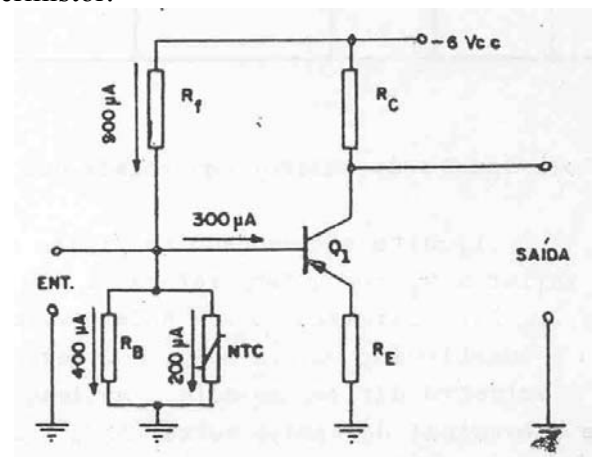


Figura 7-20 Polarização de base controlada por NTC

Os valores de R_B e do NTC dependem das características do circuito, mas o seu funcionamento é simples. A V_{BE} no circuito é 0,2V e a I_B é 300 μ A. Com o aumento da temperatura ambiente, a I_C tende a aumentar devido ao aumento da I_{CO} . Porém, este aumento da temperatura afeta também o NTC, diminuindo a sua resistência, com o conseqüente aumento da corrente através dele.

Essa maior corrente solicitada, aumenta a V_{RF} , diminuindo a V_{BE} e menor serão a I_B e a I_C . Como vemos, o efeito térmico que tende a aumentar a I_C no circuito, diminui a resistência do NTC, que provoca uma diminuição da I_B , que por sua vez diminui a I_C . O resultado é que este simples dispositivo tende a manter o circuito no seu ponto de operação.

Controle da tensão de emissor

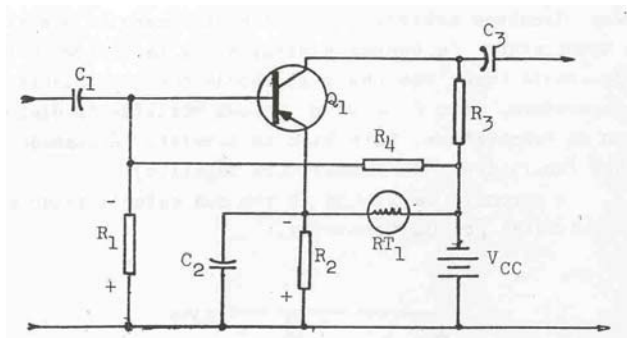


Figura 7-21 Polarização de emissor controlada por termistor

O circuito apresentado na figura 7-21, emprega um termistor para variar a V_E com a temperatura, a fim de minimizar as variações da I_E . Este circuito contém dois divisores de tensão: o primeiro é constituído por R_1 e R_4 , e o segundo por R_2 e o termistor RT_1 .

O primeiro divisor permite a aplicação de uma parte da V_{CC} entre o terminal de base e terra. A V_B é desenvolvida em R_1 e determina uma tensão negativa na base de Q_1 .

O segundo divisor de tensão aplica uma parte da V_{CC} no terminal de emissor. A V_E é desenvolvida em R_2 e determina uma tensão negativa no emissor de Q_1 . A tensão direta aplicada ao terminal de base é maior que a inversa aplicada ao terminal emissor, de tal modo que a polarização base-emissor resultante é direta.

Com um aumento de temperatura a I_C aumentaria normalmente, se o transistor não estivesse estabilizado. O aumento da I_C pode ser

evitado pela redução da polarização direta. Isto é feito pela ação do divisor de tensão constituído por R_2 e pelo termistor RT_1 . Devido ao aumento da temperatura, a resistência de RT_1 é diminuída, provocando maior fluxo de corrente através do divisor de tensão. O aumento de corrente aumenta o potencial negativo da conexão do resistor R_2 ao emissor. Esta ação aumenta a polarização inversa aplicada ao emissor e diminui a polarização direta base-emissor. O resultado é que a I_C é reduzida. Analogamente, a diminuição da temperatura ocasiona ações inversas e evita o decréscimo da I_C .

C_1 bloqueia a tensão CC do estágio anterior e acopla o sinal CA ao circuito base-emissor. C_2 mantém constante a V_E . R_3 é o resistor de carga do coletor e onde se desenvolve o sinal de saída. C_3 bloqueia a tensão CC do coletor e acopla o sinal CA ao estágio seguinte.

Controle da tensão de base

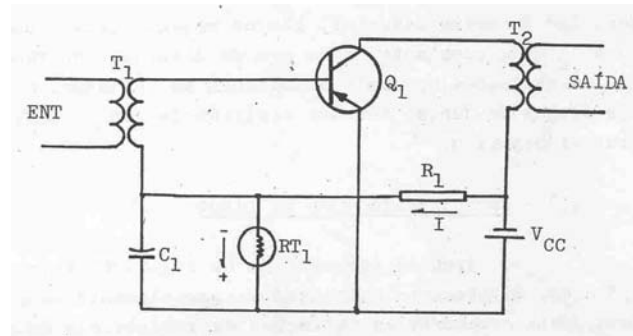


Figura 7-22 Amplificador com controle de polarização de base

O circuito apresentado na figura 7-22 emprega um termistor para variar a V_B com a temperatura, minimizando as variações da I_E . Este circuito contém um divisor de tensão constituído por R_1 e RT_1 .

O divisor de tensão aplica uma parte da V_{CC} no circuito base-emissor. O fluxo de corrente dos elétrons através do divisor está na direção da seta. Esta corrente produz uma tensão de polaridade indicada em RT_1 . Este circuito produz polarização direta no transistor.

Se a temperatura do transistor aumentar, a I_E tende a aumentar. Todavia, a resistência de RT_1 diminui com o aumento da temperatura, provocando maior fluxo de corrente através do divisor de tensão. Este aumento de corrente

ocasiona um aumento na V_{R1} . A tensão de polarização direta é reduzida e assim a I_E também é reduzida.

T_1 acopla o sinal CA ao circuito de base-emissor. C_1 mantém constante a tensão em R_{T1} . O primário de T_2 atua como carga do coletor e é onde se desenvolve o sinal de saída que é acoplado ao secundário.

Circuitos de estabilização com diodos

O diodo pode ser usado em circuitos de estabilização. A principal vantagem do seu uso como elemento sensível à temperatura é por ele poder ser feito do mesmo material que o transistor.

Os coeficientes de temperatura das resistências do diodo e do transistor de mesmo material, são os mesmos. Esta condição permite uma I_C mais constante em um grande intervalo de temperatura, porque as variações no diodo acompanham as variações no transistor. Os diodos de junção têm uma resistência com coeficiente de temperatura negativo.

Estabilização com um diodo

O circuito apresentado na figura 7-23 emprega um diodo de junção, diretamente polarizado, como elemento sensível à temperatura, para compensar as variações da resistência da junção base-emissor.

Considere o divisor de tensão constituído por R_1 e D_1 , com a polaridade indicada. Esta tensão é uma polarização direta. Com o aumento da temperatura, a I_C tenderia a aumentar. Todavia, a resistência de D_1 diminui. Como resultado, a V_{R1} aumenta. Há uma queda de tensão em D_1 , que provoca redução na polarização direta e, conseqüentemente, na I_C .

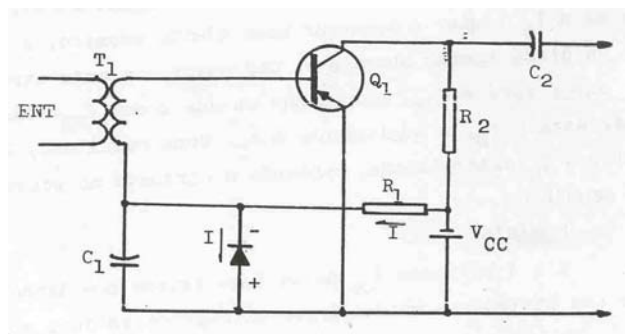


Figura 7-23 Estabilização com um diodo diretamente polarizado

Os diodos, quando empregados adequadamente na estabilização de um circuito, funcionam mais ou menos como os NTC. A instabilidade térmica que afeta o transistor afeta também a eles. No circuito da figura 7-24 aparece um diodo com função de estabilização térmica.

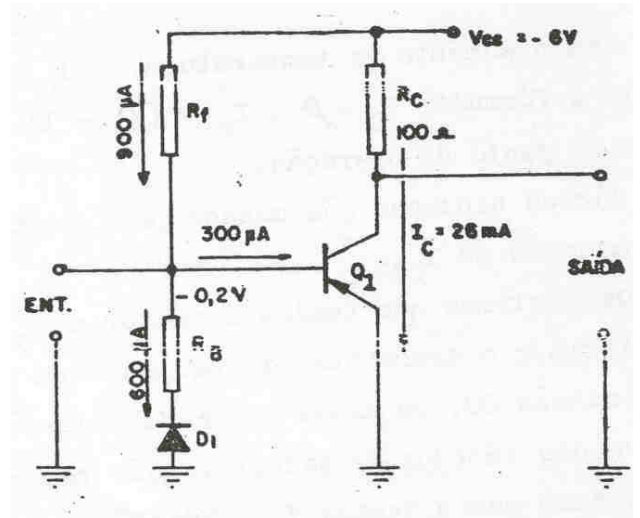


Figura 7-24 Circuito com estabilização térmica feita por diodo

D_1 tem sua junção semelhante à junção base-emissor de Q_1 . Logo, os diodos serão afetados igualmente pela variação de temperatura.

Analisando o comportamento do circuito, vemos que se a I_C tender a aumentar pelo efeito térmico, a corrente através do diodo também aumentará.

Com maior corrente através do diodo, maior será a V_{Rf} , resultando em uma menor V_{BE} e assim, a I_B também será menor e, logicamente a I_C . Como resultado, D_1 tende a manter a I_C estabilizada, mantendo o circuito no ponto de operação escolhido.

RESUMO

1 – A corrente I_{CO} ou de fuga existe nos transistores, devido aos portadores minoritários existentes em suas estruturas.

2 – A principal corrente de fuga de um transistor, é a de coletor para base, cuja denominação é I_{CBO} .

3 – A corrente I_{CO} , em um circuito amplificador, tende a ser amplificada em uma razão $(\beta + 1) I_{CBO}$.

4 – A corrente I_C , considerando-se a I_{CO} , é equacionada como sendo: $I_C = \beta \times I_B + I_{CO}$.

5 – Em temperatura constante e normal, conforme a especificada pelo fabricante, a I_{CO} não constitui problema num amplificador.

6 – Com o aumento da temperatura, a I_C tende a aumentar de acordo com a fórmula:

$I_C = \beta \times I_B + (\beta + 1) \times I_{CO}$, tirando o circuito de seu ponto de operação.

7 – Vários sistemas são usados para manter a I_C constante mesmo com o aumento da I_{CO} .

8 – Os sistemas que tendem a manter a I_C constante, consistem em polarizar o transistor de tal maneira que haja uma pequena realimentação CC, ou ainda por estabilização da V_{BE} .

9 – Um dos métodos de estabilização por realimentação CC é polarizar a base com a tensão V_{CE} . Neste caso, se a I_C aumentar estatisticamente, a V_{CE} diminui, reduzindo a I_B .

10 – O método mais usado para manter constante a I_C , é a realimentação CC por resistência de emissor. Neste caso, se a I_C aumentar, haverá também um aumento da V_E , que diminui a V_{BE} , diminuindo a I_B , que por sua vez diminui a I_C .

11 – Através de um circuito divisor de tensão pode-se manter a V_{BE} dentro dos limites de estabilização. Neste caso, o divisor deve ser projetado levando-se em conta as suas desvantagens, como por exemplo, o alto consumo de energia e a diminuição da impedância de entrada.

12 – O sistema de polarização mais adequado para uma boa estabilização em circuitos amplificadores de baixa potência, é constituído por um R_E e por um divisor de tensão. Este sistema é o mais usado.

13 – Em circuitos de potência, a estabilização térmica da I_C é conseguida através de transistores, diodos e resistores NTC.

14 – Um diodo de junção polarizado inversamente tem uma resistência com coeficiente de

temperatura negativo, desde que a tensão de polarização inversa não iguale ou exceda à tensão de ruptura.

15 – Diodos com a mesma característica da junção base-emissor de um transistor, podem ser usados em circuitos estabilizadores de polarização.

Neste caso, quando instalado adequadamente, poderá estabilizar a V_{BE} . Isto porque o efeito térmico que agir sobre o transistor, agirá também sobre o diodo.

16 – As correntes e tensões desenvolvidas num amplificador transistorizado estabilizado em temperatura, podem ser utilizadas para estabilizar em temperatura outros amplificadores transistorizados.

17 – Os resistores NTC, têm a resistência diminuída com o aumento da temperatura. Logo, se colocados no circuito de base, eles poderão diminuir a V_{BE} que provoca a diminuição da I_B e da I_C . Isto acontece porque o efeito térmico que agirá sobre o transistor, também agirá sobre ele.

18 – A reta de carga é a linha que possibilita a escolha do ponto de operação do transistor.

19 – A curva de máxima dissipação de potência é a curva que possibilita a limitação da região de operação do transistor.

20 – Todo componente elétrico possui uma potência de trabalho especificada pelo fabricante.

Em se tratando de transistores, existem mais razões para se obedecer a essa especificação.

21 – Para cada temperatura de trabalho do transistor, há uma curva de máxima dissipação de potência.

22 – Um aumento de temperatura reduz a região de operação do transistor.

23 – A fórmula para se calcular a potência de dissipação do transistor, é: $P = V_{CE} \times I_C$.

24 – A região de operação de um transistor é a parte onde pode ser traçada a linha de carga.

25 – Na curva de máxima dissipação, a potência é a mesma em todos os pontos.

26 – Os limites de tensões são especificados para transistores, por causa do efeito de ruptura que ocorre quando há um aumento da tensão inversa da junção.

27 – A fim de deixar o transistor operar à temperatura ambiente, são colocados dissipadores de calor em contato com seu corpo.

28 – No traçado da reta de carga faz-se duas suposições extremas do funcionamento do transistor: corte e saturação.

29 – A reta de carga do amplificador de potência é mais inclinada que a do amplificador de tensão.

30 – O sistema de estabilização da polarização dos amplificadores de potência deve ser de boa eficiência. Geralmente são empregados diodos, termistores e transistores.

31 – Com a mesma tensão de alimentação podemos traçar várias linhas de carga diferentes, variando apenas o valor de R_L .

CAPÍTULO 8

AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS

CLASSIFICAÇÃO GERAL DOS AMPLIFICADORES

Os amplificadores podem ser classificados de acordo com:

A frequência de operação:

- Amplificadores de áudiofrequência(AF)
- Amplificadores de videofrequência
- Amplificadores de radiofrequência(RF)

A classe de operação:

- Classe A
- Classe B
- Classe C
- Classes intermediárias(A2, B2, AB1, AB2)

O sistema de acoplamento:

- Acoplamento RC
- Acoplamento a transformador
- Acoplamento por impedância
- Acoplamento direto

O uso:

- Amplificadores de potência ou corrente
- Amplificadores de tensão

FREQUÊNCIAS DE OPERAÇÃO

As faixas de frequência de operação determinam o tipo de amplificador a ser usado.

Amplificadores de áudiofrequência

Estes amplificadores atuam numa faixa de frequência que vai de 20 Hz a 20 kHz, faixa esta, sensível ao ouvido humano e por esta razão recebe o nome de áudiofrequência. Estes amplificadores são encontrados em receptores de rádio, intercomunicadores e outros.

Amplificadores de videofrequência

Estes amplificadores abrangem uma ampla faixa de frequência que vai de 30 kHz a 6 MHz. Eles são empregados em circuitos que ampliam sinais que devem ser vistos em telas de radares, televisores etc.

Amplificadores de radiofrequência

Diferenciam-se dos outros dois tipos porque ampliam uma estreita faixa de frequência dentro do espectro de radiofrequência, que vai de 30 kHz até vários GHz. São usados em vários equipamentos. Quando sintonizamos uma emissora de rádio estamos deslocando a estreita faixa de ampliação do circuito, dentro do espectro de frequência.

CLASSES DE OPERAÇÃO

De acordo com a polarização empregada para o transistor, podemos atribuir as classes de operação.

A classe de operação é determinada pelo circuito de polarização de entrada. Na maioria dos circuitos amplificadores a polarização e a reta de carga têm valores fixos, definidos pelos valores de seus componentes.

Consideraremos, em nossas análises, somente os efeitos do circuito de polarização de entrada.

Amplificador classe “A”

Os amplificadores da classe “A” operam durante os dois semiciclos do sinal de entrada, (360°). São polarizados para trabalhar na região ativa da curva de saída.

Geralmente operam na parte linear das curvas características, a fim de obter na saída uma resposta fiel (não distorcida) do sinal de entrada.

O primeiro passo para a determinação da classificação do amplificador é a construção da reta de carga como mostrado na figura 8-1 Em seguida, deve-se selecionar um ponto quiescente de modo a permitir que um sinal de entrada varie através da parte linear da curva característica. Neste exemplo foi escolhida uma I_B estática de 500 μA e a V_{CC} é selecionada em seguida para um valor de 9 Volts para o circuito em classe “A”.

Veja na figura 8-1 o circuito de entrada e as formas de onda para um ponto “Q” de 500 μA , em classe A.

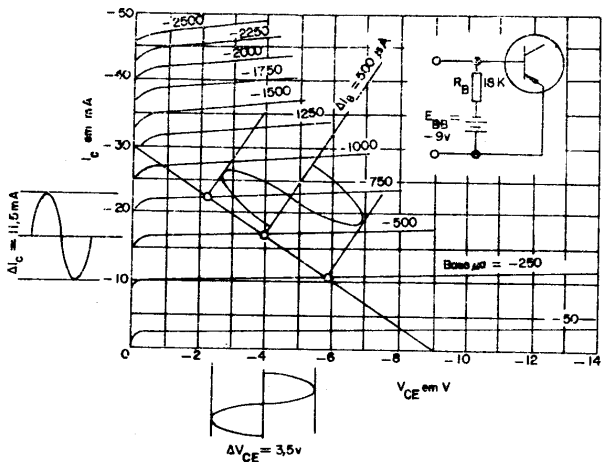


Figura 8-1 Circuito de entrada e formas de onda em classe “A”

Em seguida determinaremos o valor de R_B e, para calcular esse valor é necessário que se leve em consideração o valor da V_{BE} do transistor. Assim, a equação correta para o cálculo de R_B é a seguinte:

$$R_B = \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{I_B}$$

Na prática, porém, podemos desprezar o valor de V_{BE} , e desta forma teremos:

$$R_B = \frac{V_{CC}}{I_B}$$

Substituindo a V_{CC} e I_B pelos valores de 9V e 500 μA respectivamente teremos:

$$R_B = \frac{9V}{500 \mu A} = 18 k\Omega$$

O circuito de polarização de entrada está completamente mostrado na parte superior direita da figura 8-1.

Quando o sinal de entrada é zero (ver a figura 8-1), a I_B é $-500 \mu A$, a I_C é -17 mA e a V_{CE} é $-3,9 \text{ V}$ (valores do ponto quiescente).

Uma variação da corrente de entrada para o seu valor máximo negativo de 250 μA , elevará a I_B para $-750 \mu A$, logo a I_C aumentará para $-22,2 \text{ mA}$, enquanto que a V_{CE} diminuirá para $-2,3 \text{ V}$.

Quando a I_B diminui para $-250 \mu A$, a I_C diminui para $-11,8 \text{ mA}$ enquanto que a V_{CE} aumenta para $-5,5 \text{ V}$.

Assim, uma tensão de saída de 3,2 Vpp e uma variação na corrente de saída de 10,4 mA são obtidas.

Podemos notar que quando a I_B aumenta negativamente, a I_C fica mais negativa e a V_{CE} menos negativa. Por outro lado, quando a I_B diminui negativamente, a I_C fica menos negativa e a V_{CE} mais negativa. Isto indica que as correntes de entrada e de saída estão em fase enquanto que as tensões de entrada e de saída estão fora de fase. Portanto, há uma inversão de 180° na configuração de emissor comum.

Amplificador classe “B”

Os amplificadores classe “B” operam na região ativa das curvas, durante um semiciclo do sinal de entrada, e permanecem em corte durante o outro (180°).

Visto que somente metade do sinal de entrada é amplificada, os amplificadores classe “B” são normalmente montados na configuração “Push-pull”, que são amplificadores de potência formados por dois transistores que conduzem alternadamente, mas que na saída, produzem um sinal que é idêntico ao sinal de entrada.

O ponto quiescente (POE) é estabelecido no cruzamento da reta de carga com a curva de I_B igual à zero como se vê na figura 8-2.

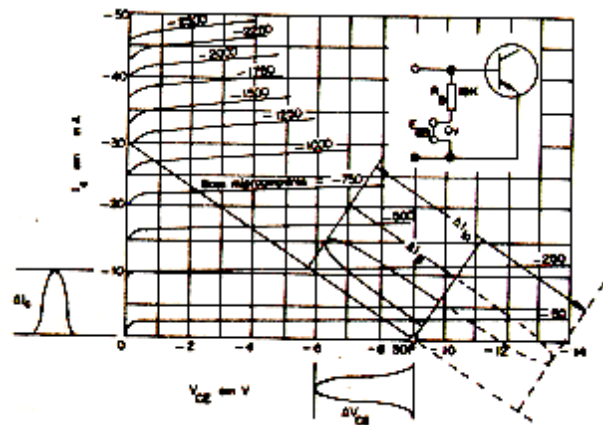


Figura 8-2 Circuito de entrada e formas de onda em classe “B”

Uma fonte de polarização de entrada não é requerida, já que a corrente quiescente da base é zero.

Uma R_B relativamente grande (18 $k\Omega$) é usada para limitar a dissipação do sinal de entrada do circuito de polarização. Assim, o circuito de polarização de entrada contém

somente um resistor de polarização, como se vê na figura 8-2.

No ponto quiescente, I_B e I_C são iguais a zero e V_{CE} é igual a $-9V$. Quando o sinal de entrada se torna negativo, polariza diretamente a junção emissor-base.

Na alternância positiva a junção emissor-base está polarizada inversamente. O transistor fica cortado e parte da corrente de entrada passa através de R_B , durante esta alternância.

Amplificador classe "C"

A operação em classe "C" é conseguida pela polarização inversa da junção de entrada do transistor. Com polarização inversa aplicada ao transistor, a corrente de base permanece em zero até que a corrente de entrada produza uma queda de tensão através da resistência de entrada. Esta queda de tensão deve estar com polaridade oposta à fonte de polarização do circuito de entrada e deve superar a tensão da fonte.

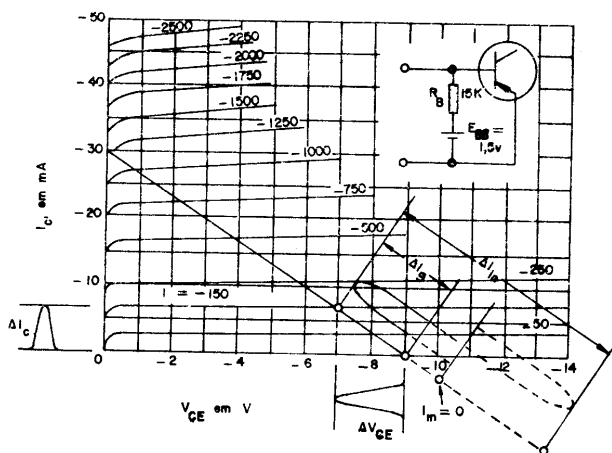


Figura 8-3 Circuito de entrada e formas de ondas em classe "C"

Na figura 8-3, I_B permanece em zero até que a corrente de entrada se torne igual a $-100\mu A$. Quando isto ocorre, a V_{BE} é igual a zero.

$$\begin{aligned} V_{BE} &= E_{BB} + (I_{in} \times R_B) = \\ &= 1,5V + (-100\mu A \times 15k) = \\ &= 1,5V + (-1,5V) = 0 \end{aligned}$$

Desta equação podemos deduzir que a junção emissor-base estará polarizada diretamente, quando a corrente de entrada for maior que $-100\mu A$. Um sinal de saída é obtido para a porção de corrente de entrada que é maior que $-100\mu A$

Na prática, um sinal de entrada muito maior será usado para obter amplificação em classe "C".

Na figura 8-4 vemos as formas de onda de saída, com relação às de entrada para cada classe de operação. Os sinais não foram mostrados com amplificação, nem com inversão de fase, pois nosso interesse está somente no período de condução.

CLASSE	FORMAS DE ONDAS DE ENTR.	FORMAS DE ONDAS DE SAÍDA	PERÍODO DE CONDUÇÃO
A ₁			360°
A ₂			340°
AB ₁			340°
AB ₂			320°
B			180°
B ₂			entre 120° e 180°
C			120°

Figura 8-4 Formas de onda de saída com relação às de entrada para cada classe de operação.

SISTEMAS DE ACOPLAMENTO

Um simples estágio amplificador, normalmente não é suficiente nas aplicações em aparelhos receptores, transmissores e outros equipamentos eletrônicos.

Um ganho mais elevado é obtido pelo acoplamento de vários estágios amplificadores.

Casamento de impedâncias

Para que haja a máxima transferência de sinal, o estágio de entrada deve ter a impedância equilibrada com a da fonte de sinal (microfone,

antena etc); e o estágio final deve ter a impedância equilibrada com a da carga(fone, alto-falante, linha de transmissão etc)

Da mesma forma, a impedância de saída de um estágio deve estar “casada” com a impedância de entrada do estágio seguinte.

Além do equilíbrio de impedância, é de vital importância isolar a passagem de corrente contínua, de uma etapa para outra.

Tipos de acoplamento

- A) Redes RC
- B) Transformadores
- C) Acoplamento por impedância
- D) Acoplamento direto

Acoplamento RC

A figura 8-5A apresenta um amplificador de dois estágios acoplados mediante uma rede RC.

O capacitor de acoplamento C_1 tem como primeira função isolar a tensão de CC presente no coletor do primeiro estágio, para que ela não apareça na base do transistor do estágio seguinte e, como segunda função transferir o sinal de um estágio para o outro.

O capacitor de acoplamento deve ter, também, uma reatância reduzida para as tensões de sinal e, portanto, seu valor de capacitância deve ser relativamente alto.

Os valores típicos de capacitância vão de 1 a $30\mu\text{F}$. É necessário que o valor do capacitor seja alto, por causa da baixa impedância de entrada do estágio seguinte.

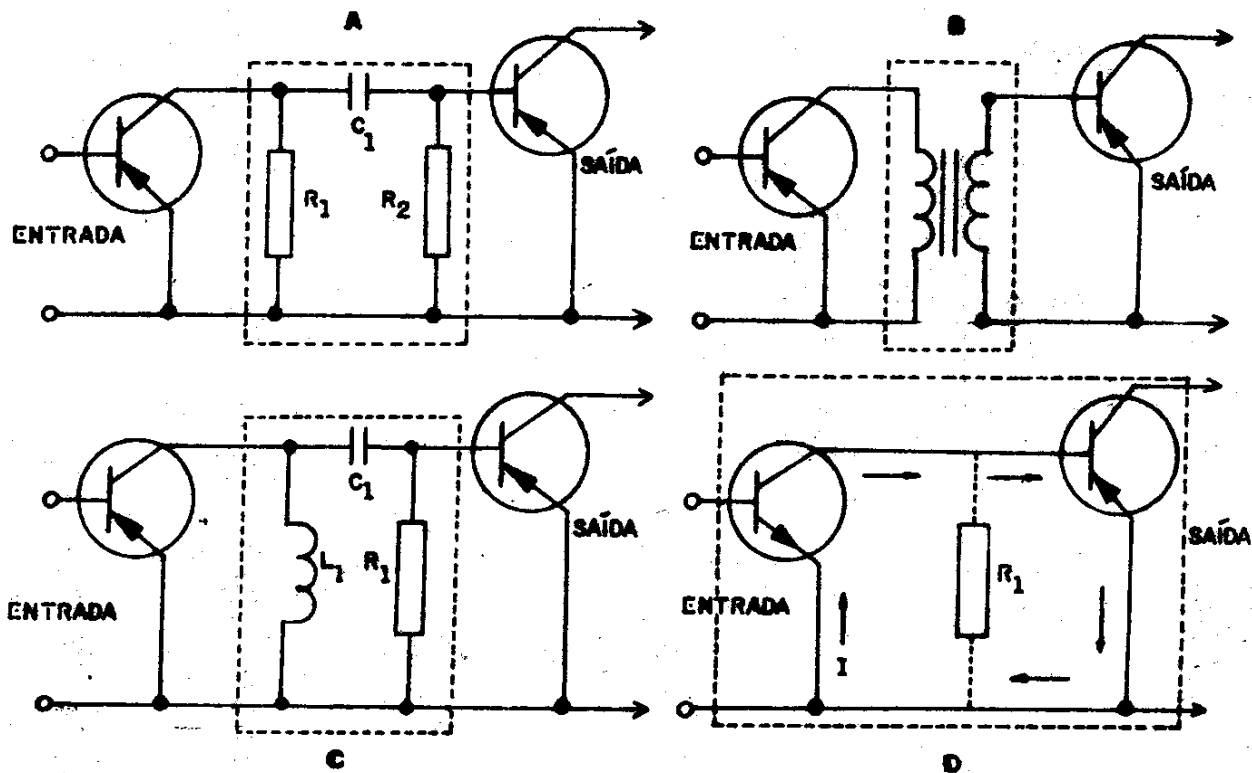


Figura 8-5 Amplificador com acoplamento RC

O sinal que sai do primeiro estágio, desenvolve-se no resistor R_B . O capacitor C_1 e o resistor R_1 constituem a rede RC de acoplamento entre os dois estágios.

A eficiência do amplificador acoplado mediante uma rede RC é baixa, por causa da dissipação de potência de CC no resistor de carga.

Resposta de frequência

As frequências muito baixas são atenuadas pelo capacitor de acoplamento, porque a sua X_C torna-se alta, com a diminuição da frequência. A resposta em altas frequências, para o transistor está limitada pelo efeito “Shunt” da capacitância emissor-coletor do

primeiro estágio, e da capacitância base-emissor do segundo estágio.

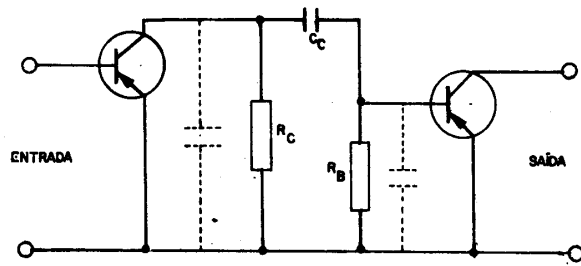


Figura 8-6 Capacitância entre os elementos do transistor

Observe na figura 8-6 que C_C e R_B estão em série e em baixas frequências e, que a X_C é consideravelmente alta, provocando assim o máximo de queda de sinal em C_C e o mínimo em R_B . No entanto, para as altas frequências, aparece uma X_C mínima, em paralelo com R_C , resultando numa resistência total mínima possibilitando o desvio de grande parte ou até mesmo de todo o sinal para a terra.

Vantagens e desvantagens do acoplamento por rede RC

O acoplamento RC é bastante usado em circuitos transistorizados, por oferecer uma boa resposta de frequência, sendo de simples confecção e preço relativamente baixo.

Porém, embora esse acoplamento ofereça uma boa resposta em frequência, não é o tipo de maior eficiência, em face das dificuldades em casar as impedâncias entre estágios.

Outra desvantagem desse tipo de acoplamento está no fato de apresentar grandes perdas quando usado em frequências muito baixas.

Acoplamento a transformador

No acoplamento a transformador o enrolamento do primário do transformador (T_1) é a impedância de carga do coletor do primeiro estágio.

O enrolamento secundário de T_1 desenvolve o sinal de CA, para a base do transistor do segundo estágio e também age como caminho de retorno de CC, da base.

A resistência muito baixa, no circuito de base, auxilia a estabilização da polarização no

ponto de operação de CC. Com um resistor na entrada do emissor, o fator de estabilidade de corrente é quase ideal.

Como não há resistor de carga de coletor para dissipar potência, a eficiência do amplificador acoplado a transformador se reduz, teoricamente, para 50%. Por este motivo, o processo de acoplamento a transformador é muito usado em equipamentos portáteis e operados com baterias.

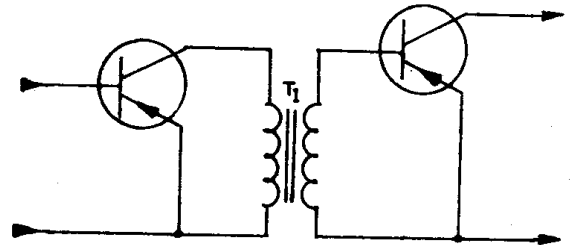


Figura 8-7 Acoplamento a transformador

Vantagens e desvantagens do acoplamento a transformador

Os transformadores facilitam o equilíbrio da carga de saída do transistor e o equilíbrio da fonte, à entrada do transistor, para se obter o máximo de ganho de potência, para um determinado estágio.

A resposta de frequência de um estágio acoplado por intermédio de transformador não é tão boa quanto a do estágio acoplado por rede RC.

A resistência “Shunt” do enrolamento primário, nas baixas frequências, causa a queda de resposta nestas frequências. Nas altas frequências, a resposta é reduzida pela capacitância de coletor e pela reatância de saída, entre os enrolamentos do transformador.

Além da resposta de frequência ser pobre, os transformadores são mais caros, mais pesados, e ocupam maior área que os resistores e capacitores empregados no acoplamento RC.

Portanto, o uso do acoplamento a transformador é limitado, normalmente, àquelas aplicações que requerem alta eficiência de potência de saída.

Acoplamento por impedância

O acoplamento por impedância é similar ao acoplamento por rede RC, com exceção de que o resistor de carga é substituído por um indutor (L_1), como apresentado na figura 8-8

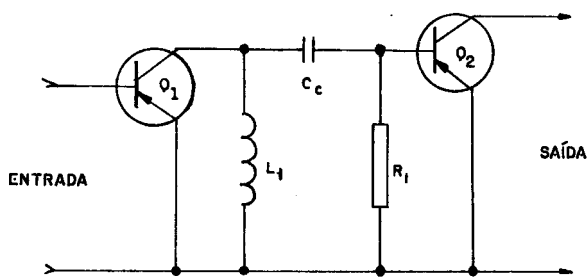


Figura 8-8 Acoplamento por impedância

A resistência de carga é somente a resistência do fio do enrolamento, o qual proporciona uma queda mínima de tensão de CC. Grandes valores de indutância devem ser usados, para que seja oferecida uma alta reatância, nas baixas frequências.

O ganho do estágio acoplado por impedância cresce com o aumento da frequência, já que a reatância indutiva é diretamente proporcional à frequência.

Na faixa de altas frequências, a reatância diminui, por causa da capacitância distribuída no circuito, que desvia o sinal.

Os campos magnéticos que cercam a impedância de carga podem causar, também, um acoplamento indesejável a outros circuitos. Por isso, esses campos devem ser controlados, através de indutâncias apropriadas.

Acoplamento direto

Quando o transistor de um estágio amplificador é ligado diretamente ao transistor do estágio seguinte dizemos que o acoplamento é direto, como mostrado na figura 8-9.

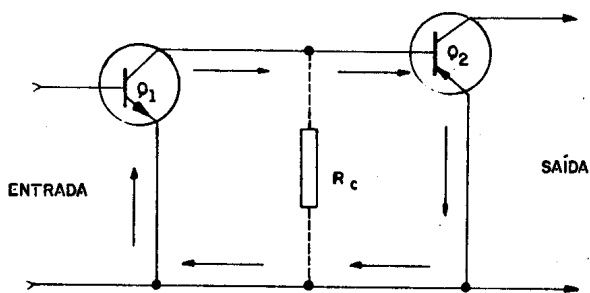


Figura 8-9 Acoplamento direto

Este tipo de acoplamento é usado para a amplificação de sinais chamados de "corrente contínua", em virtude da frequência ser muito baixa.

Observando o circuito da figura 8-9, vemos que um transistor PNP está ligado diretamente a um transistor NPN. A direção do

fluxo de corrente é indicada pelas setas. Se a corrente do coletor do primeiro estágio for maior que a corrente de base do estágio seguinte, devemos ligar o resistor R_C (carga do coletor), como está indicado pela linha tracejada.

Como o número de componentes necessários no amplificador acoplado diretamente é mínimo, teremos o máximo de economia e também a máxima fidelidade de sinal. Entretanto, o número de estágios que podem ser acoplados diretamente é limitado.

AMPLIFICADORES DE ÁUDIO BÁSICO

Antes de iniciarmos os estudos destes amplificadores, é interessante lembrar, que a finalidade de um amplificador é a de aumentar a tensão, a corrente, ou o nível de potência de um sinal, a um valor necessário, a fim de operar um dispositivo de saída.

Esse dispositivo pode necessitar de considerável energia ou pode exigir uma alta tensão, com baixa potência, para sua operação.

Os amplificadores de tensão (baixo nível) são estágios de amplificação projetados para produzir um grande valor de tensão, através da carga do circuito de coletor. Para produzir uma alta tensão, utilizável através de um circuito de carga, é necessário que a oposição à variação de I_C seja a máxima possível, qualquer que seja a carga (resistor, reatância ou impedância).

Os amplificadores de potência (alto nível) são estágios amplificadores, construídos para fornecer grandes quantidades de potência para a carga no circuito coletor.

Num amplificador de potência, deve haver uma grande corrente no circuito do coletor, uma vez que a potência é o produto da resistência, pelo quadrado da corrente.

Os pré-amplificadores são etapas de baixo nível, que se destinam à amplificação de sinais originários de dispositivos, tais como microfones, detectores, cápsulas magnéticas etc.

AMPLIFICADORES DE ÁUDIO TRANSISTORIZADOS

Os circuitos amplificadores de áudio são projetados especificamente para ampliar sinais da faixa de áudio frequência, isto é, sinais compreendidos entre 20 Hz e 20kHz.

O circuito de entrada de um amplificador transistorizado deve ser alimentado com a corrente de saída de um pré-amplificador. Neste caso, cada transistor é considerado como um amplificador de corrente ou potência, operando a um nível de corrente ou de potência, mais elevado que o nível do estágio anterior e menos elevado que o do estágio seguinte. Uma vez que os transistores são, essencialmente, dispositivos amplificadores de potência, seu uso nos circuitos de áudio é classificado nas categorias amplificador de áudio de baixo nível e amplificador de áudio de alto nível.

O nível de potência de um estágio amplificador de áudio é determinado pelos requisitos do projeto. Em alguns casos, os amplificadores de baixo nível (também chamados de amplificadores de sinal) podem operar com potências variando de “picowatts” até “miliwatts”, enquanto que em outras situações (amplificadores de potência) podem operar com vários Watts.

Circuito amplificador de áudio básico

O circuito da figura 8-10 apresenta um estágio amplificador básico de áudio.

A estabilização para esse amplificador é estabelecida pela corrente de base-emissor. Essa corrente cria uma tensão que polariza diretamente o circuito de entrada.

O resistor de base R_B limita a corrente de polarização estabelecendo assim o ponto quiescente.

Durante o semiciclo positivo do sinal de entrada a polarização direta diminui. Isso provoca uma conseqüente diminuição da corrente de coletor, através de R_L , e a tensão em R_L diminui. Assim, a tensão de coletor aumenta, em direção a um valor negativo de V_{CC} .

Durante o semiciclo negativo do sinal de entrada, a polarização direta aumenta. Isso faz com que a corrente através de R_L aumente, aumentando também a queda de tensão sobre a mesma, tornando negativa a tensão de coletor.

O capacitor C_1 acopla o sinal de entrada e o capacitor C_2 o sinal de saída.

R_E é o resistor de estabilização de emissor e está ligado em paralelo com o capacitor de desacoplamento C_E .

Ainda na figura 8-10 podemos ver que o sinal de saída está 180° defasado do sinal de entrada. Como o sinal de saída é maior que o sinal de entrada, há um ganho de tensão.

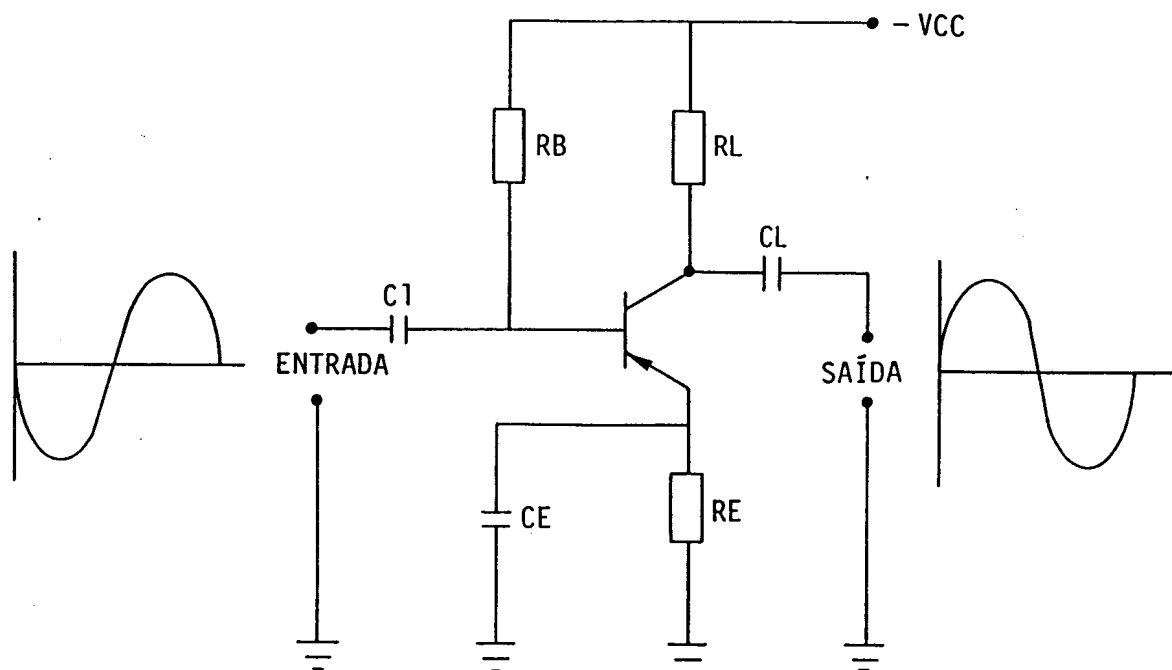


Figura 8-10 Amplificador de áudio básico

CAPÍTULO 9

OSCILADORES TRANSISTORIZADOS

INTRODUÇÃO

Os osciladores são dispositivos cuja função principal é transformar energia CC aplicada, em energia AC.

Para que haja essa transformação é necessário que parte do sinal de saída retorne à entrada de forma adequada, ou seja, é necessário que haja uma realimentação positiva (regeneração).

Além da necessidade de uma realimentação positiva, devem ser incorporados ao circuito oscilador a transistor, elementos determinantes da frequência e as necessárias tensões CC de polarização.

O transistor atua como uma chave e conduz periodicamente, sempre que a energia é realimentada desde o circuito sintonizado, a fim de manter as oscilações do circuito tanque.

Para determinar a frequência de operação do oscilador, podem ser incorporados ao circuito, conjuntos indutância-capacitância, um cristal ou ainda uma rede resistiva-capacitiva.

As tensões de polarização para o oscilador são as mesmas necessárias para um amplificador a transistor.

Um fator de suma importância é a estabilização do ponto "Q" do oscilador a transistor, pois a instabilidade da operação CC afetará consideravelmente a amplitude do sinal de saída, a forma de onda e ainda a estabilidade de frequência.

Os osciladores são usados para uma infinidade de aplicações, sendo as mais comuns o osciloscópio, o gerador de frequência variável, o injetor de sinais, a televisão, o rádio-transmissor, o receptor, o radar, o sonar etc.

Antes de estudarmos os osciladores eletrônicos, recordaremos os princípios básicos da oscilação.

PRINCÍPIOS DE OSCILAÇÃO

Oscilação mecânica

Todo equipamento que recebe ou transmite energia possui um dispositivo oscilador. O exemplo mais clássico de oscilação

mecânica é o pêndulo do relógio. Ele oscila mecanicamente de um lado para o outro com intervalos de tempo iguais, afastando-se do ponto central (ou de repouso) igualmente para os dois lados.

A figura 9-1 ilustra o movimento do pêndulo mediante uma onda senoidal.

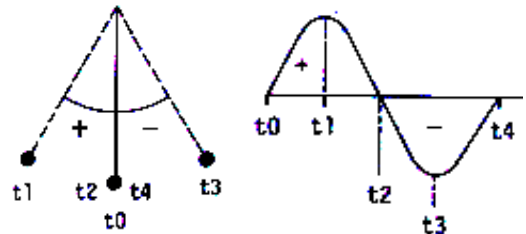


Figura 9-1 Movimento de um pêndulo simples

Por convenção dizemos que os movimentos à esquerda são positivos e à direita negativos. Esse movimento se manterá constante enquanto houver corda no relógio e se faltar corda o pêndulo inicialmente diminuirá a distância do ponto central até parar.

Como vimos na figura 9-1 o movimento do pêndulo pode ser comparado com uma onda senoidal. No caso da falta de corda do relógio a onda senoidal será uma "onda amortecida", como mostra a figura 9-2.

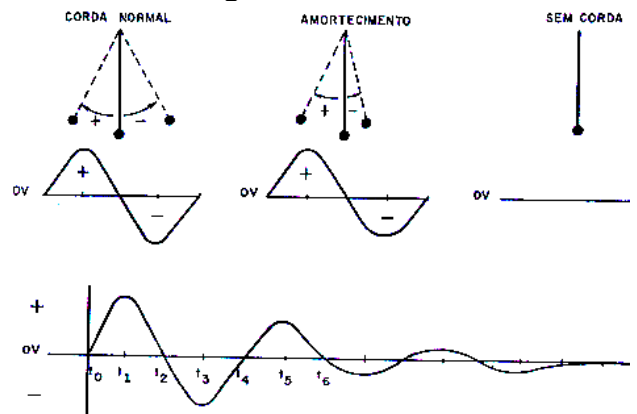


Figura 9-2 Formas de onda do pêndulo

A onda amortecida é uma onda senoidal, mas a amplitude dos ciclos sucessivos vai diminuindo gradativamente, porém, os intervalos de tempo se mantêm constantes, como pode ser visto na figura 9-2.

Se quisermos evitar o amortecimento da onda senoidal ou a parada do movimento

devemos adicionar mais energia ao sistema. No caso do relógio, dar mais corda antes que o mesmo pare definitivamente.

Oscilação eletrônica

Como foi dito anteriormente o oscilador eletrônico transforma a energia CC em energia CA. Para que haja essa transformação é necessário que parte do sinal de saída retorne à entrada de forma adequada, ou seja, é necessário que haja uma realimentação positiva.

O transistor funciona como uma chave e conduz periodicamente sempre que a energia é realimentada desde o circuito sintonizado, a fim de manter as oscilações do circuito tanque.

Para obtenção da frequência de operação do oscilador podem ser incorporados ao circuito, conjuntos indutância-capacitância, um cristal ou ainda uma rede resistiva capacitiva. As tensões de polarização para o oscilador são as mesmas necessárias para um amplificador a transistor.

Um fator muito importante no projeto de osciladores é a estabilização do ponto "Q" do circuito, pois a instabilidade de operação CC afetará a amplitude do sinal de saída bem como a sua frequência. Os circuitos osciladores são largamente usados em radiocomunicação e em eletrônica industrial.

Tanques ressonantes

A oscilação eletrônica é feita por um circuito que consiste de uma bobina e um capacitor ligados em paralelo.

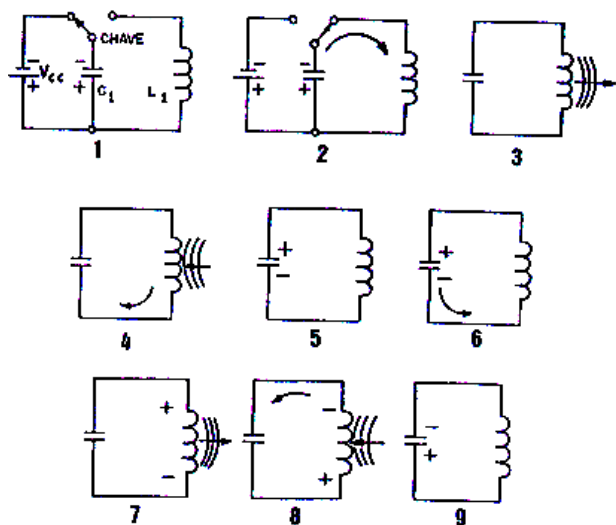


Figura 9-3 Funcionamento do circuito oscilador

Funcionamento

Para entendermos como a oscilação se processa, consideremos o que ocorre ao se carregar o capacitor da figura 9-3.

- 1º Passo – O capacitor C_1 se carrega com o valor de V_{CC} , com a polaridade indicada.
- 2º Passo – O capacitor C_1 se descarrega sobre o indutor L_1 .
- 3º Passo – A energia está agora acumulada no indutor, em forma de campo magnético.
- 4º Passo – L_1 induz uma corrente no mesmo sentido mostrado no segundo passo.
- 5º Passo – O capacitor C_1 se carrega com polaridade contrária à do segundo passo.
- 6º Passo – O capacitor se descarrega sobre L_1 com corrente oposta à do segundo passo.
- 7º Passo – A energia está novamente acumulada em L_1 em forma de campo magnético.
- 8º Passo – O indutor induz uma corrente no mesmo sentido do passo 6.
- 9º Passo – O capacitor C_1 fica carregado novamente conforme o passo 1.

Se o capacitor e o indutor fossem ideais (sem perdas), esse processo continuaria indefinidamente, mas na prática não é isso o que ocorre, pois o indutor e o capacitor apresentam uma resistência a qual dissipa parte do sinal em forma de calor, havendo portanto a necessidade de ligar a chave novamente na bateria, a fim de carregar mais uma vez o capacitor C_1 compensando a referida perda de energia.

REQUISITOS DO CIRCUITO OSCILADOR

Amplificador

O circuito oscilador é basicamente um amplificador que sofre uma realimentação, ou seja, para gerar uma energia CA, uma porção da energia de saída do amplificador a transistor deve ser retornada ao circuito de entrada, com uma correta relação de fase, para dar uma

realimentação regenerativa com a energia de entrada.

A energia enviada à carga será a energia de saída (E_s) menos a energia de realimentação (E_r):

$$E_c = E_s - E_r$$

A potência de realimentação (E_r) não é a potência de saída, pois a rede de alimentação age como um atenuador, causando perdas no sinal realimentado.

Na figura 9-4 temos o diagrama bloco do oscilador, com as potências E_c , E_s e E_r e o resistor de realimentação.

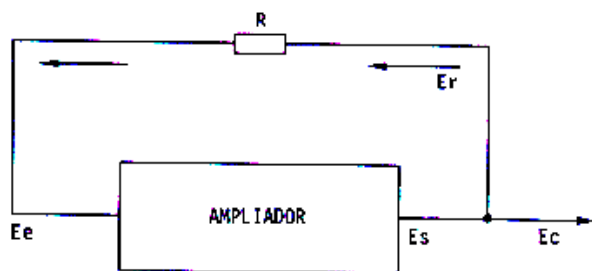


Figura 9-4 Representação em bloco do oscilador

Como citado anteriormente o resistor “R” simula um atenuador para o sinal realimentado.

Se o oscilador necessita, para seu funcionamento de um sinal de entrada (E_e) de 2 mW, sendo a perda na rede de realimentação de 1 mW, a potência do sinal de realimentação deverá ser, no mínimo de 3 mW, ou seja:

$$E_e = E_r - \text{perdas}$$

Quando a potência no amplificador é menor que a unidade, ocorrem oscilações amortecidas que vão se tornando cada vez menores até desaparecerem completamente.

Por exemplo, suponhamos que não haja atenuação do sinal realimentado e que o ganho de potência do amplificador seja 0,9.

Para um sinal de entrada de 1mW, a potência de saída do primeiro pulso seria de 0,9 mW. Se toda essa potência fosse realimentada para a entrada e fosse amplificada, a potência do segundo pulso seria de 0,81 mW.

Realimentando essa potência para a entrada, teríamos um pulso de 0,73 mW na saída, e assim sucessivamente. Como vemos, o

resultado seria um sinal de saída cada vez menor. Concluindo, para manter a oscilação, o fator de ganho de potência do amplificador deve ser maior que a unidade.

CIRCUITOS OSCILADORES BÁSICOS

Oscilador Armstrong

O oscilador Armstrong é o mais simples dos osciladores a transistor. Seu circuito é mostrado na figura 9-5

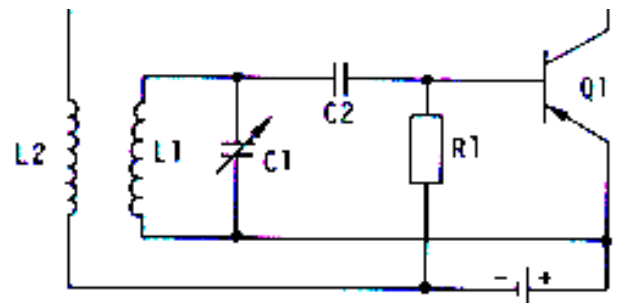


Figura 9-5 Oscilador Armstrong

Estando o circuito energizado, qualquer pequena variação na corrente de emissor é ampliada por Q_1 e aparece no coletor com uma variação maior.

A variação de corrente através da bobina de coletor (L_2) gera um campo magnético, que é induzido em L_1 . Essa tensão variável é acoplada por C_2 à base de Q_1 , onde é ampliada.

Essa tensão ampliada é novamente aplicada à bobina L_2 que por sua vez a induz em L_1 e assim, sucessivamente.

Este ciclo continuará até que a tensão induzida em L_1 seja suficientemente grande para tornar a base de Q_1 positiva em relação ao emissor. Quando isso ocorre a junção base-emissor fica polarizada inversamente e Q_1 entra em corte. O campo magnético nas bobinas torna-se agora estacionário e não há mais tensão induzida em L_1 .

O capacitor C_2 que se carregou com a tensão induzida, se descarrega através de R_1 . Tão logo se tenha descarregado até um valor suficientemente baixo, que permita ao transistor conduzir novamente, o ciclo de operação se repete.

R_1 e C_2 são selecionados para dar uma constante de tempo que forneça tensão de polarização suficiente para manter Q_1

inoperante durante quase todo ciclo exceto nos picos negativos da tensão de entrada.

A frequência de oscilação é determinada por L_1 e C_1 e L_2 é a bobina de realimentação.

R_1 fornece passagem para a corrente de polarização e C_2 acopla o sinal para o circuito de base e bloqueia a componente CC do mesmo.

A frequência de oscilação do tanque ressonante é calculada pela seguinte fórmula:

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}} = \frac{0,159}{\sqrt{Lc}}$$

Oscilador Hartley

Neste circuito a realimentação é obtida através de uma indutância e temos osciladores desse tipo, alimentados em série e em paralelo. Essas alimentações se referem ao método de obtenção da polarização de coletor.

No circuito alimentado em série a corrente constante e a variável passam pelo circuito tanque.

A figura 9-6 mostra o oscilador Hartley

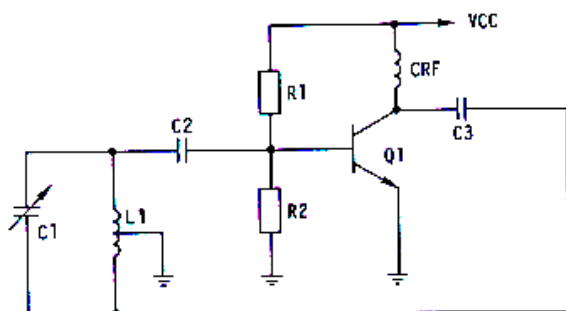


Figura 9-6 Oscilador Hartley

Ao aplicarmos energia ao circuito flui uma corrente instantânea através de Q_1 que é acoplada por C_3 à parte inferior de L_1 . Esta parte de L_1 gera um campo magnético e induz uma tensão na parte superior da mesma, fazendo com que a parte superior do tanque fique positiva.

Isso faz com que a polarização direta da junção base-emissor aumente, fluindo então maior corrente, até que Q_1 atinja a saturação. Neste ponto o capacitor C_1 estará carregado com sua placa superior positiva e a parte inferior de L_1 deixará de induzir tensão, uma vez que não haverá mais nenhuma corrente variável através dela.

A partir daí C_1 começa a se descarregar e quando estiver totalmente descarregado, teremos a energia em forma de campo. Este campo por sua vez, induzirá uma corrente que irá carregar C_1 novamente com polaridade oposta à anterior. Quando a tensão do tanque ultrapassar, em sentido oposto, a polarização base-emissor o transistor entrará em corte.

C_1 começará a se descarregar novamente e o transistor Q_1 sairá do corte. Nesse ponto, com a descarga de C_1 , a parte superior de L_1 estará novamente menos negativa. Teremos então a repetição do ciclo.

O transistor conduz aproximadamente 120° , isto é, permanece em corte a maior parte do ciclo. Ele conduz somente no momento preciso, para repor energia, que é consumida pelos componentes do circuito.

No circuito da figura 9-6, C_1 e L_1 constituem o circuito tanque ressonante.

R_1 e R_2 são os componentes que fornecem a polarização para o transistor Q_1 .

O capacitor C_2 bloqueia a CC e acopla as oscilações para Q_1 , que por sua vez amplifica essas oscilações.

C_3 bloqueia a CC e acopla as variações para L_1 .

O CRF é um “Choque de Radiofrequência” que serve para evitar que as oscilações atinjam a fonte CC.

L_1 (parte inferior) é a bobina de realimentação.

A fórmula para determinação da frequência de oscilação é a mesma usada para o oscilador Armstrong, ou seja:

$$F_o = \frac{0,159}{\sqrt{Lc}}$$

Isto, uma vez que o circuito tanque deste oscilador é constituído pelo conjunto L_C .

Oscilador Colpitts

O oscilador Colpitts assemelha-se ao oscilador Hartley, alimentado em paralelo. A diferença está em que o Colpitts, ao invés de ter o conjunto de indutância dividida, para se obter a realimentação, usa um conjunto de capacitância dividida.

O oscilador Colpitts é mostrado na figura 9-7.

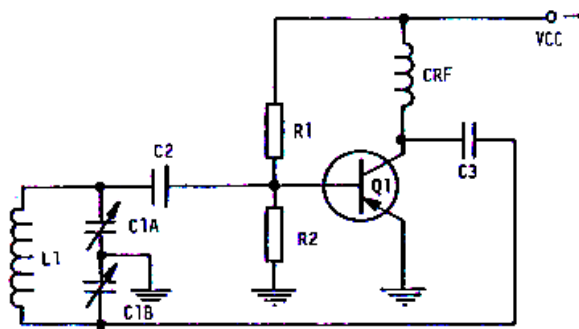


Figura 9-7 Oscilador Colpitts

Os resistores R_1 e R_2 dão a polarização ao transistor Q_1 . O capacitor C_2 bloqueia a componente CC do sinal e acopla as oscilações do tanque à base de Q_1 , que por sua vez amplia essas oscilações.

C_1B constitui o componente que realimenta o circuito tanque e C_3 , além de bloquear a componente CC, acopla as variações do coletor Q_1 ao circuito tanque que é formado por L_1 , C_1A e C_1B .

Oscilador a cristal

Quando certos cristais são comprimidos ou expandidos em direções específicas, os mesmos geram cargas elétricas em suas superfícies. Este fenômeno é chamado de efeito piezoelétrico.

Se um cristal piezoelétrico, geralmente quartzo, possui eletrodos localizados nas faces opostas e se um potencial é aplicado entre esses eletrodos, serão exercidas forças que farão com que o cristal vibre mecanicamente num movimento de contração e expansão.

Estas vibrações é que darão origem ao aparecimento de cargas elétricas nas superfícies desses cristais.

Para oscilarem perfeitamente, os cristais devem ainda ser submetidos a um tratamento de laboratório, onde sofrerão um determinado tipo de corte, que é um dos fatores determinantes da frequência de oscilação.

Tipos de cristais

Podemos dizer que a maioria dos cristais apresenta o efeito piezoelétrico, mas poucos são adequados para serem usados como equivalentes de circuitos sintonizados para fins de frequência.

Entre esses poucos cristais encontram-se o quartzo, o sal de Rochelle e a Turmalina.

Dos três tipos citados o sal de Rochelle é o que tem atividade piezoelétrica mais ativa, ou seja, gera uma maior quantidade de tensão por uma dada pressão mecânica. Estas substâncias, porém, são mecânica e eletricamente instáveis, o que as torna inadequadas para o controle de frequências em circuitos osciladores.

Normalmente, em circuitos osciladores o cristal usado é o quartzo, devido ao seu baixo custo, robustez mecânica e a pouca variação de frequência em função da temperatura.

É um dos materiais mais permanentes que se conhece, sendo quimicamente inerte e fisicamente resistente.

De todos os materiais encontrados é o mais satisfatório, embora sua faixa de operação esteja limitada entre 50 kHz e 50 MHz, ou seja, fora da faixa de áudio.

Relação entre frequência, espessura e largura

A frequência de oscilação fundamental de um cristal depende da largura, da espessura e do tipo de corte do cristal. Quanto mais delgado for o cristal, mais elevada será a frequência de oscilação.

A frequência fundamental de oscilação é dada pela fórmula

$$F = \frac{K}{T}$$

onde: F – Frequência, em MHz;

K – Constante que depende do tipo de corte do cristal;

T – Espessura, que é dada em milésimos de polegada.

A fórmula anterior se refere à vibração com relação a espessura, porém podemos calcular a frequência de oscilação com relação a largura, para isso basta substituir na fórmula dada, a espessura (T) do cristal pela largura(W) do mesmo. De tal modo que temos:

$$F = \frac{K}{W}$$

onde: W é a largura em milésimos de polegada.

A tabela das constantes de frequência (K) para quatro diferentes tipos de cortes é dada a seguir.

CORTES	(K)
X	112,6
Y	77,2
AT	66,2
BT	100,7

Figura 9-8 Tabela dos valores de “K” em função do corte do cristal

Circuito equivalente do cristal

Em sua frequência de ressonância o cristal comporta-se como um circuito sintonizado, no que se refere aos circuitos elétricos a ele associados. Portanto um cristal pode ser substituído por um circuito equivalente, o qual é mostrado na figura 9-9.

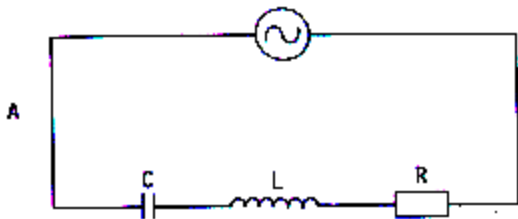


Figura 9-9 Circuito equivalente de um cristal sem placas

A figura 9-9 mostra um circuito equivalente de um cristal desprezando-se o efeito das placas que o envolverem.

A figura 9-10 mostra o circuito equivalente de um cristal colocado entre suas placas. Nesta figura vemos o aparecimento da capacitância “C” que representa a capacitância das placas.

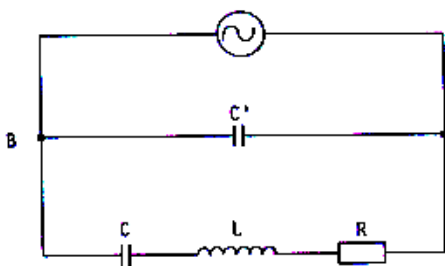


Figura 9-10 Circuito equivalente de um cristal entre as placas

Circuitos osciladores a cristal

O oscilador Armstrong a cristal funciona de maneira semelhante ao oscilador Armstrong elementar.

Com a inserção do cristal na trajetória de realimentação, consegue-se um aumento na estabilidade da frequência de operação. O cristal é o elemento determinante da frequência de operação, de tal modo que para se obter frequências diferentes, outros cristais deverão ser usados.

A figura 9-11 mostra o oscilador Armstrong a cristal.

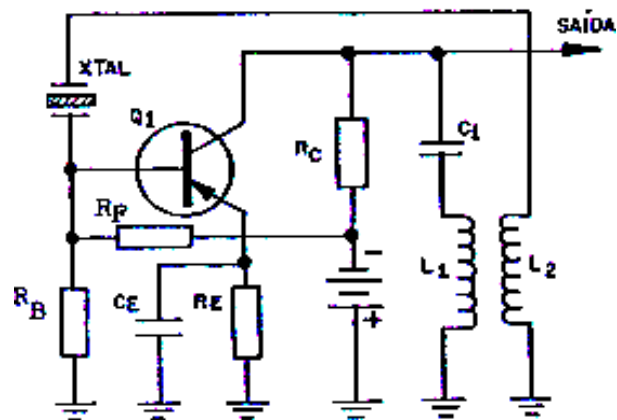


Figura 9-11 Circuito do oscilador Armstrong a cristal

Na figura 9-11 as bobinas L_1 e L_2 são responsáveis pela realimentação.

Os resistores R_B , R_F e R_C fornecem a polarização ao transistor Q_1 .

O resistor R_E é desacoplado pelo capacitor C_E , para tensões CA. A impedância do cristal aumenta fora da frequência de ressonância ou de operação, com isso tem-se uma redução na realimentação total, o que evita que o cristal oscile em outra frequência diferente daquela de ressonância.

Oscilador Colpitts

A figura 9-12 mostra um oscilador a cristal na configuração base-comum com a realimentação fornecida do coletor para o emissor, através do capacitor C_1 . Os resistores R_B , R_C e R_F dão as condições adequadas de polarização para o circuito. O capacitor C_2 desacopla o resistor R_B nas tensões CA.

A frequência de oscilação desse circuito não é determinada somente pelo cristal, mas

também pela capacitância em paralelo formada pelos capacitores C_1 e C_E . Estes capacitores são normalmente grandes, a fim de reduzir as capacitâncias de entrada e de saída do transistor e assim tornas as oscilações independentes das mudanças dos parâmetros do transistor.

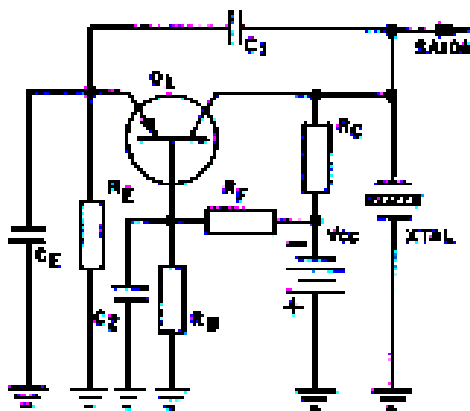


Figura 9-12 Circuito do oscilador Colpitts a cristal

MULTIVIBRADOR ASTÁVEL

Introdução

Com o desenvolvimento dos sistemas eletrônicos, houve a necessidade de se criar circuitos que operem ou que forneçam sinais não senoidais. Esses sinais podem ser definidos como variações momentâneas de tensão ou correntes. Estes sinais incluem tensões de onda quadrada, onda retangular ou pulsos.

O multivibrador é um circuito eletrônico capaz de produzir uma tensão de saída em forma de onda quadrada ou retangular. Estes sinais podem ser contínuos, como uma cadeia repetitiva de ondas quadradas ou simples pulsos produzidos em intervalos retangulares de tempo.

Existem diversos tipos de multivibradores, cada um elaborado para uma aplicação específica.

Os circuitos multivibradores são atualmente muito usados em receptores de TV, osciloscópios, computadores e sistemas digitais em geral.

Circuito multivibrador astável

O circuito multivibrador astável é aquele que não necessita de pulsos de excitação na entrada, para o seu funcionamento. Basicamente o circuito é formado por dois transistores que

conduzem alternadamente. Enquanto um dos transistores é levado ao corte o outro é levado à saturação, pois o corte de um transistor produz um pulso que satura o outro.

Se todos os componentes do circuito fossem exatamente iguais e se os transistores conduzissem exatamente a mesma quantidade de corrente, na prática o circuito nunca oscilaria.

O início das oscilações dá-se devido ao fato de que na prática os elementos nunca são exatamente iguais.

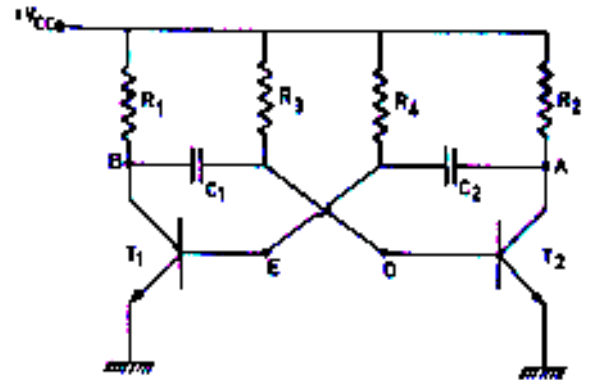


Figura 9-13 Multivibrador astável

Funcionamento

Ao conectarmos ao circuito a fonte de alimentação V_{CC} , os capacitores C_1 e C_2 que estavam descarregados, começarão a se carregar através dos resistores R_1 e R_2 fechando-se o circuito através das bases de T_1 e T_2 . A figura 9-13 ilustra melhor esse processo.

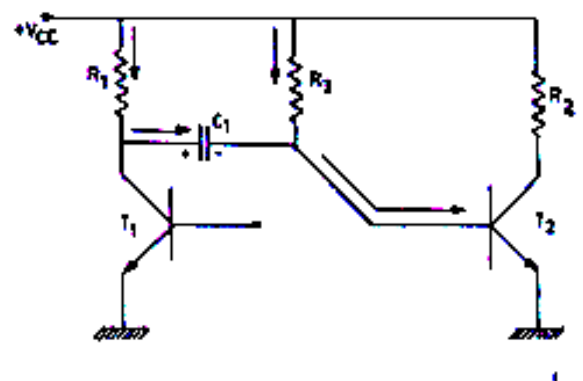


Figura 9-14 Circuito do multivibrador

Para que possamos compreender melhor o funcionamento do circuito, vamos estabelecer as seguintes condições:

a) Quando T_1 ou T_2 estiverem cortados, a tensão nos pontos A e B, será aproximadamente a da V_{CC} .

b) Quando T_1 ou T_2 estiverem saturados, a tensão nos pontos A ou B da figura 9-13 será aproximadamente 0,3 volts, recebendo a denominação de V_{CE} de saturação.

c) Quando T_1 ou T_2 estiverem cortados, a tensão V_{BE} de início de condução (0,6V), caracterizando o estado em que se encontram T_1 e T_2 .

d) Quando T_1 ou T_2 estiverem saturados, a tensão V_{BE} de T_1 ou T_2 será denominada V_{BE} de saturação, e seu valor 0,7V

De posse dessas condições, ficará mais simples descrevermos o comportamento do circuito apresentado.

Como ponto de partida, vamos considerar o instante "t0", admitindo que nesse instante T_1 esteja cortado e T_2 saturado, logo teremos no ponto B da figura 9-13 uma tensão igual a V_{CC} e no ponto A igual a 0,3V.

Consideremos agora o estado do circuito após decorrido um tempo "t", ou seja: $t = t_0 + t$.

Ainda com relação às condições adotadas temos que o ponto A estará praticamente em terra (0,3V), logo, C_2 se descarregará através do coletor de T_2 ,

carregando-se em sentido contrário, agora através de R_4 elevando desta maneira o potencial do ponto E, fazendo com que T_1 que estava cortado, caminhe para a saturação.

T_1 indo para a saturação, leva T_2 para o corte, dessa maneira o ponto B será de aproximadamente 0,3V (praticamente o ponto B estará em terra), e o capacitor C_1 se descarregará pelo coletor de T_1 , carregando-se agora em sentido contrário por R_3 .

Desta forma o potencial do ponto D irá aumentar e T_2 será levado à saturação fazendo com que T_1 vá para o corte, estabelecendo-se assim um estado oscilatório.

A figura 9-15 mostra as formas de onda de saída do multivibrador astável.

Como principais características do multivibrador astável podemos citar:

- tem sua frequência de oscilação controlada pelas constantes de tempo de carga e descarga dos capacitores.
- a saída pode ser retirada de qualquer um dos coletores dos dois transistores usados.

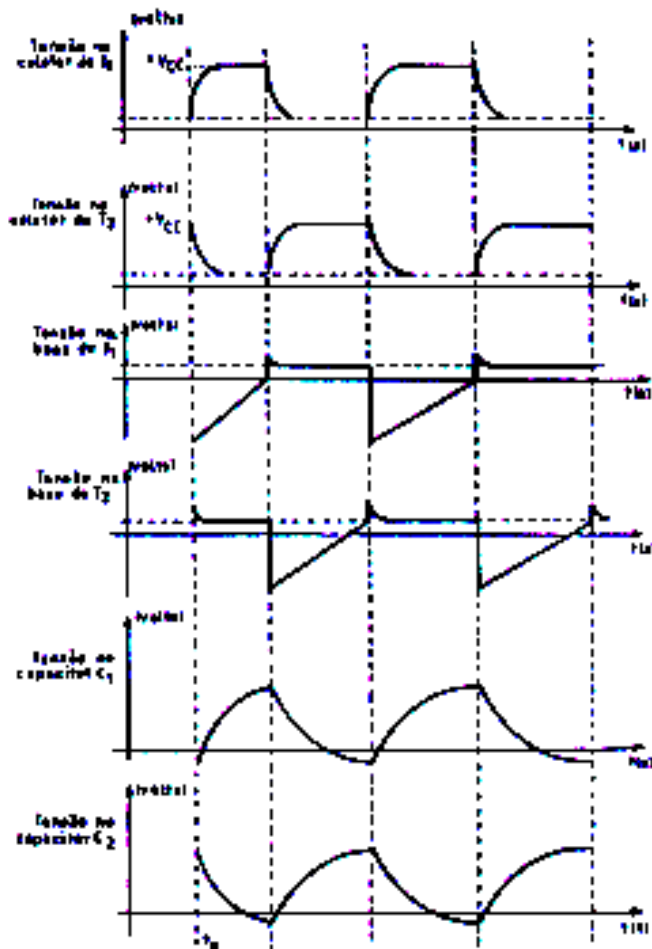


Figura 9-15 Formas de onda de saída do multivibrador astável

TRANSISTORES ESPECIAIS

INTRODUÇÃO

Os laboratórios das grandes fábricas de dispositivos semicondutores procuram continuamente melhorar as características e diminuir as limitações dos transistores utilizados e também descobrir novos tipos com características diferentes que permitam aplicações até então fora do campo dos transistores e, de maneira geral, dos semicondutores.

Foram então criados numerosos tipos de transistores, muitos dos quais baseados no mesmo princípio de operação do transistor bipolar, mas, fabricados por meio de técnicas novas ou modificações das técnicas já conhecidas. Outros tipos de transistores baseiam-se em princípios diferentes do transistor bipolar. São esses tipos que estudaremos a seguir.

TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO

O transistor de efeito de campo, conhecido como TEC ou FET (Field Effect Transistor), apresenta características elétricas bastante interessantes que permitem sua utilização numa gama muito grande de aplicações práticas.

A diferença fundamental entre os transistores de efeito de campo e os de junção convencionais é que nos primeiros, a corrente é dada pelo fluxo de portadores de um só tipo. Por este motivo, os transistores de efeito de campo são conhecidos como transistores unipolares em contraposição aos demais que são bipolares.

Construção física

O mais comum dos transistores de efeito de campo é o tipo de junção, também chamado de TECJ ou JFET. A figura 10-1 ilustra uma seqüência da constituição física do TEC. Ele é formado por uma minúscula barra de silício, que pode ser tipo "N" ou "P", formando o que é conhecido com o nome de canal.

Em cada extremo da barra são feitos contatos ôhmicos que são chamados de dreno (*drain*) ou fonte (*source*). No centro, em torno

da barra, é aplicada uma camada de silício do tipo oposto ao do material do canal (tipo N ou P). Neste material é feito contato ôhmico, formando a porta ou gatilho (*gate*).

A figura 10-2 ilustra a constituição física dos transistores TECJ com canais tipo N e P e os respectivos símbolos. Conforme o material do canal seja do tipo N ou P, a seta aponta respectivamente, para dentro ou para fora do transistor.

No TEC canal P, por exemplo, a seta é dirigida para fora do transistor. Com efeito, se o material do canal é do tipo N, o gatilho é formado de material tipo P e, portanto, a seta aponta para dentro.

NOTA: Usaremos indistintamente as seguintes nomenclaturas: porta ou gatilho (P de porta ou G de gatilho); fonte ou supridor (S de *source* ou de supridor).

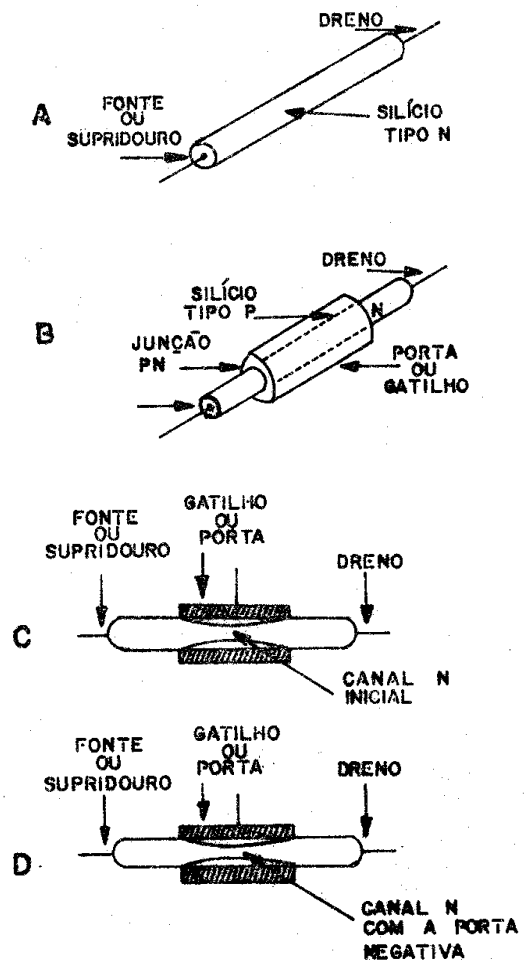


Figura 10-1 Seqüência da constituição física do TEC canal N

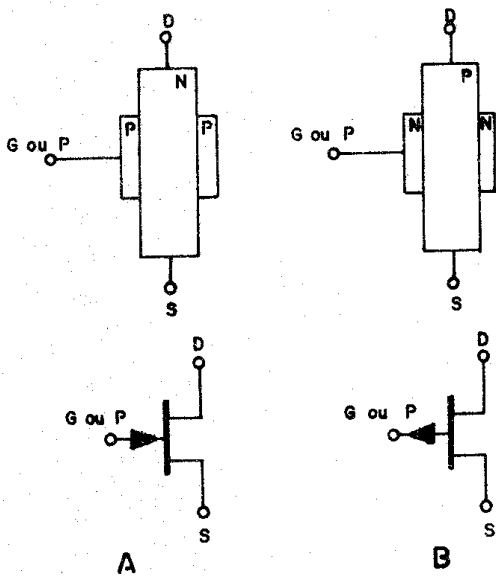


Figura 10-2 Constituição física e símbolos dos transistores TEC canal tipo N e canal tipo P

Funcionamento

Podemos observar, na figura 10-3, a polarização normal de funcionamento do TEC canal tipo N.

O gatilho, normalmente polarizado inversamente em relação à fonte, faz com que a entrada tenha alta impedância. A tensão aplicada ao gatilho tem alto poder de controle sobre a corrente fonte-dreno, por causa do aumento da área de depleção e redução da área efetiva de condução.

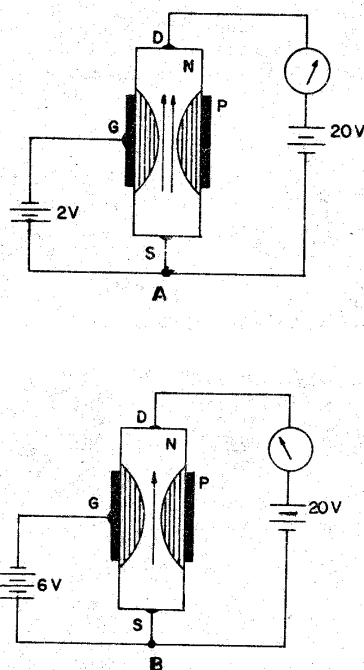


Figura 10-3 Variação da corrente em função da polarização inversa

Podemos observar, em A da figura 10-3, onde a polarização é somente de 2 volts, que a corrente através do canal do transistor é grande; ao contrário, em B, onde temos a tensão de $-6V$ no gatilho, a corrente é bem menor. A diferença entre um TEC canal N e outro de canal P é a inversão da polaridade de todas as tensões, da mesma forma como nos transistores comuns do tipo PNP e NPN.

Curvas características

A figura 10-4 mostra as curvas características de um TEC típico canal N.

Observamos que a corrente de dreno é máxima, ou seja, a corrente de saturação (8 mA), quando a polarização entre gatilho e supridor é igual a zero.

Quando aumentamos a polarização inversa, a corrente no dreno diminui gradativamente até chegar a zero. Isto acontece quando a tensão é de $-6V$ aproximadamente. Esta polarização inversa, necessária para suprimir totalmente a corrente através do transistor, é chamada de tensão de corte.

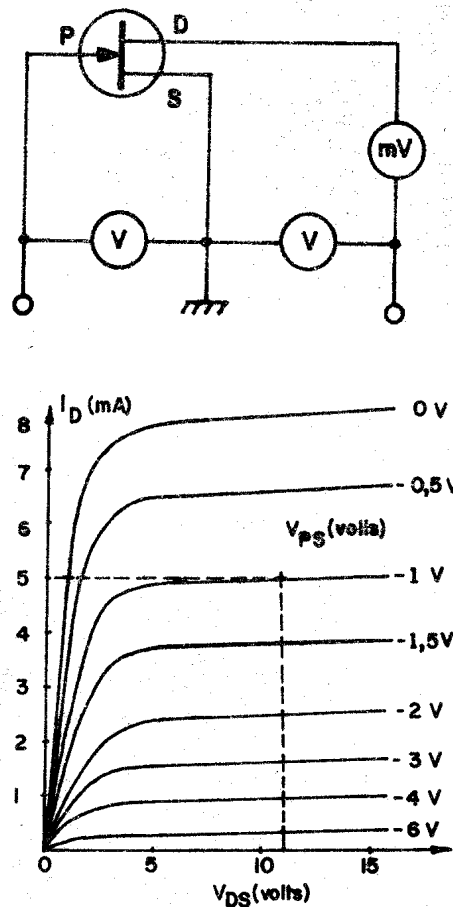


Figura 10-4 Curvas características de um TEC canal N

Esta tensão de corte, para a maioria dos transistores TEC está situada entre -6 e $-10V$.

Podemos também verificar, através de curvas, que a variação de tensão do dreno acima do joelho (5 volts) tem pouca influência sobre a corrente de dreno (I_D).

Pelo espaçamento regular que se obtém com polarizações até -2 volts nota-se que o transistor pode amplificar sinais pequenos com um mínimo de distorção.

A resistência interna entre dreno e fonte varia conforme a polarização; assim, temos com zero volts no gatilho (porta) uma resistência interna por volta de 150 ohms, enquanto que com polarização inversa acima de -6 volts obtém-se valores superiores a 1000 megohms.

O TEC, da mesma forma como os transistores comuns, também pode ser usado em 3 configurações, sendo que a mais usada é o supridor ligado à massa, que corresponde ao circuito emissor à massa.

Como podemos observar, o circuito é muito semelhante ao de um amplificador usando válvula triodo.

A autopolarização do TEC pode ser feita da mesma maneira como na válvula, isto é, pelo resistor do supridor. Por exemplo, se escolhermos o ponto de trabalho do transistor em 5 miliampéres e verificarmos, pelas curvas características, que para isso é necessária uma polarização no gatilho de -1 volt, o resistor de supridor (R_1) deve ter um valor de:

$$R_1 = \frac{1V}{0,005 A} = 200 \text{ ohms}.$$

O resistor é normalmente escolhido em função da frequência de trabalho. O resistor R_2 corresponde à resistência de carga (R_L). A fase do sinal de saída está 180 graus invertida em relação ao sinal de entrada.

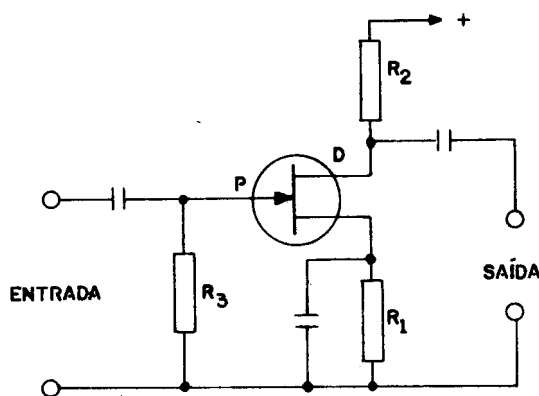


Figura 10-5 Amplificador típico com TEC

A principal vantagem do transistor de efeito de campo diz respeito à sua impedância de entrada que, na realidade, é dada pela impedância de um diodo inversamente polarizado, podendo atingir, dependendo do tipo do TEC, valores tão altos como centenas de megohms. Isto possibilita aplicações impossíveis para os transistores bipolares.

Finalmente devemos apresentar outro tipo de transistor de efeito de campo, o chamado IGFET (Insulated Gate Field Effect Transistor), também chamado MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

O funcionamento deste transistor é diferente do anterior no sentido de que, com tensão V_{GS} nula, não há nenhuma condução no dreno.

Quando aplicamos uma tensão positiva, por exemplo, no caso da figura 10-6, surge na superfície da região N um canal tipo P, correspondente ao dreno e à fonte, possibilitando, então, o deslocamento de buracos entre a fonte e o dreno.

A vantagem deste tipo de transistor é a elevadíssima impedância de entrada, e é com este tipo que se consegue obter os valores mais elevados.

Outra extraordinária vantagem deste último tipo de FET é que ele possibilita a fácil fabricação de complexos arranjos integrados com aplicações sem limites no campo digital.

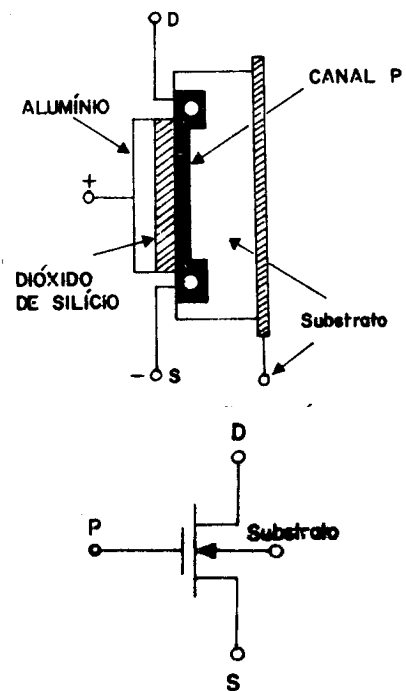


Figura 10-6 Constituição e símbolo do MOSFET canal P

TRANSISTOR DE UNIJUNÇÃO

O transistor de junção única (TJU ou UJT) é um dispositivo semiconductor de três terminais que tem sua principal aplicação em circuitos osciladores não senoidais e de comutação.

A figura 10-7 mostra a constituição física e o símbolo do transistor de unijunção. Ele é constituído por uma pequena barra de silício do tipo N, na qual são feitos contatos ôhmicos nos extremos que são denominados Base 1 (B_1) e Base 2 (B_2) e na parte lateral é feita uma junção PN, na qual também é feito um contato ôhmico, o que constitui o emissor. Eletricamente, o TJU atua como divisor resistivo de tensão, entre B_1 e B_2 e um diodo no centro.

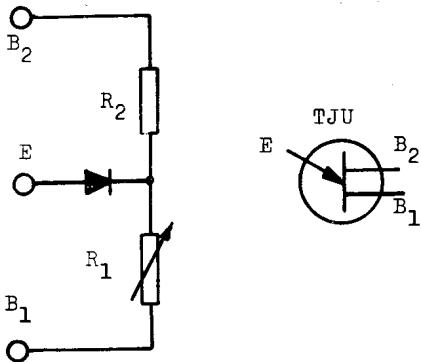
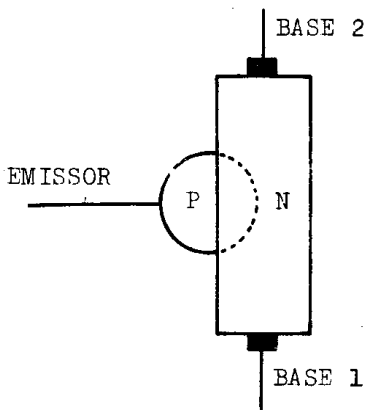


Figura 10-7 Construção física, circuito equivalente e símbolo elétrico do TJU

Curvas características

Vimos que entre as bases B_1 e B_2 , o dispositivo apresenta a característica de um resistor comum. Quando a base B_2 está aberta, isto é, quando I_{B2} é igual a zero, temos apenas no circuito a junção E- B_1 , polarizada diretamente pela bateria V_{EE} . Isto significa que,

quando I_{B2} for igual a zero, a curva característica relacionando I_E e V_E será a de um diodo comum, como podemos observar na "curva 1" da figura 10-8.

Devemos observar que nesta figura a corrente I_E está representada no eixo das abscissas e a tensão V_E no eixo das ordenadas, o que explica o aparecimento diferente da "curva 1" de um diodo comum.

Além disto, devemos salientar que a "curva 2" foi traçada para uma dada tensão V_{BB} , obtendo-se curvas com aspecto semelhante para diferentes tensões de V_{BB} .

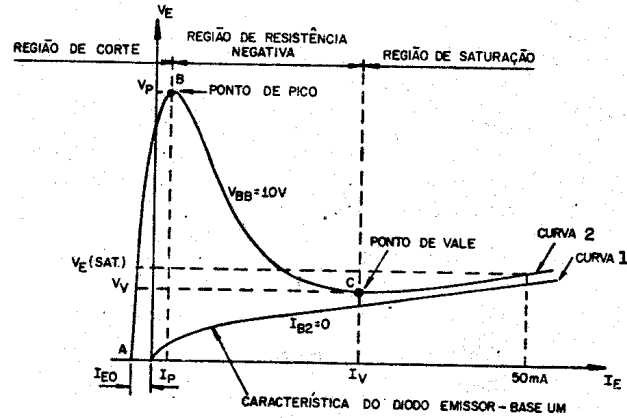


Figura 10-8 Curvas características de um transistor unijunção

Partindo do ponto "A", à medida que a tensão V_E aumenta, a corrente vai aumentando lentamente até que seja atingido o ponto "B" (chamado de ponto de pico), a partir do qual a tensão diminui e a corrente aumenta. Portanto, o trecho BC é caracterizado pelo fato, aparentemente contraditório, de uma diminuição da tensão provocar um aumento de corrente.

Isto é explicado se considerarmos que, no trecho BC , o dispositivo apresenta uma resistência negativa, característica esta que permite a aplicação do transistor de unijunção em osciladores (geradores dentes-de-serra, multivibradores, etc).

A figura 10-9 mostra as curvas características de saída do transistor de unijunção.

Podemos observar a relação entre a corrente I_{B2} e a tensão de saída, entre as bases, para diferentes valores da corrente no emissor (I_E).

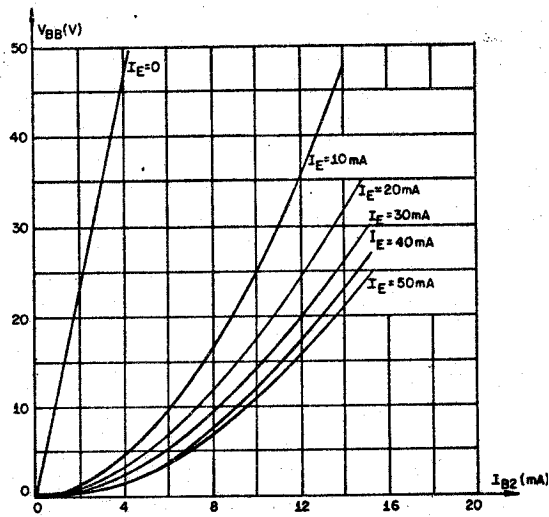


Figura 10-9 Curvas características de um transistor de unijunção, relacionando I_{B2} , V_{BB} e I_E

Aplicação

Um exemplo simples da aplicação do TJU é o circuito da figura 10-10 que é um oscilador de relaxação.

Quando o interruptor é ligado, a ação divisora de tensão, da resistência da barra de silício do TJU, da base um e da base dois, em série produz uma queda de 12 volts, aproximadamente, entre a base um e o lado N da junção do emissor.

Neste momento, a tensão do emissor é zero, por causa do capacitor C_1 . O capacitor C_1 começa a adquirir carga através do resistor R_1 . Quando a tensão do capacitor chega a 12 volts, a junção do emissor se polariza diretamente e começará a fluir uma corrente pela base um, reduzindo a resistência interna. Esta ação descarrega a energia armazenada no capacitor, através do resistor R_3 . Logo, o ciclo se repete e o capacitor se recarrega e volta a descarregar-se.

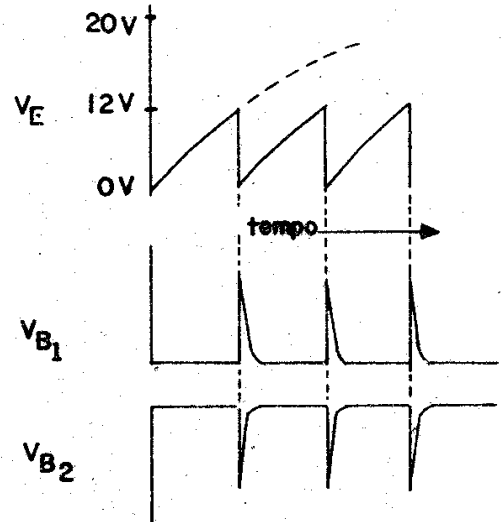
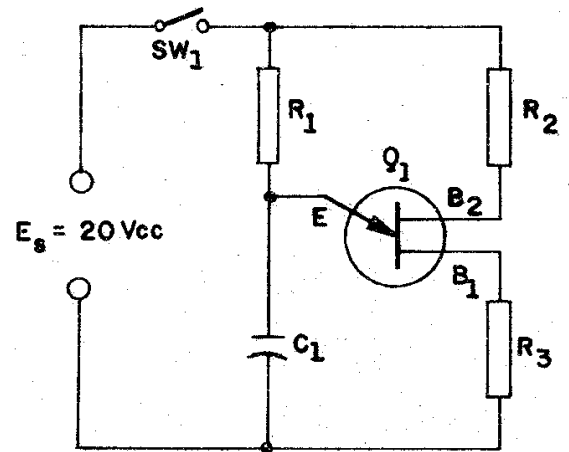


Figura 10-10 Oscilador de relaxação

Cada vez que o emissor se polariza diretamente, diminui a resistência total entre as bases um e dois, o que permite um aumento na corrente que passa pelo TJU.

Como resultado, na base um aparecerá um pulso positivo e na base dois um pulso negativo, no momento em que o capacitor se descarrega. Assim temos no emissor uma onda dente-de-serra.

CIRCUITOS INTEGRADOS

INTRODUÇÃO

Com a invenção do transistor os projetistas puderam produzir equipamentos eletrônicos menores, mais versáteis e de maior confiabilidade. Porém o transistor foi apenas o primeiro passo para um avanço tecnológico ainda maior, a implementação do circuito integrado monolítico.

Os circuitos integrados, com as funções próprias de um circuito completo, em um espaço comparável ao que antes era ocupado por um único transistor, estão convertendo-se nos componentes básicos dos equipamentos eletrônicos.

Para a construção de um circuito integrado efetua-se uma série de operações de difusão gasosa e centenas de circuitos integrados são produzidos simultaneamente em uma pastilha de silício, com cerca de 3 cm de diâmetro.

MICROELETRÔNICA

Na eletrônica sempre houve uma tendência de miniaturização dos equipamentos. O aparecimento do transistor e do diodo semicondutor depois da guerra, incentivou mais o desenvolvimento dessa miniaturização.

A utilização dos elementos semicondutores em miniatura foi possível devido às características do transistor permitir o funcionamento dos circuitos com baixa tensão e potência.

A montagem de transistores e outros componentes em pequenas placas de circuitos impressos proporcionou uma redução significativa no tamanho e peso dos equipamentos.

O resultado, mesmo em miniatura era, todavia, convencional no que se refere à montagem dos diversos componentes, formando o que se poderia chamar de micromontagem. A partir daí as pesquisas se desenvolveram, chegando atualmente à chamada microeletrônica.

Um circuito integrado é um caso particular de microeletrônica, recebendo essa denominação um conjunto inseparável de componentes eletrônicos, em uma única

estrutura, a qual não pode ser dividida sem que se destruam suas propriedades eletrônicas.

Os circuitos integrados de semicondutores podem ser divididos em dois grupos: os circuitos monolíticos e os circuitos híbridos. Nos circuitos monolíticos todos os componentes dos circuitos são fabricados por meio de uma tecnologia especial dentro de uma mesma pastilha de silício, enquanto que nos circuitos híbridos, várias pastilhas são colocadas em um mesmo invólucro e são conectadas entre si.

TÉCNICA DE FABRICAÇÃO DE CIRCUITOS INTEGRADOS MONOLÍTICOS

Como mencionado anteriormente os circuitos integrados monolíticos são aqueles em que todos os componentes do circuito são fabricados simultaneamente em um único cristal de silício com menos de 1mm^2 de área.

O processo usado atualmente para a fabricação de CI (circuito integrado), é baseado na técnica de difusão do silício, que foi desenvolvida para a fabricação de transistores de silício.

Inicialmente o material é um cristal de silício simples, do tipo P ou do tipo N, como mostrado em "A".

As técnicas de difusão permitem a introdução de impurezas nas profundidades e larguras desejadas no material inicial. A penetração vertical das impurezas é controlada pela temperatura de difusão e pelo tempo. O controle lateral de difusão torna-se possível pela combinação das propriedades de vedação do dióxido de silício com as técnicas fotoquímicas.

Quando determinadas regiões do tipo N são difundidas em um material inicial do tipo P, como mostrado na figura "B", são formados núcleos isolados no circuito.

Os diodos formados pela substância P e os núcleos do material tipo N, fornecem o isolamento elétrico entre os núcleos.

A difusão de regiões adicionais do tipo P e do tipo N formam transistores, como mostrado na figura "C".

As fases básicas às quais é submetido o silício, durante o processo de fabricação do CI são mostradas na figura 11-1

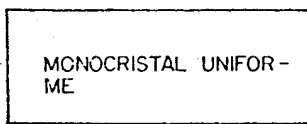


Fig. A - Placa de silício que é usada como material inicial para um circuito integrado

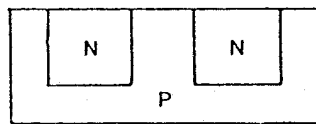


Fig. B - Difusão das regiões tipo N para proporcionar nodos isolados de circuitos

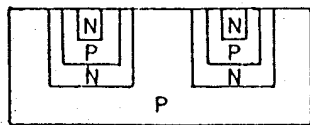


Fig. C - Difusão das regiões adicionais tipos P e N para formar transistores

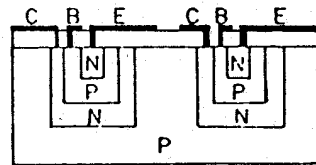


Fig. D - Adição de contatos metálicos aos transistores

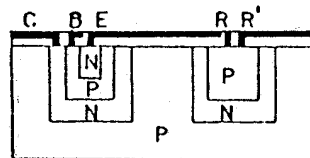


Fig. E - Conexão a região tipo P para formar resistores integrados

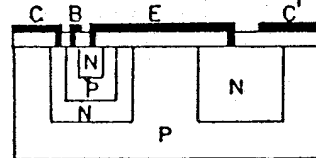


Fig. F - Uso de óxido como dielétrico para formar capacitores integrados

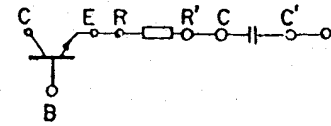
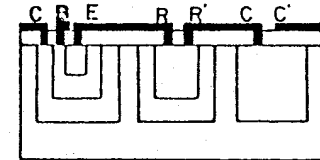


Fig. G - Bloco de silício já terminado contendo transistores, resistores e capacitores.

Figura 11-1 Fases do processo de fabricação do CI

A placa de silício é então, revestida com uma camada de óxido isolante. Essa camada é aberta nos pontos adequados, para permitir a metalização e a interconexão, como mostrado na figura "D".

Quando se necessita de resistores no circuito, a difusão do emissor do tipo N é omitida e dois controles ôhmicos são estabelecidos para uma região do tipo P, formada simultaneamente com a difusão da base, como mostrado na figura "E".

Quando se necessita de capacitores, o próprio óxido é usado como dielétrico, como mostrado na figura "F".

A figura "G" mostra a combinação de três tipos de elementos em uma placa simples.

Devido ao fato do processo básico de fabricação dos circuitos integrados ser idêntico ao usado para fabricar transistores, estes em um circuito integrado feito por esse processo são similares aos convencionais. Por outro lado, os resistores dos circuitos integrados são completamente diferentes dos comuns.

Nos resistores comuns os diferentes valores ôhmicos são obtidos variando-se a resistência do material condutor, já nos circuitos integrados a resistência do material não pode variar para se obter valores diferentes de resistores, porque a resistência do material é determinada pelo valor requerido para a

fabricação do transistor, e seu valor ôhmico depende basicamente de sua forma geométrica.

O valor do resistor é determinado pelo produto de sua espessura "S" de difusão pela razão entre o comprimento "L" e a largura "W", ou seja:

$$R = S \cdot \frac{L}{W}$$

O valor da capacitância de um capacitor integrado é dado pelo produto de uma superfície "A" e a razão entre a constante dielétrica "E" do material difundido e a espessura do óxido "d", ou seja:

$$C = A \cdot \frac{E}{d}$$

TIPOS DE ENCAPSULAMENTO E CONTAGEM DE PINOS

O invólucro de um circuito integrado desempenha quatro funções importantes:

- Protege a pastilha de silício contra a ação do meio ambiente, que de certo modo pode alterar as características do CI;
- Protege mecanicamente a pastilha do circuito integrado;
- Possibilita um meio simples de interligar o CI com os outros componentes do circuito;

d) Dissipa o calor dentro da pastilha, durante o funcionamento do CI.

Na figura 11-2 são mostrados alguns dos invólucros usados na prática.

Os dois primeiros CI's possuem invólucro do tipo "dual" em linha, sendo a cápsula geralmente de material plástico e moldada em torno dos terminais do suporte onde a pastilha de silício foi montada.

O último CI mostrado na figura possui invólucro do tipo TO (metálico), extensivamente usado em muitos tipos de transistores.

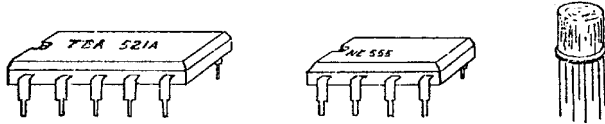


Figura 11-2 Invólucros usados em CI's

A contagem de pinos de circuitos integrados com encapsulamento do tipo "dual" é feita, contando-se a partir do guia de referência no sentido anti-horário como mostrado na figura 11-3

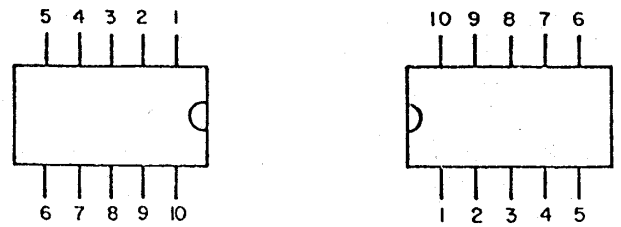


Figura 11-3 Contagem de pinos em CI's

Já para o CI com encapsulamento do tipo TO a contagem é feita do pino guia para a direita no sentido horário, quando a vista interior de sua base estiver voltada para o observador. Essa contagem é mostrada na figura 11-4.

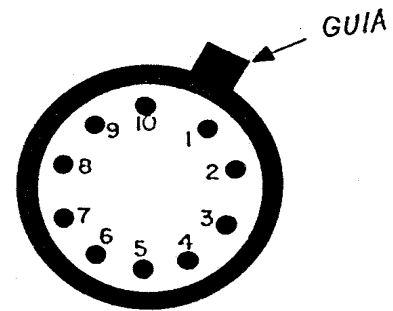


Figura 11-4 Contagem de pinos para CI com encapsulamento do tipo TO.

SENSOR DE UMIDADE

Existem certos materiais semicondutores cuja resistência varia com a umidade relativa do ar. Estes materiais têm um certo padrão específico de carga elétrica em suas moléculas e os níveis de energia entre elas são controlados mediante a umidade do ar.

Este tipo de dispositivo semicondutor é fabricado na forma de película delgada, depositada sobre os eletrodos que estão dispostos um ao lado do outro. A resistência entre os eletrodos varia com a quantidade de umidade do meio ambiente, pela qual é possível medir a umidade relativa do ar.

A figura 12-1 mostra a curva característica, dada pelo fabricante. Por essa curva pode-se observar que o sensor de umidade apresenta uma resistência elevada que decresce rapidamente com o aumento da umidade.

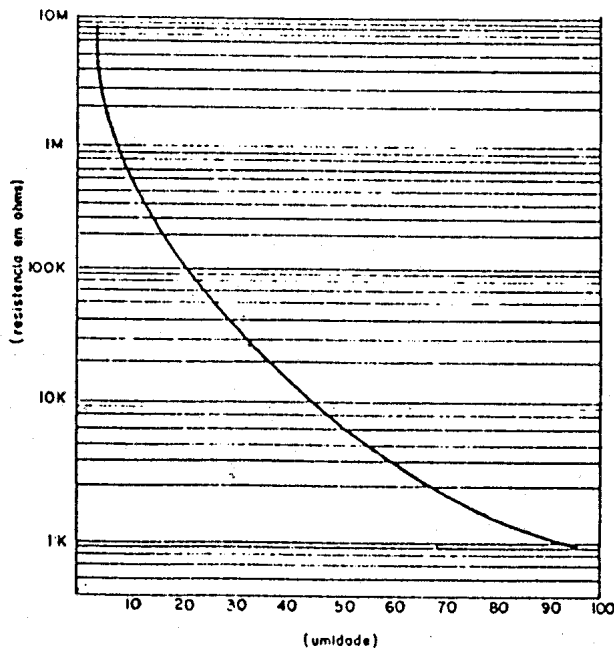


Figura 12-1 Curva de variação da resistência com a umidade

A figura 12-2 mostra um circuito que pode ser usado, por exemplo, para medir a umidade relativa do ar de um depósito de componentes eletrônicos.

A lâmpada L₁ acenderá todas as vezes que a umidade do ar atingir níveis prejudiciais aos componentes eletrônicos do depósito.

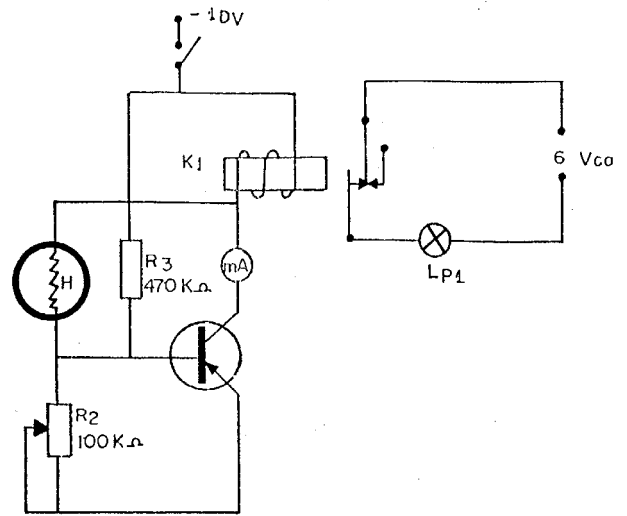


Figura 12-2 Circuito medidor da umidade relativa do ar

O circuito da figura 12-2 possui o funcionamento descrito a seguir.

Havendo um aumento da umidade relativa do ar, a resistência do sensor de umidade diminui, ocasionando um aumento da polarização direta base-emissor e com isso também um aumento de I_C.

Se o miliamperímetro estiver graduado em porcentagem de umidade do ar, teremos desta forma uma indicação precisa dessa umidade.

Porém, se a umidade do ar continuar a aumentar, o relé K₁ será ativado através do aumento de I_C, fazendo com que a lâmpada L₁ acenda, indicando que a umidade está sendo prejudicial aos componentes.

TERMISTORES

Os termistores são componentes eletrônicos que têm a capacidade de alterar a resistência ôhmica com a variação da temperatura.

Existem termistores com coeficiente de temperatura positiva (PTC) e negativo (NTC), ou seja, no primeiro caso teremos um aumento de resistência quando ocorrer um aumento de temperatura e no segundo caso teremos uma diminuição no valor ôhmico do termistor quando ocorrer um aumento de temperatura.

Os termistores são amplamente utilizados em circuitos de polarização de transistores pois neste caso, eles compensariam as variações da polarização devido ao aumento ou diminuição da temperatura.

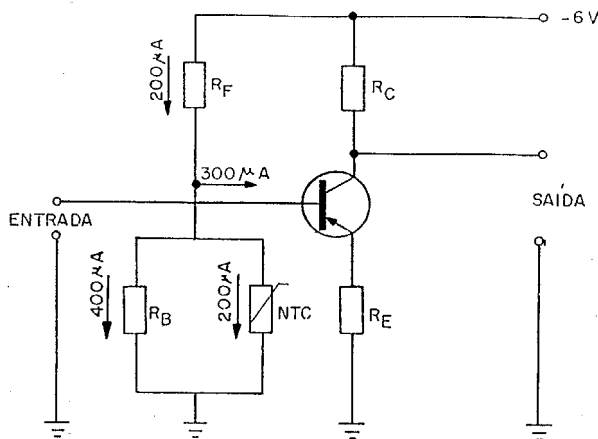


Figura 12-3 Circuito com estabilização de polarização

Os termistores com coeficiente negativo de temperatura (NTC) são os mais utilizados.

Um circuito com estabilização de polarização através de um NTC é mostrado na figura 12-3.

A tensão V_{BE} do circuito é 0,2V e a I_B é 300 μ A. Com o aumento da temperatura ambiente a I_C tende a aumentar devido ao aumento da I_{CO} .

Porém, esse aumento da temperatura afeta também o NTC, diminuindo sua resistência, ocasionando um aumento da corrente através dele.

Essa maior corrente solicitada aumenta a queda de tensão em R_F , diminuindo a V_{BE} e com isso menores serão a I_B e a I_C .

O resultado é que este dispositivo tende a manter o circuito no seu ponto de operação.

A figura 12-4 a seguir mostra as curvas características de um NTC e um PTC respectivamente.

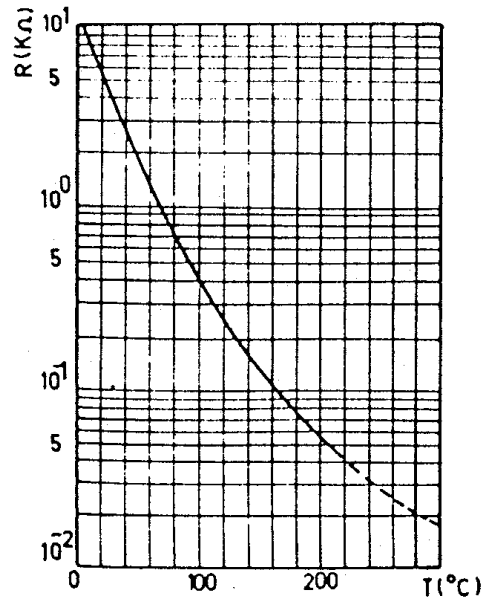
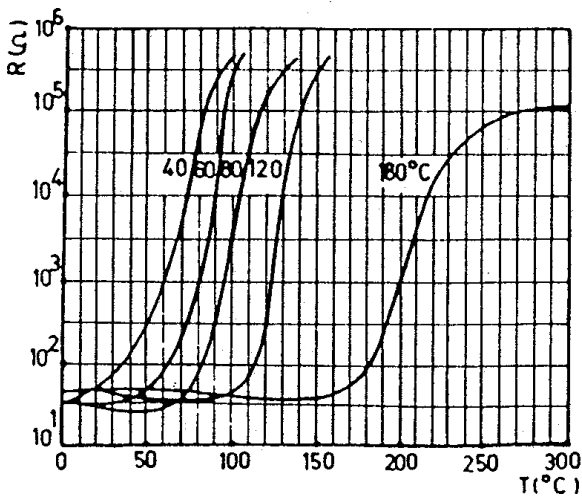


Figura 12-4 Curvas características de um NTC e de um PTC

DISPOSITIVOS FOTOSSENSÍVEIS

Diz-se que um dispositivo é fotosensível se o mesmo alterar suas características mediante a incidência de luz.

Dentro do grupo de componentes fotosensíveis, destacam-se as células fotoelétricas que podem ser a gás ou a vácuo, as células fotocondutivas que podem ser do tipo fotorresistor, fotodiodo e fototransistor e as células fotovoltaicas.

Células fotocondutivas

Estas células baseiam-se no fenômeno descrito a seguir, que ocorre quando um fluxo luminoso incide sobre um material semiconductor.

Quando isso acontece, os fótons (partículas que compõem a luz) podem fornecer aos elétrons energia suficiente para produzir a ruptura das ligações covalentes, um elétron abandona a ligação deixando uma lacuna em seu

lugar. Portanto a ação dos fótons ocasiona a produção de pares elétron-lacuna, o que provoca o aumento da condutividade no semiconductor.

Este fenômeno é conhecido como fotocondutividade.

Entre os dispositivos que funcionam baseados no fenômeno da fotocondutividade temos os fotorresistores, fotodiodos e os fototransistores.

Fotorresistores

Os fotorresistores são constituídos de material semiconductor.

Quando um fluxo luminoso incide sobre eles a sua condutividade aumenta, ou seja, a sua resistência diminui.

Os materiais mais utilizados para a construção dos fotorresistores são o sulfato de cádmio e o sulfeto de chumbo.

Os fotorresistores são caracterizados pelas iniciais LDR (Light Dependent Resistor), ou seja, resistor dependente da luz.

Os fotorresistores são geralmente aplicados em circuitos para a operação de relés.

A figura 12-5 ilustra esse processo.

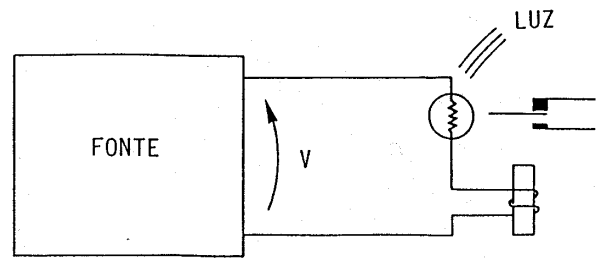


Figura 12-5 Circuito de aplicação do fotorresistor

Quando não há fluxo luminoso, a resistência do LDR é alta e a corrente que circula na bobina do relé não é suficiente para acioná-lo. Quando um fluxo luminoso incide sobre o fotorresistor a sua resistência diminui, a corrente aumenta atingindo um valor suficiente para acionar o relé.

Conseqüentemente, com esse simples circuito é possível efetuar o controle automático de portas, alarmes de segurança, controles de iluminação de ambientes etc.

Fotodiodo

Os fotodiodos são constituídos de maneira análoga aos diodos de função já estudados..

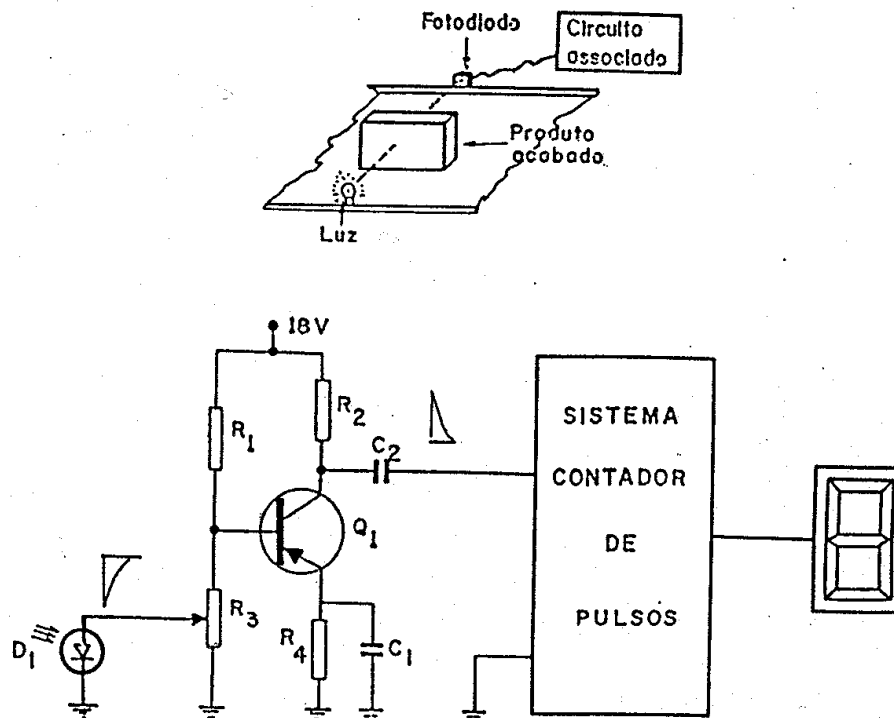


Figura 12-6 Aplicação do fotodiodo

A única diferença é que a função PN é influenciada pela intensidade da luz, através de uma janela de material transparente adaptada na parte superior de seu invólucro.

Alguns fotodiodos possuem nesta janela uma pequena lente convergente que concentra ainda mais os feixes de luz.

O fotodiodo, em condições normais é polarizado no sentido inverso e, portanto, circula através do diodo apenas a corrente de fuga.

Quando um feixe luminoso incide na função, são quebradas ligações covalentes, aumentando a concentração de portadores minoritários e conseqüentemente, a corrente de fuga aumenta.

Esse aumento da corrente vai atuar num circuito acoplado ao fotodiodo.

O circuito da figura 12-6 tem por objetivo processar a contagem de produtos que estão sendo transportados por uma correia

O fluxo luminoso proveniente de uma lâmpada é interrompido quando o produto se interpõe entre a lâmpada e o fotodiodo.

Quando isso ocorre a corrente através do diodo diminui, fazendo com que a tensão estática aplicada na base do transistor amplificador aumente. Isso provoca um aumento da polarização direta base-emissor, logo, a I_C aumenta, fazendo com que a tensão coletor-terra diminua.

Desta forma temos na saída do circuito um pulso que é acoplado ao contador. Estes pulsos serão registrados pelo contador, o qual informará a quantidade de objetos.

Fototransistores

Esses dispositivos são constituídos por duas funções PN acondicionados num invólucro, tendo uma pequena lente que converge o fluxo luminoso sobre a função base-emissor, a qual é denominada função fotossensível.

Quando a luz incide em sua função base-emissor sua condutividade aumenta, ocasionando um aumento na corrente de coletor.

Quanto mais intenso for o fluxo luminoso, mais intensa será a corrente de coletor.

Devido a sua amplificação, o fototransistor fornece dez vezes mais corrente que o fotodiodo, sob as mesmas circunstâncias.

Os fototransistores possuem as mesmas aplicações dos fotodiodos tais como a leitura ótica, controle automático de brilho etc. Todavia, apresentam a vantagem de não necessitar de ampliação adicional.

Células fotovoltaicas

Como o nome indica, essas células produzem uma tensão elétrica quando submetidas a ação de um fluxo luminoso.

Uma das aplicações mais típicas das células fotovoltaicas é nos chamados fotômetros que são instrumentos usados pelos fotógrafos para obterem informações sobre a iluminação do ambiente.

Quando a luz incide sobre a fotocélula, que é normalmente de selênio, é produzida uma tensão que é aplicada a um milivoltímetro graduado em unidades de intensidade de luz.

Bateria solar

Uma aplicação moderna de grande importância das células fotovoltaicas é nas chamadas “baterias solares”.

Células são colocadas, em grande número, lado a lado e ligadas de maneira conveniente, em série, em paralelo ou em combinação série-paralelo.

Quando exposto à luz solar, o conjunto pode fornecer energia suficiente para o funcionamento dos instrumentos de um farol, de uma estação meteorológica e principalmente de um satélite artificial.

REGULADORES DE TENSÃO

O DIODO ZENER COMO REGULADOR DE TENSÃO

O diodo Zener é um dispositivo semicondutor, de dois terminais, diferente dos diodos comuns, tanto na sua construção física, quanto no seu funcionamento.

O Zener possui uma junção maior que a do diodo comum, o que possibilita uma dissipação de potência.

Quanto ao seu funcionamento, foi projetado para operar na região inversa da curva característica e assim sendo, sua polarização normal é a polarização inversa.

Apesar do seu funcionamento diferir um pouco do diodo comum, o Zener pode operar do mesmo modo que o diodo anteriormente estudado.

Os diodos que operam na região inversa da curva característica são chamados Zener, ou diodo de referência, ou ainda diodo de avalanche.

CARACTERÍSTICAS DO DIODO ZENER

A diferença essencial, entre um diodo Zener e um diodo comum, está no grau de definição do ponto (tensão) de Zener.

O diodo Zener possui um Joelho de alta tensão, de curvatura bastante acentuada, ao passo que outros diodos possuem uma curvatura mais suave, como se vê na figura 13-1.

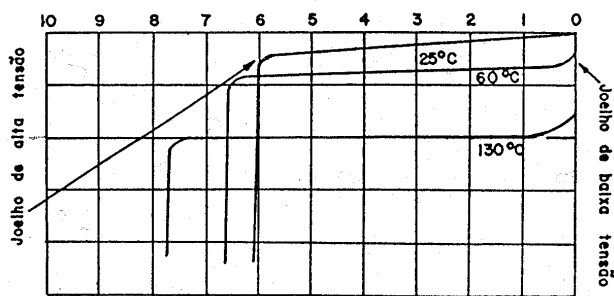


Figura 13-1 Curva na região inversa do diodo comum

Outra característica importante do diodo Zener é a maior largura física da junção. A razão de ser desta característica está na potência que a junção pode dissipar.

Por exemplo, um diodo comum de Ge, com uma corrente de 1 mA, dissipa:

$$P_j = 1 \text{ mA} \times 0,25 \text{ V} = 0,25 \text{ mW}$$

Como o diodo Zener opera com tensões mais elevadas (6 volts), teríamos, com a mesma corrente de 1 mA, a potência:

$$P_j = 1 \text{ mA} \times 6 \text{ V} = 6 \text{ mW}$$

Por este motivo é que a junção do diodo Zener deve ser maior que a de um diodo comum, a fim de possibilitar uma dissipação maior.

O diodo Zener pode ser usado em substituição à válvula V_R , como mostra a figura 13-5. Isso se deve à característica do Zener que mantém a tensão constante, dentro de determinados limites, quando está operando na região de Zener.

Funcionamento

O diodo comum não deve atingir a zona Zener, sob pena de possível destruição, enquanto que o Zener é projetado e fabricado para trabalhar nesta região.

Quando o diodo Zener é polarizado inversamente, uma corrente muito pequena circula através dele – é a corrente de fuga. À medida que a tensão inversa cresce, também cresce o campo elétrico existente na região de transição. Este campo pode acelerar, suficientemente, os elétrons livres, fazendo com que eles adquiram bastante energia, para provocar por choque, o rompimento das ligações covalentes.

Consideremos de início, a situação de um elétron livre. Quando este elétron sofre a ação de um campo elétrico, adquire uma aceleração suficiente, para romper uma ligação covalente. Com isso, passam a existir três portadores – uma lacuna e dois elétrons. Estes dois elétrons podem ser acelerados e provocar o rompimento de duas outras ligações, fornecendo agora, sete portadores – quatro elétrons e três lacunas. Em pouquíssimo tempo ocorre uma multiplicação de portadores de carga – avalan-

che – a corrente cresce, sendo limitada somente pela resistência externa do circuito.

A tensão sobre o diodo se mantém aproximadamente constante, o que indica que o diodo possui uma resistência muito pequena nessa região. Esse fenômeno é chamado “ruptura da junção por avalanche” ou mais comumente “ruptura por avalanche”.

Dependendo da construção da junção, da tensão aplicada e da corrente, pode produzir-se a ruptura, mesmo que os elétrons livres não tenham sido acelerados o suficiente para romper as ligações covalentes. É o caso em que o campo elétrico, produzido pela aplicação da tensão inversa, é suficiente para provocar, ele próprio, a quebra das ligações covalentes e, portanto, a rápida multiplicação dos portadores de carga.

Este tipo de ruptura é chamado de “ruptura Zener”, e o ponto no qual ela se inicia é chamado “ponto de tensão Zener”.

Nesse caso a corrente também aumenta bruscamente e a tensão no diodo se mantém quase constante.

Praticamente a ruptura por avalanche distingue-se da ruptura Zener, pelo seu coeficiente de temperatura. Costuma-se chamar de região de Zener ou tensão de Zener, à região e à tensão nas quais a corrente inversa cresce rapidamente e a tensão se mantém quase constante, qualquer que seja o motivo real da ruptura.

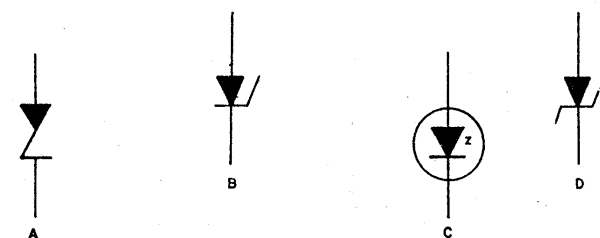


Figura 13-2 Símbolos do diodo Zener

Como o diodo Zener possui mais de um símbolo para sua representação, vamos escolher para emprego em nosso curso o símbolo “D” da figura 13-2.

ESPECIFICAÇÕES DA TENSÃO ZENER

Existem diodos Zener comerciais, com tensão variando de alguns volts até centenas de volts. Para aplicações práticas deste dispositivo, é desejado que a região de ruptura seja bem

definida e que a tensão se mantenha a mais estável possível, durante a ruptura. Por esse motivo, prefere-se fabricar diodos Zener de silício e não de germânio, pois estas características são mais definidas no Si, que no Ge.

Cada diodo Zener comercial possui sua tensão característica. Entretanto, esta tensão varia ligeiramente com a corrente, pois a característica não é exatamente vertical.

Vejam a curva característica do diodo OAZ203, na figura 13-3. O fabricante fornece os seguintes dados:

I_z = corrente de Zener

V_z = tensão de Zener

Para I_z de 1mA temos V_z de 6,2V

Para I_z de 5mA temos V_z de 6,3V

Para I_z de 20mA temos V_z de 6,4V

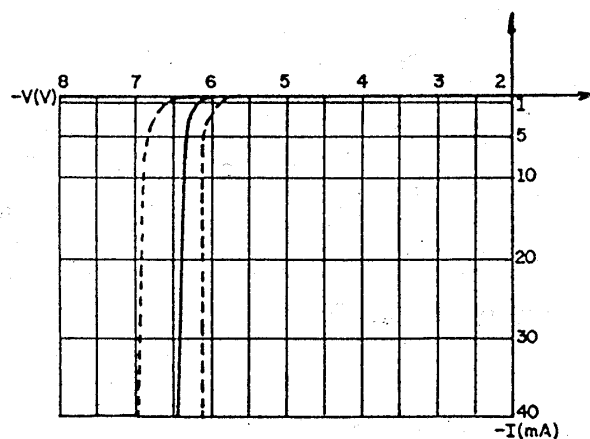


Figura 13-3 Curva característica inversa do diodo Zener OAZ203

Falamos anteriormente em tensão média, porque os valores da tensão Zener variam para o mesmo tipo de diodo, de unidade para unidade, dentro das tolerâncias de fabricação, que podem ser de 10%, 5%, 1% ou ainda menores, dependendo do tipo de diodo. Isto obriga o fabricante a fornecer os valores máximos e mínimos para a tensão Zener conforme mostra a figura 13-3.

Observe também na tabela a seguir, as características do diodo OAZ203, à 25° C.

Tensão Zener	Valores típicos		
	Mínimo	médio	máximo
$I_z = 1\text{mA}$	$V_z = 5,8\text{V}$	6,2V	6,6V
$I_z = 5\text{mA}$	$V_z = 6,1\text{V}$	6,3V	6,8V
$I_z = 10\text{mA}$	$V_z = 6,1\text{V}$	6,4V	6,9V

IMPEDÂNCIA DINÂMICA

O fato da tensão Zener não se manter exatamente constante, com a variação da corrente inversa, indica que o diodo Zener não tem uma resistência nula, na região inversa, porém apresenta uma certa resistência, embora baixa. É a impedância dinâmica, que corresponde à inclinação da curva característica.

A impedância dinâmica também varia de diodo para diodo, dependendo de sua tensão Zener e, para um mesmo diodo, varia com a corrente.

Por exemplo, na figura 13-4, a curva característica do diodo OAZ201, para tensão Zener baixa, apresenta uma R_z de 340 ohms para uma I_z de 1 mA. Quando a corrente cresce, a curva característica se aproxima de uma linha vertical e a impedância dinâmica diminui.

Ainda para o mesmo diodo temos: R_z de 40 ohms para I_z de 5 mA – R_z de 4,7 ohms para I_z de 20 mA – estes valores de R_z são os valores médios, correspondendo às tensões médias de Zener.

Para diodos de V_z mais elevadas, nas baixas correntes, R_z é mais baixa, porque o joelho da curva é quase reto: R_z de 21 ohms para I_z de 1 mA, para o diodo OAZ213.

Quando a corrente se eleva, a curva característica não é tão vertical, quanto àquela dos diodos de baixa tensão. A impedância é maior para diodos de alta tensão (7 ohms para 20 mA, para o diodo OAZ213).

Como do ponto de vista dos circuitos que utilizam o Zener, é geralmente mais interessante ter diodos, cuja impedância seja a menor possível, o projetista deve ter cuidado na hora da escolha do diodo e da corrente de operação, a fim de obter a mínima variação de tensão, quando a corrente se modifica.

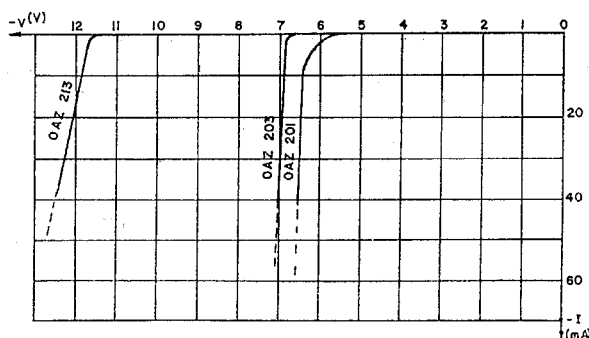


Figura 13-4 Curvas características de três diodos Zener

Efeito da temperatura

Conforme já sabemos, muitas características dos dispositivos semicondutores dependem da temperatura. O efeito causador da ruptura determina o sentido da variação. Se a ruptura for por avalanche, a tensão Zener cresce com a temperatura, isto é, o coeficiente de temperatura é positivo. Se a ruptura for do tipo Zener, a tensão Zener decresce com a temperatura, o que equivale ao coeficiente negativo de temperatura.

Nas aplicações práticas, se a temperatura do equipamento onde é utilizado o diodo Zener variar, é importante saber qual será o sentido da variação da tensão Zener. Às vezes, deve ser procurado, um ponto onde a tensão não varie, ou pelo menos varie o mínimo possível (ponto de coeficiente nulo de temperatura).

O coeficiente de temperatura varia de diodo para diodo, pois depende da tensão Zener e, para um mesmo diodo, ele varia de acordo com a corrente de operação.

Os diodos Zener com tensões maiores que 6 volts têm coeficientes positivos de temperatura, enquanto que os de tensões menores que 4,5 volts têm coeficientes negativos de temperatura. Por exemplo, o diodo OAZ203, com tensão Zener de 6,3 volts, tem os seguintes coeficientes de temperatura: para I_z de 1mA, o coeficiente é de +0,5 mV/ grau centígrado, o que significa um acréscimo de 0,5 mV, para cada grau centígrado de aumento de temperatura. À medida que a corrente cresce, o coeficiente de temperatura também cresce.

Corrente	Coefficiente
5 mA	+1,7 mV/ ° C
20 mA	+2,6 mV/ ° C

Para diodos de tensões mais elevadas, o coeficiente é também mais elevado. Vejamos, por exemplo, os coeficientes para o diodo OAZ213, com tensão Zener média de 12,2 V.

Corrente	Coefficiente
1 mA	+ 9,2 mV/ ° C
5 mA	+ 9,3 mV/ ° C
20 mA	+ 9,4 mV/ ° C

Para diodos, cuja tensão Zener está compreendida entre 4,5 e 6 volts, o coeficiente de temperatura passa de negativo para positivo, à medida que a corrente cresce. O diodo

OAZ201, com tensão média de 5,6 volts, tem os coeficientes a seguir.

Corrente	Coefficiente
1 mA	- 1,6 mV/ ° C
20 mA	+ 1,0 mV/ ° C

Com estes dados que o fabricante fornece é possível fixar a corrente de operação, de tal modo que o coeficiente de temperatura seja o mais próximo de zero. Por exemplo, no caso do diodo OAZ201, poder-se-ia escolher uma corrente compreendida entre 5 e 20 mA, intervalo no qual o coeficiente de temperatura, passando do negativo para o positivo, em algum ponto se anulará.

LIMITAÇÕES DO DIODO ZENER

As limitações do diodo Zener são: a corrente máxima direta (caso venha a trabalhar naquela região), a corrente máxima inversa e a máxima dissipação. Esse último dado é muito importante e depende da temperatura na qual o diodo vai operar; para os diodos de potência, depende também dos meios utilizados para dissipar o calor produzido, conforme já assinalamos no caso dos diodos retificadores e conforme será visto no apêndice.

Quando se necessita de tensão Zener elevada, é preferível, às vezes, colocar vários diodos de baixa tensão, em série, em vez de usar um diodo de alta tensão, pois esses últimos têm coeficiente de temperatura maior, impedância dinâmica maior e necessitariam ser de maior dissipação. Os diodos de baixa tensão, em série, podem ter dissipações mais baixas, por dividirem entre si a dissipação total.

Notamos que existem diodos Zener de tolerância muito pequena, em relação à tensão, e de grande estabilidade, em relação à temperatura, que servem como elementos de referência de grande precisão. São constituídos geralmente de dois ou três diodos, em série, colocados no mesmo invólucro, sendo um ou dois no sentido direto, a fim de conseguir uma compensação dos efeitos de temperatura.

APLICAÇÕES DO DIODO ZENER

Inúmeras são as aplicações do diodo Zener, substituindo nos circuitos transistorizados, a válvula reguladora de tensão, sua

correspondente em equipamentos. O aproveitamento da característica da região Zener (tensão constante com corrente variável) leva, com efeito, à aplicação mais importante do diodo Zener que é a regulação de tensão em fontes reguladas.

Entre outras aplicações, citamos o seu emprego como chave, em circuitos limitadores, em circuitos de estabilização da polaridade de transistores, na proteção de circuitos e de medidores, na supressão de faísca e na regulação de tensão alternada.

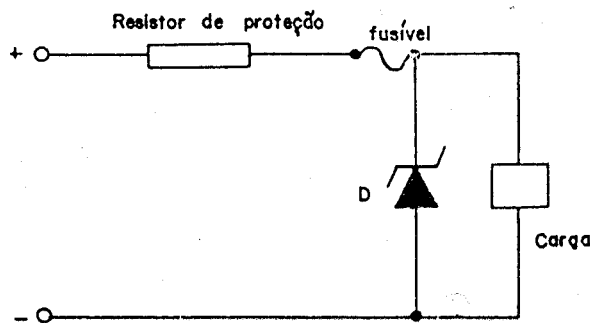


Figura 13-5 Diodo Zener em proteção de circuitos

Proteção de circuitos

Os circuitos elétricos e eletrônicos costumam ser protegidos contra sobrecarga de tensão ou corrente por fusíveis que interrompem a corrente quando esta ultrapassar um valor prefixado.

Em certos casos, torna-se difícil escolher um fusível que interrompa o circuito no momento de uma sobrecarga e, ainda assim, não chagar a fundir quando operado continuamente no valor máximo de corrente perto da sobrecarga.

Uma solução para esse problema consiste em escolher um fusível que esteja afastado do ponto de fusão, quando o circuito opera no valor máximo de corrente, e colocar em paralelo com a carga um diodo Zener com tensão um pouco superior à tensão máxima permissível para a carga como mostrado na figura 13-5.

Havendo uma elevação da tensão, essa tensão é ultrapassada, é atingida a tensão Zener, o diodo oferece uma resistência muito menor que a carga, a corrente aumenta muito e funde o fusível que abre o circuito.

Uma aplicação baseada no mesmo princípio exposto acima é a proteção de

medidores com diodo Zener. Para evitar que uma tensão alta demais possa ser aplicada inadvertidamente a um medidor colocado em uma escala baixa, que poderia danificar o sensível sistema de medição, coloca-se um diodo Zener em paralelo com o medidor, cuja tensão seja um pouco maior que a tensão máxima aceitável. Se esta tensão for ultrapassada, o diodo Zener a conduzirá e toda a corrente passará por ele, deixando o medidor fora do circuito. Veja a figura 13-6.

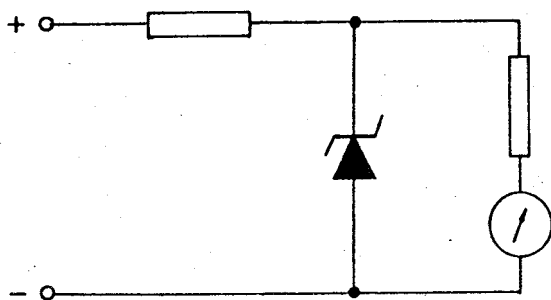


Figura 13-6 Diodo Zener como proteção de medidores

Supressão de faíscas

Quando são interrompidos circuitos em que existem cargas indutivas (transformadores, relés, solenóides), aparecem oscilações transitórias, com amplitudes que podem ultrapassar o valor normal de funcionamento e provocar faíscas nos contatos do interruptor.

Para evitar a aplicação dessas altas tensões ao circuito e o faiscamento dos contatos, pode-se colocar um diodo Zener em paralelo com a carga indutiva, com um resistor de proteção em série, para absorver a oscilação, tanto com alimentação CC (figura 13-7 A) ou CA (figura 13-7 B).

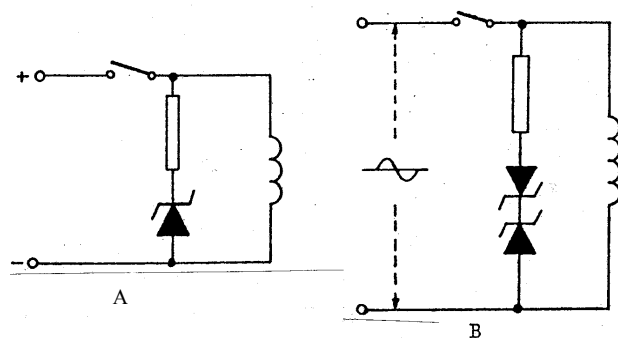


Figura 13-7 Diodo Zener como supressor de faíscas

Regulação da tensão alternada

Quando a rede de alimentação (CA) varia a sua tensão, o efeito pode ser prejudicial em muitos casos, citando-se como exemplo, a alimentação de lâmpadas fornecedoras de luz para células fotoelétricas, porque uma ligeira variação na tensão da rede modifica a intensidade luminosa da lâmpada e a resposta da célula fotoelétrica.

Para diminuir essas variações, usam-se dois diodos Zener, em oposição (figura 13-8). Na alternância positiva, o diodo de cima entra na região Zener, quando a tensão alternada iguala a tensão de ruptura, estando o outro diodo sempre polarizado diretamente e funcionando praticamente como um curto-circuito.

Na alternância negativa, o diodo de cima funciona como um curto e o outro limita a tensão no valor Zener. Quando a tensão de CA altera seu valor, seja para mais ou para menos, os diodos Zener limitam a onda de tensão sempre nos mesmos valores, fixados pelas suas tensões Zener.

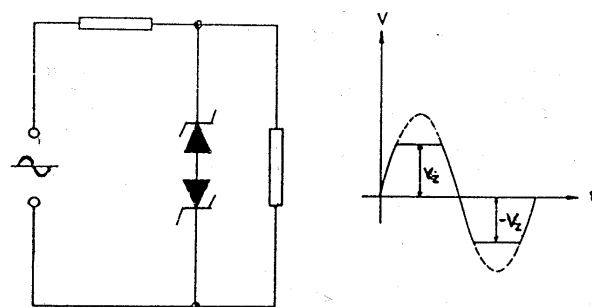


Figura 13-8 Diodos Zener em circuito de regulação de tensão alternada

DIODOS ZENER COMERCIAIS

Existem diodos comerciais, com tensões Zener variando de alguns volts até centenas de volts, dissipações permissíveis, variando de algumas centenas de mW até alguns W e correntes máximas de algumas centenas de mA até dezenas de Ampéres. A figura 13-10 apresenta um quadro comparativo de alguns diodos Zener comerciais da IBRAPE.

Curva característica do diodo Zener

A curva característica do diodo Zener é bem semelhante à curva do diodo comum. As

poucas diferenças existentes são a regularidade da intensidade de corrente, até que atinja o ponto de Zener e, a queda brusca na região inversa da curva (mais intensa que nos diodos comuns).

O diodo Zener, quando trabalha na região direta, trabalha como um diodo comum. Na região inversa, entretanto, há uma alta resistência até que atinja o ponto de ruptura; daí em diante a resistência é baixa.

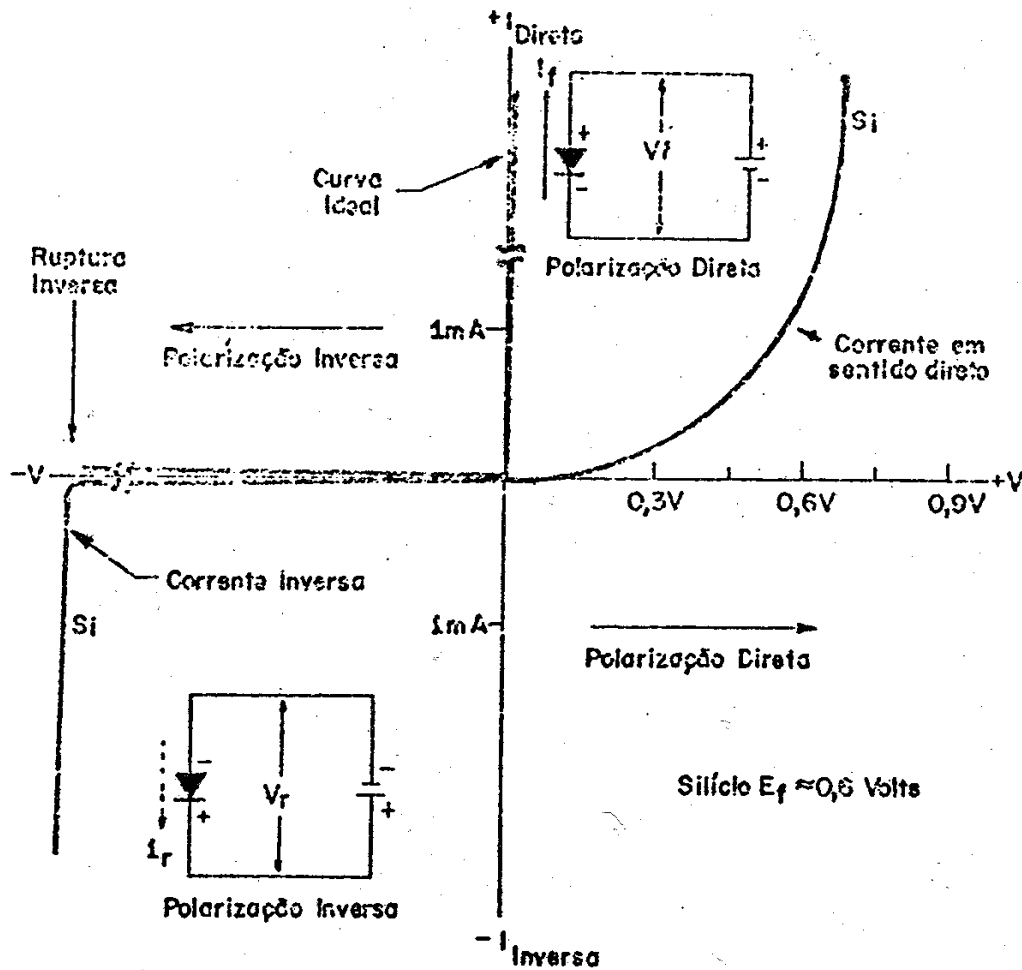


Figura 13-9 Curva característica do diodo Zener

Características a 25° C									
Diodo	Tensão Zener			Para corrente Zener -I (mA)	Impedância dinâmica R (Ω)	Para corrente Zener -I (mA)	Coeficiente de temperatura (mV/°C)	Para corrente Zener -I (mA)	Dissipação (mW)
	Mínima (V)	Média (V)	Máxima (V)						
BZZ10	5,3	6,0	6,6	1	27	5	+ 1,0	5	280
OAZ201	5,2	5,6	6,0	5	45	5	- 0,6	5	320
OAZ202	5,6	6,0	6,3	5	24	5	+ 0,6	5	320
OAZ203	6,1	6,3	6,8	5	9,5	5	+1,7	5	320
OAZ213	9,4	12,2	15,3	5	12	5	+ 9,3	5	320
BZZ14	5,3	5,6	6,0	20	<13	20	Min.Max. - 0,4 +2,5	20	8W

Figura 13-10 Quadro comparativo de alguns diodos Zener da IBRAPE

REGULADOR ELETRÔNICO DE TENSÃO

No estudo anterior sobre reguladores com Zener, pudemos ver que, embora o Zener regule a tensão, razoavelmente, há necessidade de se elaborar um circuito mais complexo que resulta da combinação de diodos Zener e de transistores.

Esta combinação apresenta como resultado uma regulação quase perfeita.

O regulador que vamos estudar nesta unidade é um regulador eletrônico em série.

Uma tensão bastante constante na saída, às vezes torna-se necessária, pois existem equipamentos bastante sensíveis, nos quais um mínimo de variação na sua alimentação é o

bastante para que afete o seu funcionamento ideal.

Funcionamento

O circuito que analisaremos a seguir é um dispositivo conhecido como regulador em série.

Observe que o transistor Q_1 está ligado diretamente ao terminal negativo da fonte de força não regulada; o terminal positivo passa diretamente para a saída do regulador. O transistor Q_1 é denominado “transistor de passagem” e sua resistência depende do grau de polarização direta.

Quando sua base se faz mais negativa, com respeito ao emissor, sua resistência diminui.

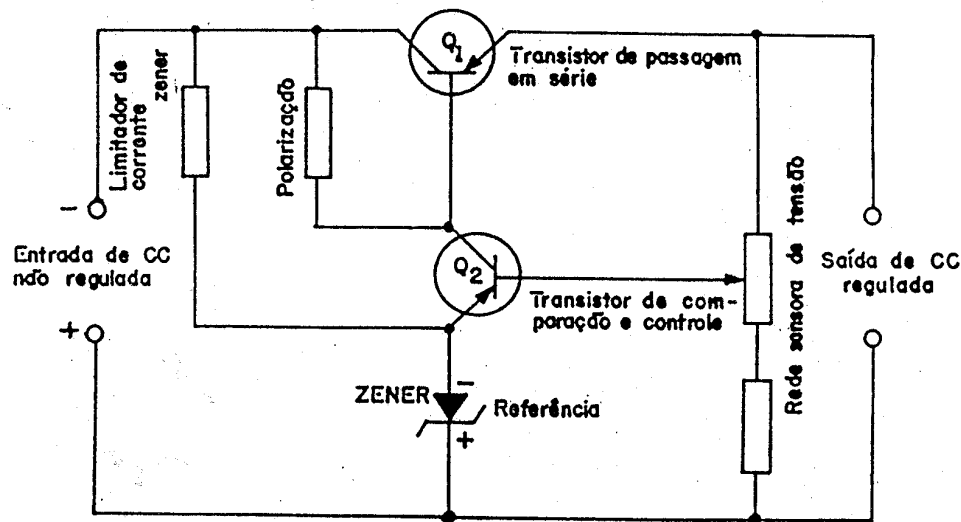


Figura 13-11 Regulador em série

A tensão de entrada está dividida entre a rede sensora e o transistor em série com esta rede.

O resistor de passagem se comporta como um resistor variável. Toda variação de tensão que poderia ocorrer na saída ocorre na V_{CE} de Q_1 .

Q_2 é denominado “transistor de controle” e determina a quantidade de polarização de base de Q_1 e, portanto, a resistência em série de Q_1 .

A tensão de entrada do regulador é sempre maior que a tensão requerida para a saída.

Observe que o potenciômetro e o resistor em série com Q_1 ligam-se diretamente aos terminais de saída de CC. Estes resistores são conhecidos como “rede sensora” ou “detectora de tensão”.

Quando diminui a corrente contínua de carga, a tensão contínua de saída tende a aumentar. À medida que há esse aumento, a rede detectora varia a polarização da base de Q_2 e isto torna a base mais positiva. Como consequência, a resistência de Q_1 aumenta, para compensar a tendência ao aumento da tensão de saída.

Quando a carga requer uma corrente considerável, a tensão da rede sensora tende a diminuir, variando a polarização de Q_2 , de tal forma que a base de Q_1 torna-se mais negativa; assim, a resistência de Q_1 diminui, reduzindo a queda de tensão em Q_1 , compensando a tendência de diminuir a tensão de carga.

O diodo Zener possui duas funções. A primeira é regular as variações na tensão contínua de entrada, como já foi visto

anteriormente. A segunda e mais importante função é manter uma tensão constante no emissor de Q_2 . Esta tensão é quase igual a normal que se desenvolve na base de Q_1 , mediante a rede sensora.

Quando a tensão contínua de saída tende a aumentar ou diminuir, a diferença entre esta tensão de referência e a da rede sensora, controla a corrente de base de Q_1 ; assim pois, a resistência de Q_1 varia em forma ascendente ou descendente, dependendo da forma de variação da tensão de entrada, para mais ou para menos, com a variação da corrente de carga ou com a variação da tensão de linha.

Este tipo de regulador possuía vantagem de poder regular maiores tensões contínuas de saída, com mais capacidade de corrente que o regulador que usa apenas o diodo Zener. Este tipo de regulador permite fazer variar a tensão regulada, para alguns valores desejados.

SUMÁRIO

O diodo Zener é um dispositivo semicondutor de dois terminais, projetado para funcionar na região inversa da curva característica.

Região Zener é a região onde a corrente de Zener aumenta e a tensão permanece constante.

Existem dois tipos de ruptura: uma por avalanche e outra por Zener.

Cada diodo Zener possui sua tensão característica.

É desejável escolher-se diodos, cuja impedância dinâmica seja a menos possível.

Diodos Zener com tensões acima de 6 V possuem coeficientes de temperatura positivos.

Diodos Zener com tensões abaixo de 4,5V possuem coeficientes de temperatura negativos.

As limitações do Zener são corrente máxima direta, corrente máxima inversa e a máxima dissipação.

O Zener é o substituto da válvula V_T .

A principal aplicação do Zener é como regulador de tensão.

O regulador eletrônico é uma combinação de dispositivos semicondutores que regulam com bastante precisão tensões de corrente contínua.

No regulador da figura 13-11, o diodo Zener possui duas funções: fornecer uma tensão de referência para a base de Q_2 e regular as variações da tensão de entrada.

Os resistores na saída do regulador constituem a rede sensora ou detectora de tensão.

É possível variar a tensão de saída regulada, através do controle do potenciômetro ligado à base de Q_2 .

DIODOS ESPECIAIS

THYRISTORES (SCR)

O Thyristor é um comutador quase ideal, é retificador e amplificador ao mesmo tempo. Constitui-se um componente de escolha para a eletrônica de potência. Concebido, originalmente para substituir a válvula “thyatron” à gás, o thyristor se impôs, rapidamente, em diversos domínios, cujos mais importantes são a comutação pura e simples, a variação de velocidade dos motores e a variação da intensidade luminosa.

O thyristor permanece normalmente bloqueado, até o momento em que se deseja que ele se torne condutor.

O termo “thyristor” designa uma família de elementos semicondutores, cujas características, originalmente, estão próximas às das antigas válvulas thyatrons. O nome thyristor é uma contração de THYRatron e transISTOR.

Os thyristores, também conhecidos por SCR (Silicon Controlled Rectifier) são elementos unidirecionais a três saídas (anodo, cátodo e gatilho).

Os TRIACS, são chamados “thyristores triodos bidirecionais”. O nome Triac provém da contração de “TRIode AC Switch”.

Fazem parte ainda da família dos thyristores, os fotothyristores ou thyristores fotossensíveis, os thyristores bloqueáveis, os comutadores unilateral e bilateral SUS e SBS (Silicon Unilateral Switch e Silicon Bilateral Switch, respectivamente) e o diodo Shockley, também conhecido por diodo thyristor ou diodo de quatro camadas.

Estrutura e símbolo do thyristor

O thyristor é um semicondutor de silício a quatro camadas alternadas.

Duas conexões principais são realizadas para o anodo e o cátodo. A condução, no sentido direto (corrente de cátodo para anodo) é comandada por um eletrodo, chamado gatilho (em inglês – *gate*). Após a aplicação de um sinal de comando no gatilho, o thyristor deixa passar por ele uma corrente unidirecional, isto é, só num sentido. A exemplo dos diodos

comuns, o sentido é, repetimos, do cátodo para o anodo.

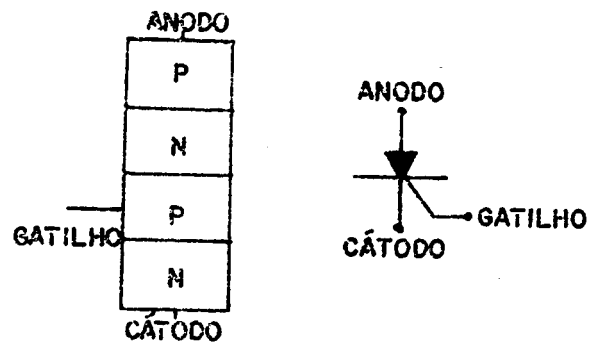


Figura 14-1 Estrutura e símbolo do thyristor

Thyristor sob tensão

O thyristor pode ser comparado com dois diodos, montados em oposição, conforme mostrado na figura 14-2.

Para simplificação da análise que se segue, vamos admitir que o cátodo está ligado à massa e o gatilho está desligado, isto é, no ar.

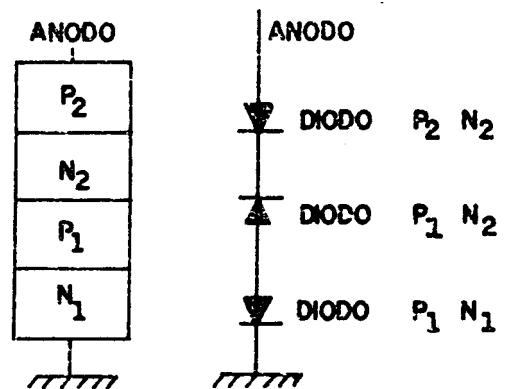


Figura 14-2 Comparação do thyristor com diodos

As camadas P_1N_2 formam o diodo em oposição, que assegura a não condução do dispositivo.

Se o anodo está positivo, os diodos P_2N_2 e P_1N_1 estão polarizados diretamente, porém, o diodo P_1N_2 bloqueia a condução. Se, ao contrário, o anodo é negativo, os diodos P_2N_2 e P_1N_1 estão polarizados inversamente. Por causa da tensão de avalanche de P_1N_1 ser baixa, a

limitação da corrente inversa de fuga é feita por P_2N_2 . Na prática, a tensão máxima é limitada pela tensão de avalanche dos diodos P_2N_2 e P_1N_1 . Neste caso, só haverá condução se a tensão inversa alcançar a tensão de ruptura dos diodos, o que poderá danificá-lo.

Thyristor sob tensão direta

O comportamento do thyristor é melhor compreendido se fizermos uma analogia com dois transistores PNP e NPN.

Veja a figura 14-3.

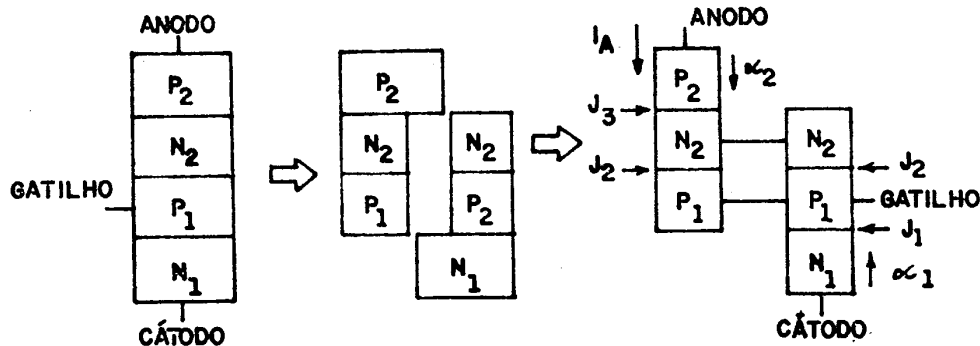


Figura 14-3 Thyristor sob tensão direta

Estes dois transistores são montados de modo que uma realimentação positiva seja realizada. Suponhamos que a região P_2 seja positiva em relação à região N_1 . As junções J_3 e J_1 ficam polarizadas diretamente e deixam passar, respectivamente, os portadores positivos e negativos para as regiões N_2 e P_1 . Estes, após se espalharem pelas bases de cada um dos transistores, alcançam a junção J_2 , onde a carga espacial cria um intenso campo.

Se α_2 é o ganho de corrente, que dá a fração da corrente de buracos injetados no emissor e que atinge o coletor do PNP, e se de outra parte α_1 é o ganho de corrente, que dá a fração de corrente de elétrons injetados no emissor e que atinge o coletor do NPN, podemos escrever que:

$$I_{C2} = I_A \cdot \alpha_2 \quad \text{e} \quad I_{C1} = I_A \cdot \alpha_1$$

A corrente total de anodo é, evidentemente, a soma de I_{C1} e I_{C2} , as quais se somam à corrente de fuga residual (I_{CX}), através da junção central. A I_A será então:

$$I_A = \alpha_1 \cdot I_A + \alpha_2 \cdot I_A + I_{CX} \quad \text{que nos dá:}$$

$$I_A = \frac{I_{CX}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

Para a maioria dos transistores de silício, o ganho é baixo para as baixas correntes e

crece muito quando a corrente aumenta. Portanto, se I_{CX} é baixa, o denominador da equação anterior está próximo de 1 (para as pequenas correntes), e a corrente I_A permanece um pouco superior à corrente de fuga.

A estrutura PNP, ainda que polarizada diretamente, está bloqueada, e oferece uma grande impedância à passagem da corrente.

Quando, por qualquer razão, I_{CX} aumenta, a corrente e os ganhos aumentam também. A soma $\alpha_1 + \alpha_2$ tende para 1 e a corrente I_A tende para o infinito. Em realidade, ela toma um valor bem elevado, que é limitado somente pelo circuito exterior. O thyristor está então no estado de condução, dizendo-se então que ele está desbloqueado.

Observação: Este tipo de disparo do thyristor é desaconselhado na maioria dos casos.

Princípio de disparo pelo gatilho

O disparo do thyristor pelo gatilho é o mais comumente utilizado. A explicação será mais clara, se observarmos a figura 14-4.

O thyristor estando polarizado diretamente, uma impulsão positiva (I_G) de comando será injetada no gatilho. O transistor Q_1 , recebendo a I_G , como corrente de base, tem sua corrente de coletor igual a $I \cdot \beta_1$, onde β_1 é o seu ganho de corrente (montagem emissor

comum). Esta corrente é, por sua vez, injetada na base do transistor Q_2 , que produz uma I_{C2} igual a $I_G \cdot \beta_1 \cdot \beta_2$, onde β_2 é o ganho de corrente de Q_2 . Esta corrente é então reaplicada à base de Q_1 . Duas situações podem ocorrer:

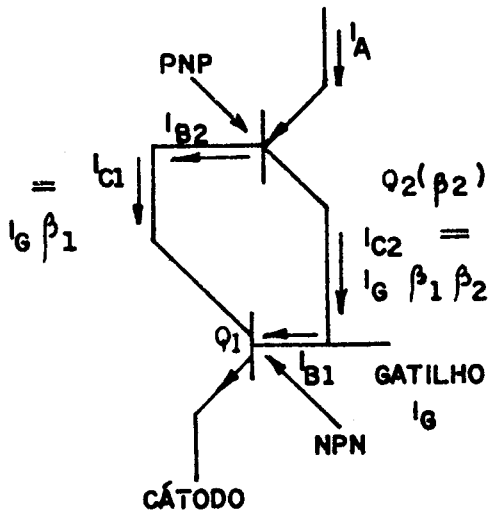


Figura 14-4 Disparo pelo gatilho

Se o produto $\beta_1 \cdot \beta_2$ for menor que 1, o dispositivo não será disparado.

Se o produto $\beta_1 \cdot \beta_2$ tender à unidade (1), o processo de amplificação irá se manifestar e o thyristor irá conduzir..

Desde que o disparo do thyristor ocorreu, a realimentação dos transistores os faz conduzir à saturação. Eles se mantêm neste estado, mesmo que a impulsão inicial do gatilho desapareça e que o circuito exterior mantenha a corrente I_A .

Como um thyristor pode ser disparado

Como já vimos, o thyristor dispõe dos seguintes estados: *bloqueado*, quando polarizado diretamente e não tenha sido disparado; *bloqueado*, quando polarizado inversamente; *condutor*, se polarizado diretamente e tenha sido disparado.

Quando o thyristor passa do estado *bloqueado* para o de *condutor*, é porque o transistor de silício teve um ganho de corrente, o qual fez aumentar a corrente de emissor.

Consequentemente, todos os mecanismos capazes de provocar um aumento da corrente I_E são utilizados. Os principais são:

1- **TENSÃO** – Quando a tensão cátodo-anodo do thyristor aumenta, chega a um ponto onde a corrente de fuga é suficiente para

provocar um crescimento abrupto da I_E . Este modo de disparo é principalmente empregado com diodos de quatro camadas (diodos-thyristores).

2- **AUMENTO DA TENSÃO** – Sabemos que toda junção PN apresenta uma certa capacitância de junção. Se aplicarmos uma tensão brusca entre anodo e cátodo, carrega-se esta capacitância com uma corrente proporcional à variação de tensão e logo que esta tensão seja suficiente, o thyristor dispara.

3- **TEMPERATURA** – A corrente inversa de fuga em transistor de silício, aumenta com o aumento da temperatura. Quando a corrente de fuga for suficiente, teremos o disparo do thyristor.

4- **EFEITO TRANSISTOR** – É o modo clássico de disparar um thyristor, injetando-se portadores suplementares na base do transistor equivalente, ou seja, no gatilho do thyristor.

5- **EFEITO FOTOELÉTRICO** – Provocando-se a criação de pares elétron-lacuna, um foco de luz pode disparar um thyristor. Neste caso utiliza-se um *fotothyristor*; que consiste em um tipo de thyristor, no qual existe uma “janela”, ou seja, uma lente transparente aos raios luminosos.

CURVA CARACTERÍSTICA DE UM THYRISTOR

A curva típica de um thyristor, elemento unidirecional, é mostrada na figura 14-5. Ela representa a corrente I_A em função da tensão anodo-cátodo.

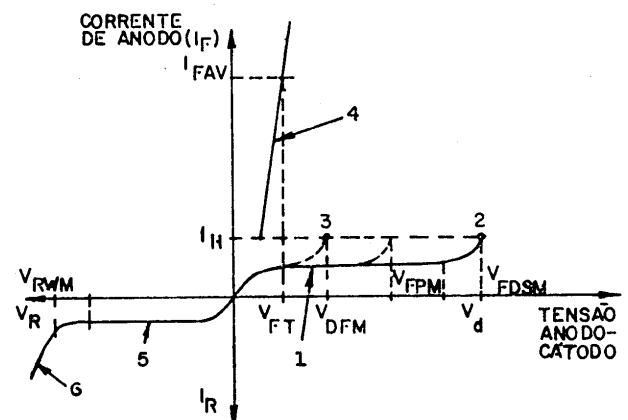


Figura 14-5 Curva característica de um thyristor

V_D = Tensão direta em bloqueio
 V_{DRM} = Valor máximo de tensão direta (em bloqueio)
 V_{DSM} = Máxima tensão direta não repetitiva (em bloqueio)
 V_T = Tensão sobre o thyristor desbloqueado (em condução)
 I_H = Corrente mínima de condução
 V_{RWM} = Tensão máxima inversa

Quando a tensão “V” é nula, a I_A também será nula. A tensão “V”, ao crescer no sentido direto, será denominada V_F (“F” de forward, em inglês). É necessário atingir um valor mínimo (V_D), para disparar o thyristor. Nesse momento, o thyristor torna-se condutor e a queda de tensão entre seus bornes diminui, enquanto que a corrente I_A aumenta. Esta corrente direta será denominada I_F .

Se polarizarmos inversamente o thyristor, com a aplicação de uma tensão V_R (“R” de reverse, em inglês), observa-se o aparecimento de uma pequena corrente de fuga (I_R), até que uma tensão máxima inversa que se for aplicada ao thyristor o destruirá.

O thyristor é, portanto, condutor somente no primeiro quadrante. Note-se que o disparo direto foi provocado pelo aumento da tensão direta.

Se aplicarmos uma corrente de comando no gatilho, deslocaremos o ponto V_D para a esquerda. Ver a figura 14-5.

Disparo do thyristor (SCR)

O processo de disparo pode ser considerado separadamente do mecanismo de condução do anodo.

O desempenho do circuito de controle dependerá, porém, sob certo aspecto, do circuito do anodo.

Um SCR nunca disparará, se o circuito do anodo limitar a sua corrente a um valor menor que I_H (corrente de manutenção). Com correntes de anodo inferiores a I_H , um SCR comportar-se-á como um transistor; quando a corrente de disparo for interrompida, a corrente de anodo cessará.

Entre os terminais de disparo e de cátodo, há uma junção PN. Esta junção comporta-se como um diodo e suas características são pouco afetadas pela presença das outras duas camadas, mesmo quando existe

uma diferença de potencial entre anodo e cátodo.

A figura 14-6 mostra uma característica típica do - diodo **gatilho cátodo**, obtida com a aplicação de uma tensão positiva ao primeiro elétrodo.

A curva se aplica para as condições “ligado” e “desligado” do SCR, já que a alteração de impedância entre ambas é pequena.

A característica de impedância varia com a temperatura, para diferentes SCR do mesmo tipo, mas, sempre dentro dos limites apresentados nas publicações.

Na figura 14-6, podemos ver a característica desse diodo em diferentes temperaturas.

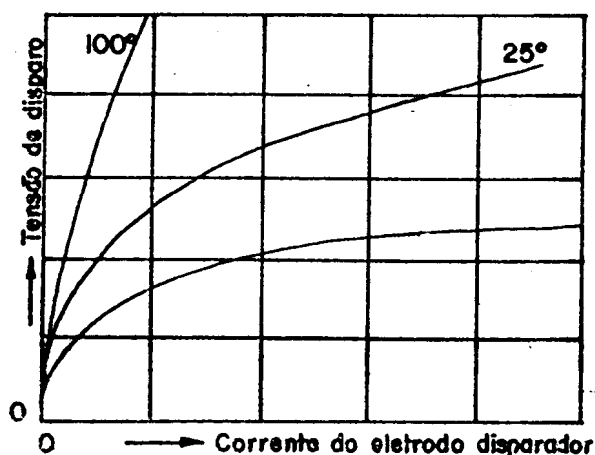


Figura 14-6 Variações da característica de impedância em temperaturas diferentes

Consideremos um SCR com a característica de impedância conforme a figura 14-6. Se uma tensão positiva for aplicada entre o anodo e o cátodo, e a tensão do disparo for aumentada, a corrente deste elétrodo aumentará segundo a curva da figura 14-6.

Em certo ponto da curva haverá o disparo e este ponto é bastante independente da tensão do anodo, isto é, quando a I_{GF} atingir o valor de disparo, o SCR disparará, qualquer que seja a tensão positiva do anodo.

Evidentemente há um valor de potencial mínimo de **não disparo**.

Os valores de corrente e tensão do gatilho, em que há o disparo, variarão de um a outro SCR do mesmo tipo; isto se deve à variação da impedância do gatilho, entre os limites mostrados na figura 14-7 e à diferença de sensibilidade entre os SCR's.

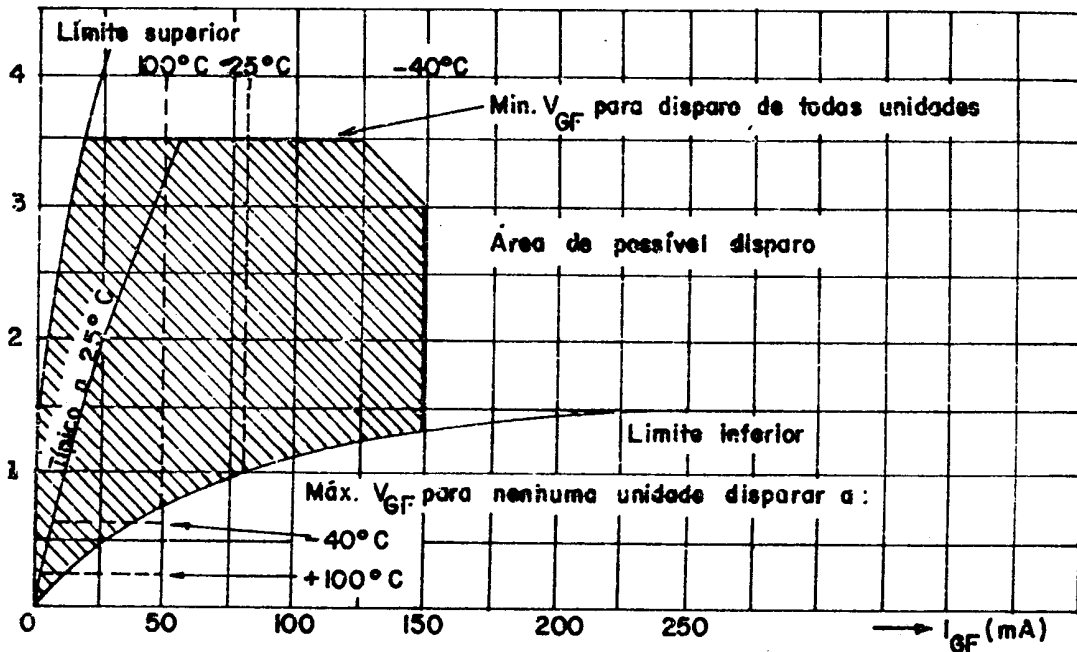


Figura 14-7 Limites da variação da impedância do gatilho

Fora da área hachurada da figura 14-7 e dentro dos limites de R_G , quaisquer valores de corrente e de tensão dispararão qualquer SCR desse tipo particular. Tensões e correntes que se localizem no interior da área hachurada dispararão alguns, mas não todos os diodos da série.

Os limites da área de disparo eventual são definidos, com referência às características mostradas na figura 14-7, na seqüência a seguir.

1- **LIMITES DE TENSÃO** – A tensão limite é a requerida para disparar o SCR, que é menos sensível à tensão, na mais baixa temperatura de operação. Em temperaturas mais altas, a variação da tensão requerida não é muito grande e é possível simplificar o diagrama, considerando a tensão constante e igual à requerida na mais baixa temperatura de operação.

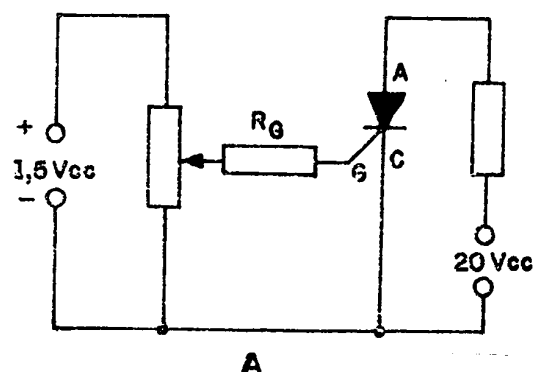
2- **LIMITES DE CORRENTE** – A corrente limite é a requerida para disparar o SCR menos sensível à corrente, na mais baixa temperatura de operação. Nas mais altas temperaturas é requerida menor corrente e os limites para -40 , $+25$ e $+100$ graus centígrados são mostrados na figura 14-7.

3- **LIMITES DE BAIXO NÍVEL** – Estes limites indicam níveis de tensão, abaixo dos quais nenhum SCR disparará, nas tempera-

turas indicadas. As características discutidas até agora determinam o limite inferior do nível de disparo, sob todas as condições. O limite superior é determinado por uma combinação da potência média de disparo (pico de disparo), e das máximas correntes e tensões diretas do gatilho.

4- **MÉTODOS DE DISPARO DO SCR** – Um circuito de disparo, quando bem projetado, deve disparar o SCR sem exceder a qualquer dos valores máximos de tensão e corrente do componente.

a) **Disparo por corrente contínua** – Quando o valor da tensão entre o gatilho e o cátodo, isto é, V_G atingir o valor de disparo, o SCR conduzirá. Se a tensão V_G for reduzida a zero, o SCR continuará a conduzir, por causa da baixa impedância de sua estrutura interna.



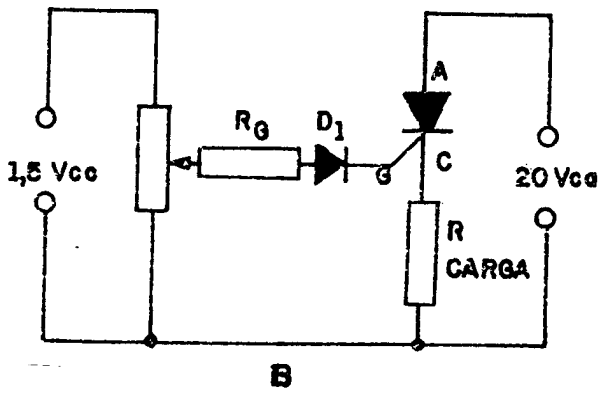


Figura 14-8 Disparo por corrente contínua

O SCR será bloqueado se a tensão positiva de anodo for reduzida até que a corrente de anodo seja menor que I_H .

No circuito da figura 14-8 B, a carga a ser alimentada foi colocada no circuito do cátodo (a carga está representada por um resistor). Neste caso, quando o SCR dispara, a tensão no cátodo se torna mais positiva que a tensão no gatilho. O diodo D_1 é, então, colocado no circuito de porta (ou gatilho) para evitar a sua ruptura.

Se a tensão que alimenta o anodo for de corrente alternada, o SCR conduzirá durante as alternâncias positivas e bloqueará, sempre que a tensão de anodo cair abaixo da tensão de manutenção.

b) *Disparo por corrente alternada* – Se o anodo de um SCR for alimentado com tensão alternada, o disparo poderá ser efetuado também com tensão de CA.

Neste caso pode-se obter um melhor controle da energia consumida na carga. O circuito básico de controle de energia com SCR é visto na figura 14-9.

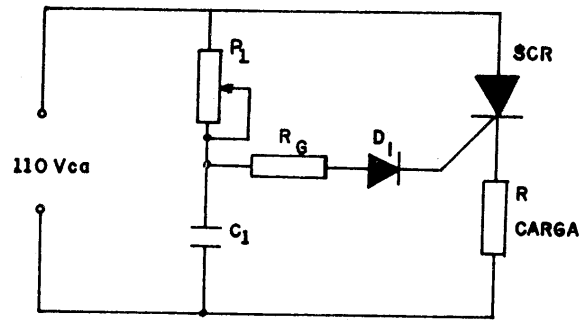


Figura 14-9 Disparo por corrente alternada

Podemos observar que a tensão do gatilho (V_G) pode sofrer um deslocamento de fase, com relação à fase da tensão no anodo. Este deslocamento de fase é efetuado pela rede $R_1 C_1$. Devido a este deslocamento de fase, a corrente através do SCR pode circular durante um tempo menor do que 180° do ciclo da tensão aplicada.

Através do gráfico da figura 14-10 podemos ver o trabalho do SCR. Vemos em E_A a alternância positiva da tensão aplicada no circuito. E_G é a tensão entre gatilho e cátodo e conforme o valor de R_1 poderá estar atrasada de E_A , num ângulo de 0° a 90° .

Podemos ver, ainda, como pode ser variado o tempo de condução do SCR, pelo deslocamento da fase de E_G . O controle da fase entre E_G e E_A , no circuito da figura 14-9, é efetuado através do potenciômetro R_1 .

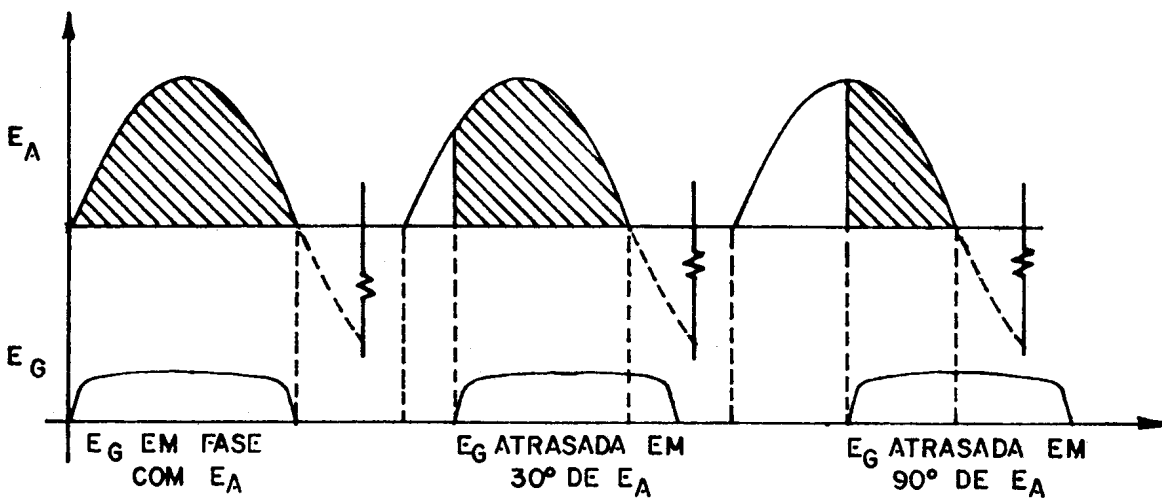


Figura 14-10 Trabalho do SCR

O TRIAC

O triac é um dispositivo semicondutor a três eletrodos, sendo um de comando (o gatilho) e dois de condução principal. Este dispositivo pode passar de um estado bloqueado a um regime de condução nos dois sentidos de polarização e voltar ao estado bloqueado, por inversão da tensão ou pela diminuição da corrente, abaixo do valor da corrente de manutenção (I_H).

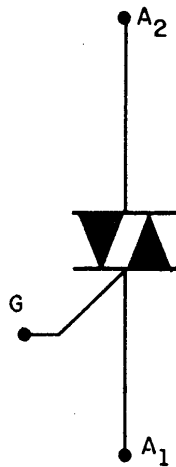
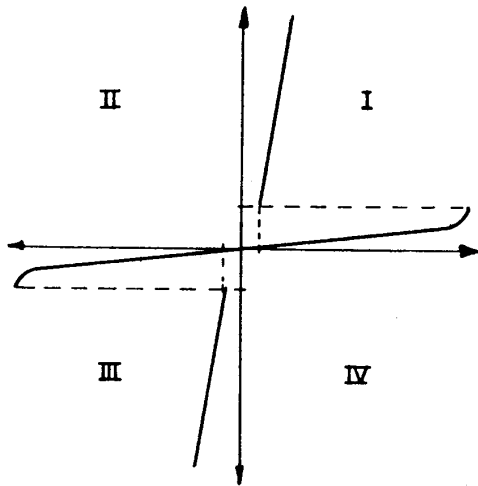


Figura 14-11 Curvas e símbolo do triac

O triac é, portanto uma versão bidirecional do thyristor. Em sua representação elétrica, podemos compara-lo com associação anti-paralela de dois thyristores.

Estrutura do triac

Para se realizar um triac, recorre-se a diversas estruturas de camadas espalhadas, como na figura 14-12.

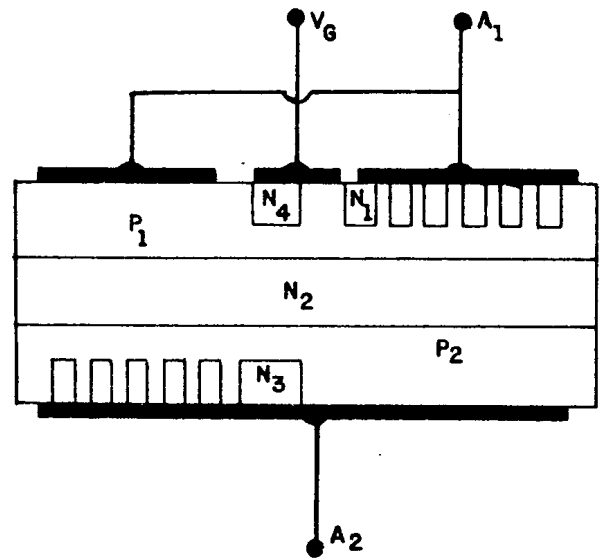


Figura 14-12 Estrutura de um triac

As junções N_1P_1 e N_2P_2 constituem um Thyristor, e as junções N_3P_2 e N_2P_1 constituem o outro. As junções N_4P_1 e N_2P_2 , formam o thyristor de disparo.

O disparo do triac

Se nós aplicarmos a tensão V_1 ao anodo A_1 , V_2 ao anodo A_2 e a tensão V_G ao gatilho, e se tomarmos V_1 como referência de massa ($V_1 = 0$), podemos definir quatro quadrantes de polarização. Veja na figura 14-13.

QUADRANTE	V_2	V_G
I	+	+
II	+	-
III	-	-
IV	-	+

Figura 14-13 Quadrantes de polarização

Disparo no primeiro quadrante (+ +)

O triac dispara como um thyristor normal. A zona P_1 é o gatilho e a junção N_1P_1 injeta os portadores, disparando o thyristor entre P_2 e N_1 (Ver na figura 14-14)

A corrente de disparo I_G mínima, é função da repartição das lacunas entre N_1 e P_1 , ou seja, do valor da resistência "R" shunt entre o gatilho e A_1 .

Neste quadrante, o thyristor se comporta como um thyristor $N_1P_1N_2P_2$.

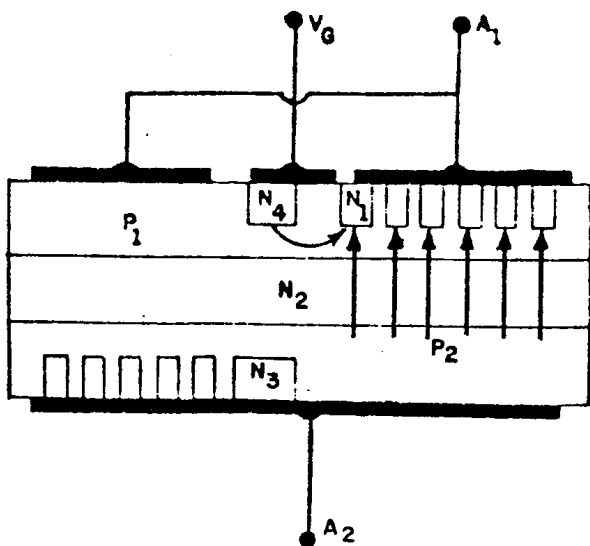


Figura 14-14 Esquema de um triac

Disparo do segundo quadrante (+ -)

A corrente de disparo circula de P₁ para N₄ e dispara o thyristor N₄P₁N₂P₂ (figura 14-14). Devido à geometria, a corrente principal de N₄P₁N₂P₂ polariza as bases P₁N₂ e o thyristor N₁P₁N₂P₂ conduz. Este último tendo uma impedância mais baixa abre N₄P₁N₂P₂ (por I_H), salvo se a corrente de gatilho for mantida. Assim, a corrente principal, flui como para o primeiro quadrante, entre P₂ e N₁.

Disparo do terceiro quadrante (- -)

Neste caso, a situação é um pouco mais complexa. Usemos como referência o esquema da figura 14-14.

O potencial de P₁ é superior ao de N₁. A junção P₁N₄ está, portanto polarizada diretamente e injeta seus portadores. O thyristor que iremos disparar é composto das camadas N₃P₂N₂P₁ (cátodo em N₃ e anodo em P₁).

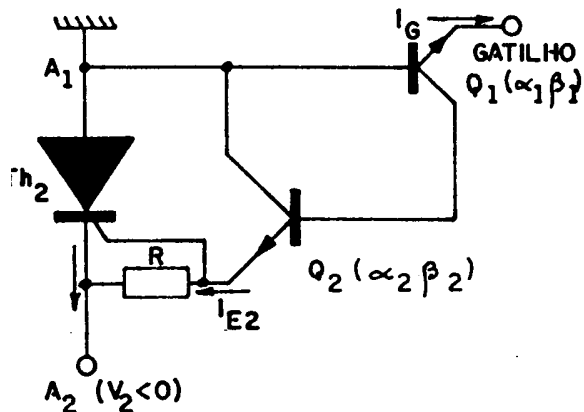


Figura 14-15 Disparo do terceiro quadrante

A junção de gatilho efetiva deste thyristor é o diodo N₃P₂ e para que ocorra o disparo é, portanto necessário, que N₃P₂ injete seus portadores. Uma melhor compreensão será possível, através da figura 14-15.

O transistor Q₁ é formado das camadas N₄P₁N₂ e T₂ das camadas P₂N₂P₁. O resistor "R" é a impedância entre N₃ e P₂. Para que o thyristor Th₂ dispare, é necessário que a corrente de emissor de Q₂ atravessando R polarize suficientemente a junção gate-cátodo de Th₂. Temos, portanto:

$$I_{B2} = \alpha_1 \cdot I_G$$

$$I_{E2} = \beta_2 I_{B2} = \alpha_1 \beta_1 I_G \text{ onde:}$$

I_{E2} é a corrente de gatilho real de Th₂;

I_G é a corrente injetada no gatilho do triac.

Nota-se que o transistor Q₁ tem suas junções emissor-base e coletor-base polarizadas diretamente, estando portanto saturado e α₁ é um "alfa" forçado. Portanto, de um modo geral, α₁ β₂ não é muito diferente da unidade, se bem que os triacs têm neste quadrante, sensibilidades próximas às dos quadrantes precedentes.

Em conclusão: Th₂ é disparado por uma corrente I_{E2}, criada através dos transistores Q₁ e Q₂ por I_G.

Disparo no quarto quadrante (- +)

O processo de disparo é idêntico ao do terceiro quadrante, sendo que a camada N₁ faz o que no terceiro quadrante foi feito pela camada N₄. Entretanto, a zona de N₃P₂N₂P₁ susceptível de disparar é fisicamente grande e, portanto, a sensibilidade será reduzida.

DIAC

O Diac é um elemento simétrico, que conseqüentemente não possui polaridade. Sua etimologia é a contração de "Diode Alternative Current". Sua estrutura é muito simples, sendo bastante similar a de um transistor bipolar. A diferença é que a concentração de impurezas é aproximadamente a mesma em ambas as

junções e que não existe nenhum contato na camada que no transistor constitui a base.

As concentrações iguais de impurezas resultam em características de bloqueio-condução, segundo a figura 14-16.

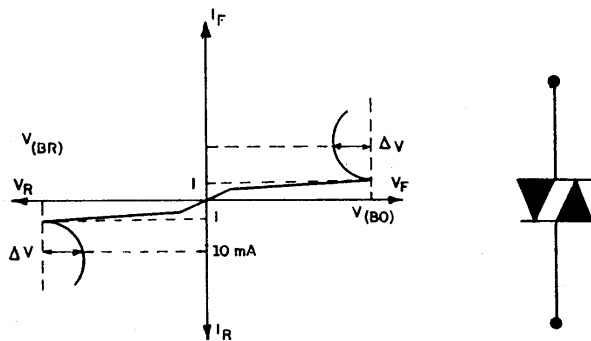


Figura 14-16 Curvas características e símbolo do Diac

A tensão de retorno é geralmente próxima de 30 volts. Tensões mais baixas são difíceis de se obter, com uma resistência negativa suficiente, enquanto que valores mais elevados reduziram as possibilidades de controle.

Quando se aplica uma tensão positiva ou negativa sobre os terminais de um Diac, se produz um fluxo muito pequeno de corrente de fuga $I_{(BO)}$, até que a tensão chega no ponto de ruptura $V_{(BO)}$. Neste momento, a junção polarizada inversamente sofre uma ruptura por avalanche e acima deste ponto, a característica “tensão x corrente” equivale a uma resistência

negativa, ou seja, a corrente aumenta consideravelmente enquanto a tensão diminui.

Os Diacs são muito usados em dispositivos de disparo para controle de fase de Triacs (em controles graduais de luminosidade), controle de velocidade de motores universais, controle de calefação, e diversas outras aplicações similares.

FOTOTHYRISTORES

Para disparar um thyristor, injeta-se uma corrente na base de um dos transistores que o constitui, o que leva à saturação. Pode-se ainda dispará-lo, criando-se através da luz, uma corrente em sua base. Para isto, criamos pares de elétrons-lacunas que serão separados por um campo elétrico ao nível da junção, e que são injetados na base do transistor considerado, sob a forma de portadores majoritários, criando assim a corrente de base.

Quanto maior for o número de elétrons-lacunas criados, maior será esta corrente. Isto é conseguido escolhendo-se um comprimento de onda ótimo, próximo de $1 \mu\text{m}$, e tendo-se uma superfície de junção, a maior possível com polarização inversa e exposta aos raios luminosos.

O fotothyristor é o único elemento capaz de comutar sob a influência da luz, que possui dois estados estáveis. Na figura 14-17, vemos a estrutura, o símbolo e o aspecto de um fotothyristor.

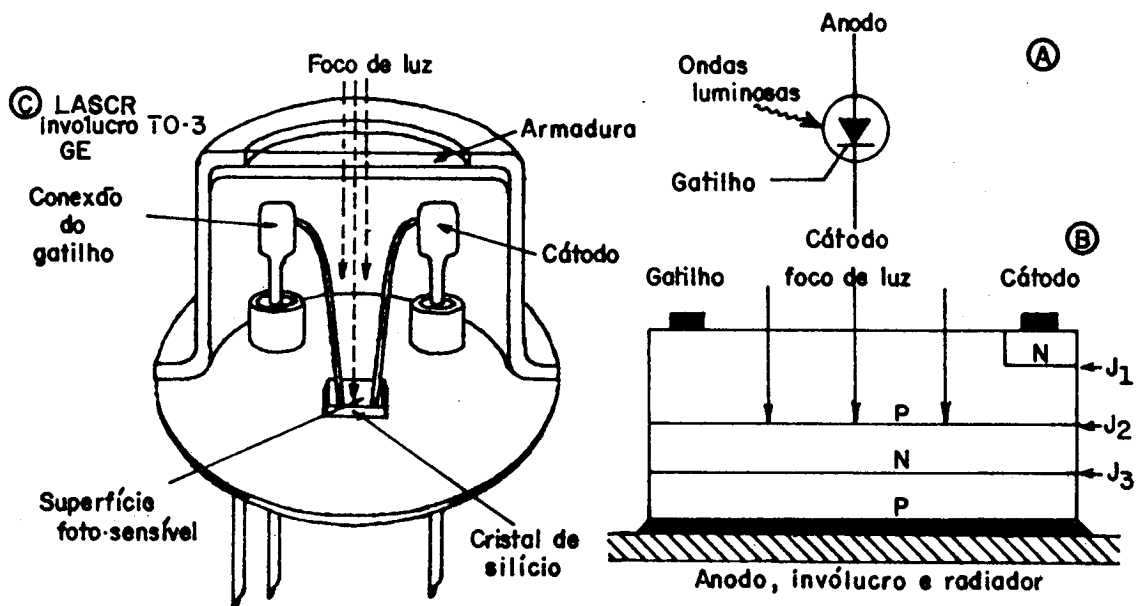


Figura 14-17 Estrutura, símbolo e aspecto de um fotothyristor

THYRISTOR BLOQUEÁVEL

O thyristor bloqueável pode ser disparado quando lhe aplicamos uma tensão positiva ao seu eletrodo de comando e será rebloqueado se aplicarmos uma impulsão negativa a este mesmo eletrodo.

QUADRAC

A partir dos thyristores, triacs e diodos, os fabricantes idealizaram dispositivos compostos, visando simplificar os esquemas de aplicações e o uso prático dos elementos.

Normalmente utiliza-se um diac para disparar um triac. Pode-se muito bem conceber um elemento composto, compreendendo estes dois componentes. Este é o quadrac, cujo esquema é apresentado na figura 14-18.

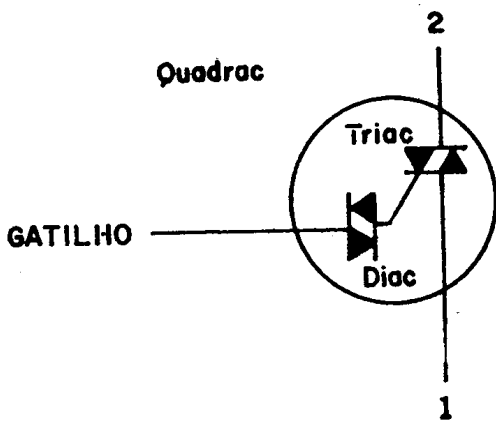


Figura 14-18 Esquema de um quadrac

DIODO SHOCKLEY

O diodo Shockley, também conhecido como diodo thyristor ou diodo de quatro camadas, é um dispositivo bipolar PNPN comparável em todos os sentidos a um thyristor, porém, estando disponíveis somente os bornes de anodo e cátodo.

Quando aplicarmos em seus bornes (entre cátodo e anodo), uma tensão crescente, mas inferior a um certo nível V_S , sua resistência será elevada e somente uma pequena corrente o atravessará.

Esta corrente é da ordem de alguns microampéres. Este é o seu primeiro estado estável, pois o diodo está bloqueado.

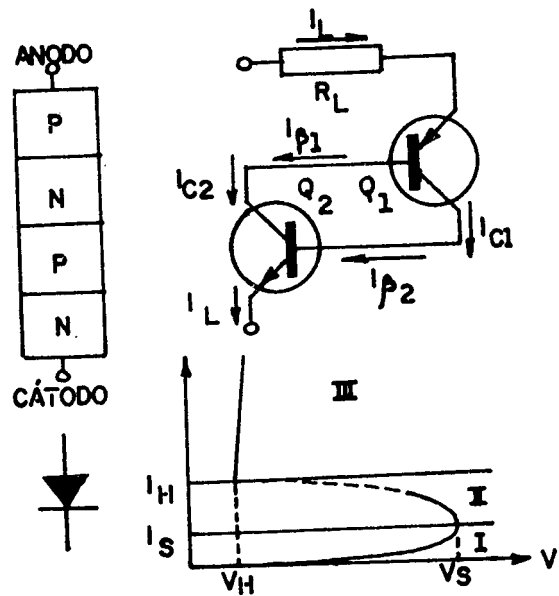


Figura 14-19 Estrutura, curva e símbolo de um diodo Shockley

Quando a tensão V_S é atingida, chegamos na segunda zona, na qual o diodo apresenta uma região negativa. Este é um estado instável.

A resistência do diodo vai decrescendo rapidamente e a partir do ponto I_H ela não tem mais do que alguns ohms. O diodo está plenamente condutor e assim permanece enquanto existir a corrente de manutenção, cujo valor mínimo é I_H . Esta é a terceira zona cujo funcionamento é estável. A queda de tensão introduzida pelo dispositivo é da ordem de 1V para os diodos de germânio e 1,3V a 1,7V para os de silício.

O rebloqueio efetua-se reduzindo-se a corrente, abaixo do valor de I_H ou a tensão, abaixo de V_H .

As tensões V_S são da ordem de 20 a 100V, enquanto que I_H é da ordem de 1 a 50 mA.

DIODO TÚNEL

Um diodo túnel é um pequeno dispositivo formado por uma junção PN, que tem uma elevada concentração de impurezas nos materiais semicondutores P e N. Esta alta densidade de impurezas faz tão estreita a região de depleção da junção (ou região de carga espacial), que as cargas elétricas podem se transferir através dela, mediante um efeito mecânico-quântico denominado "efeito túnel". Este efeito túnel produz uma zona de resistência negativa, sobre a curva característica do diodo

de referência, que o habilita para desempenhar as funções de amplificação, geração de pulsos e geração de energia de RF.

Características

Na figura 14-20 temos a característica típica de uma curva tensão-corrente de um diodo túnel e seu símbolo.

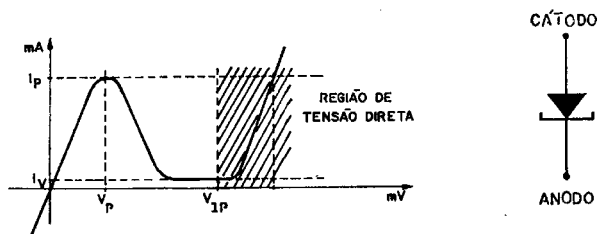


Figura 14-20 Curva característica de um diodo túnel e seu símbolo

Os diodos normais, quando polarizados inversamente, são percorridos por uma pequena corrente até que se atinja a tensão de ruptura.

Com polarização direta, a condução começa aproximadamente com 300 mV. Nos diodos túnel, ao contrário, uma pequena polarização inversa faz com que os elétrons de valência dos átomos do material semiconductor próximo à junção, atravessem a mesma por efeito túnel. Assim, o diodo túnel é altamente condutor para todas as polarizações inversas. Do mesmo modo, com pequenas polarizações diretas, os elétrons da região N passam por “efeito túnel” através da junção à região do tipo P, e a corrente do diodo cresce rapidamente até um valor de pico (I_p).

Com valores intermediários de polarização o diodo túnel apresenta uma característica de resistência negativa, e a corrente cai a um valor mínimo, denominado I_v (corrente de vale).

Com valores crescentes de polarização, o diodo túnel apresenta uma característica diódica. Devido à redução da corrente com o aumento da polarização na região de resistência negativa, o diodo túnel tem a capacidade de amplificar, oscilar e comutar.

Ponto de funcionamento

Quando se usa um diodo túnel em circuitos tais como amplificadores e osciladores, deve-se estabelecer um ponto de funcionamento na região de resistência negativa.

A linha de carga de CC, mostrada em linha cheia na figura 14-21 deve ter uma inclinação tal, que intercepte a região de resistência negativa somente em um ponto.

A linha de carga de CA pode ser bem inclinada, com uma só interseção (B) como no caso de um amplificador, ou um pouco inclinada, com três interseções (C, D, E) como ocorre em um oscilador.

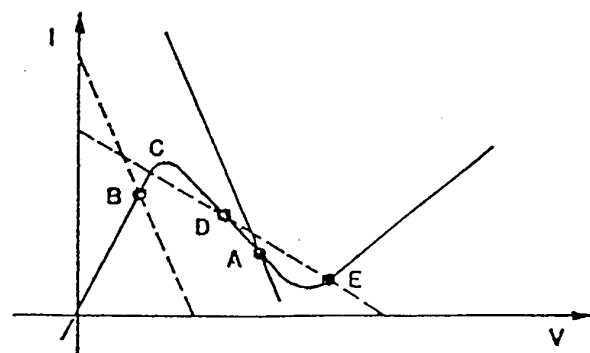


Figura 14-21 Linhas de carga

DIODOS EMISSORES DE LUZ (LED)

Num diodo com polarização direta, os elétrons livres atravessam a junção e combinam-se com as lacunas. À medida que esses elétrons caem de um nível mais alto de energia para um mais baixo, eles irradiam energia. Nos diodos comuns essa energia é dissipada na forma de calor. Mas no diodo emissor de luz (LED), a energia é irradiada na forma de luz.

Os LEDs substituíram as lâmpadas de incandescência em várias aplicações devido a sua baixa tensão, vida longa, e rápido chaveamento liga-desliga.

Os diodos comuns são feitos de silício, um material opaco que bloqueia a passagem da luz. Os LEDs são diferentes. Usando-se elementos como o gálio, o arsênio e o fósforo, um fabricante pode produzir LEDs que irradiam no vermelho, verde, amarelo, azul, laranja ou infravermelho (invisível).

Os LEDs que produzem radiação visível são úteis em instrumentos, calculadoras etc. Os LEDs infravermelhos encontram aplicação em sistemas de alarme contra roubo e outras áreas que exijam radiação invisível.

Tensão e corrente do LED

Os LEDs têm uma queda de tensão típica de 1,5 a 2,5 V para correntes entre 10 e 50 mA.

A queda de tensão exata depende da corrente, da cor, da tolerância do LED. A menos que seja feita alguma recomendação em contrário, use uma queda nominal de 2 V quando estiver verificando defeitos ou analisando circuitos com LEDs. Se tiver que fazer algum projeto, consulte a folha de dados, porque as tensões do LED têm uma grande tolerância.

A figura 14-22(a) mostra o símbolo esquemático de um LED, as setas para fora simbolizam a luz irradiada. Admitindo uma queda no LED de 2 V, pode-se calcular a corrente do LED, do seguinte modo:

$$I = \frac{10V - 2V}{680\Omega} = 11,8m$$

Tipicamente, a corrente do LED está entre 10 e 50 mA porque essa faixa produz luz suficiente para a maioria das aplicações.

O brilho de um LED depende da corrente. Idealmente, a melhor forma de se controlar o brilho é vincular o LED a uma fonte de corrente. A melhor coisa para se obter uma fonte de corrente é uma grande tensão de alimentação seguida de uma grande resistência em série. Neste caso, a corrente do LED é dada por:

$$I = \frac{V_S - V_{LED}}{R_S}$$

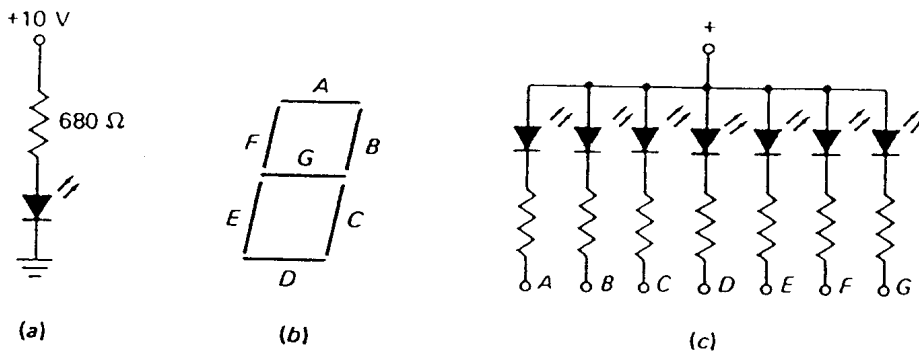


Figura 14-22 (a) Um circuito com LED.
(b) Indicador de sete-segmentos.
(c) Diagrama esquemático

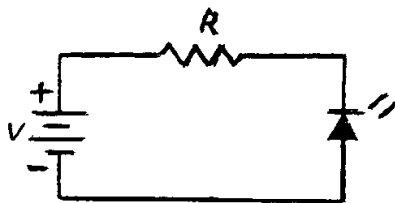


Figura 14-23 Fotodiodo

Quanto maior a tensão da fonte, menor o efeito que V_{LED} produz. Em outras palavras, um alto valor de V_S encobre a variação na tensão do LED.

Por exemplo, um TIL222 é um LED verde com uma queda mínima de 1,8V e uma queda máxima de 3V para uma corrente de aproximadamente 25 mA.

Se ligarmos um TIL222 a uma fonte de 20 V e a um resistor de 750 Ω , a corrente variará de 22,7 a 24,3 mA. Isto implica um brilho que é essencialmente o mesmo para todos os TIL222. Por outro lado, suponhamos que no circuito se utilize uma fonte de 5V e um resistor

de 120 Ω . A corrente variará então cerca de 16,7 a 26,7 mA; isto causará uma variação sensível no brilho. Portanto, para se obter um brilho aproximadamente constante com LEDs, devemos utilizar tanto uma fonte de tensão como uma resistência em série o maior possível.

Indicador de sete-segmentos

A figura 14-22(b) mostra um indicador de sete-segmentos que contém sete LEDs retangulares (de A a G). Cada LED é chamado de um segmento porque ele faz parte do dígito que está sendo exibido. A figura 14-22(c) é o diagrama esquemático de um indicador de sete-segmentos; são incluídos resistores externos em série para limitar as correntes a níveis seguros.

Aterrando-se um ou mais resistores, podemos formar qualquer dígito de 0 a 9. Por exemplo, aterrando A, B e C, obtemos o 7. Aterrando A, B, C, D e G produzimos um 3.

Um indicador de sete-segmentos também pode exibir as letras maiúsculas A, C, E

e F, mais as letras minúsculas b e d. Os instrutores de microprocessadores frequentemente usam uma exibição de sete-segmentos para mostrar todos os dígitos de 0 a 9, mais A, b, C, d, E e F.

SUMÁRIO

1 – O thyristor (SCR), é um comutador quase ideal. Uma de suas várias funções é controlar a energia consumida em vários tipos de máquinas.

2 – O termo thyristor, designa uma família de elementos semicondutores, cujas características estão próximas às das antigas válvulas thyatron.

3 – O nome thyristor é uma contração de THYRatron e transISTOR.

4 – O thyristor básico é denominado SCR (retificador controlado de silício).

5 – Dos vários tipos de thyristores, os que se destacam atualmente são os SCR, triac, foththyristor, diac, diodo Shockley, etc.

6 – O SCR é um diodo semicondutor de silício, a quatro camadas alternadas PNPN, com três terminais de saída, que são denominados anodo, cátodo e gatilho.

7 – Quando o anodo de um SCR é positivo em relação ao cátodo, duas junções internas ficam polarizadas diretamente, e uma junção fica polarizada inversamente. Neste caso, o diodo poderá conduzir, desde que o potencial de anodo seja suficiente para romper a junção com polarização inversa.

8 – O SCR poderá conduzir facilmente se estiver polarizado diretamente e se um potencial positivo for aplicado ao gatilho.

9 – Um SCR poderá disparar (conduzir) quando um sinal de comando é aplicado ao terminal gatilho, mas o seu bloqueio, só poderá ocorrer, diminuindo-se a corrente de anodo a um determinado nível.

10 – A tensão de disparo de um SCR depende da tensão V_G , mas o seu bloqueio não depende desta tensão.

11 – Um SCR pode controlar a energia dissipada em uma carga, através de um sistema que defasa a tensão V_G com relação a tensão de anodo.

12 – O triac é um dispositivo semicondutor de três terminais, sendo um de comando e dois de condução principal.

13 – Este dispositivo, pode passar de um estado bloqueado a um regime de condução nos dois sentidos de polarização.

14 – O triac poderá conduzir nos dois sentidos, desde que comandado, mas o seu bloqueio só se efetuará pela inserção da tensão de anodo ou pela diminuição da corrente, abaixo do valor da corrente de manutenção.

15 – O triac pode ser disparado por uma corrente negativa ou positiva no gatilho.

16 – O diac é um dispositivo semicondutor de dois terminais, que não possui polaridade. A sua condução é bidirecional.

17 – A condução de um diac é por ruptura das junções que o constituem.

18 – Quando conduz, o diac apresenta uma região de resistência negativa.

19 – Os diacs são muito usados em sistemas de disparo para controle de fase de triacs em controles de energia.

20 – Os foththyristores, são SCR, cujo disparo é efetuado por um foco luminoso.

21 – O quadrac é um dispositivo semicondutor cuja estrutura é constituída de triacs e diacs.

22 – O diodo Shockley é aparentemente um thyristor SCR com apenas dois terminais.

23 – O diodo Shockley, tem três estados: o primeiro é o de não condução; o segundo é o de disparar quando apresentar um estado de resistência negativa e o terceiro é quando a sua condução é normal e igual a um diodo convencional.

24 – O bloqueio de um diodo Shockley é através da redução de I_H .

25 – O diodo túnel é um pequeno dispositivo formado por uma junção PN, com alta concentração de impurezas.

26 – O diodo túnel, altamente dopado, quando polarizado diretamente, apresenta inicialmente uma região de resistência negativa.

27 – A região de resistência negativa é devido a diminuição da corrente com o aumento da tensão direta.

28 – Devido a esta característica, o diodo túnel pode ser usado como amplificador ou oscilador.

CAPÍTULO 15

DECIBÉIS

INTRODUÇÃO

É muito comum ouvirmos, em eletrônica, frases como: “O atenuador reduz de 5 dB”; “Resposta plana de frequência dentro de 3 dB”; “Amplificador com ganho de 10 dB”; “Antena com ganho de 9 dB”, etc. Mas quantos são os que realmente têm uma exata noção do valor destes números? Pouquíssimos são os que estão familiarizados com o termo dB (abreviatura de decibel).

O decibel, que é a décima parte do Bel, é a unidade usada para se fazer a comparação entre quantidades de energia, seja na forma de potência ou de som. Para nós, quando nos referirmos a decibel, entenderemos como sendo dez vezes o logaritmo decimal da relação entre dois níveis de potência expressos em Watt.

$$N^{\circ} \text{ dB} = 10 \times \log (P_2 : P_1)$$

Antes de prosseguirmos neste assunto, torna-se mister tecermos algumas considerações sobre a forma com que o ouvido humano responde (reage) aos diferentes estímulos sonoros.

Imaginemos um aparelho fornecendo-nos uma potência de 10 Watts e observemos a sensação auditiva. Aumentemos a potência sonora, até o nosso ouvido sentir o dobro do nível sonoro anterior. Se neste exato momento medirmos a potência, verificaremos que se trata de 100 W e não 20 W, como era de se supor.

Se aumentarmos ainda mais a potência até que dobre novamente, mediremos 1000 W, e, assim, sucessivamente.

Isso mostra que o ouvido humano reage ao som, não de maneira linear, mas muito aproximadamente, de acordo com uma curva logarítmica, razão pela qual os engenheiros, ao estabelecerem uma fórmula para a comparação de duas intensidades sonoras, tiveram que fazer com que ela obedecesse à mesma curva matemática que os logaritmos.

Aplicações

Inicialmente a aplicação do decibel restringia-se somente ao áudio. Mais tarde

generalizou-se pela simplificação que ele traz, passando a ser aplicado em antenas, amplificadores, linhas de transmissão, etc.

Vejam alguns exemplos de aplicação do dB:

a) Um amplificador requer 2 W de potência para excitá-lo na entrada.

Sabendo-se que a potência de saída do amplificador é de 8 W, qual será o ganho do amplificador em dB?

Solução:

$$P_0 = 2 \text{ W} \quad P_1 = 8 \text{ W} \quad G(\text{dB}) = ?$$

$$G(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_1}{P_0}$$

$$G(\text{dB}) = 10 \log \frac{8}{2} = 10 \log 4$$

$$G(\text{dB}) = 10 (0,602) = 6,02$$

b) Um transmissor entrega uma potência de 500 W, mas na antena chegam apenas 455 W. Qual é o ganho de potência em dB?

Solução:

$$P_0 = 500 \text{ W} \quad P_1 = 455 \text{ W} \quad G(\text{dB}) = ?$$

$$G(\text{dB}) = 10 \log \frac{455}{500}$$

$$G(\text{dB}) = 10 \log 0,91$$

$$G(\text{dB}) = -10(0,041) = -0,41$$

Façamos algumas considerações sobre os dois resultados obtidos nos exercícios anteriores.

O primeiro resultado significa que a potência de saída do amplificador está 6,02 dB acima do nível de potência de entrada.

No segundo resultado, observamos o aparecimento do sinal - (menos). Este sinal indica que não se trata de ganho de potência, mas sim uma atenuação (perda de potência) e o resultado em si, significa que a potência que chega à antena está 0,41 dB abaixo do nível de potência entregue pelo transmissor.

RELAÇÕES DE TENSÃO E CORRENTE

A partir da definição de ganho em potência e do conhecimento de que: $P = E \times I = I^2 \times R = E^2 : R$, podemos deduzir o ganho de tensão e ganho de corrente, sobre impedâncias iguais.

$$G(\text{dB}) = 10 \log P_1 : P_0$$

Supondo $R_1 = R_0$ e substituindo os valores de P_0 e de P_1 pelos valores correspondentes em tensão e resistência, teremos:

$$G(\text{dB}) = \frac{10 \log(E_1^2 \cdot R_0)}{(E_0^2 \cdot R_1)}$$

$G(\text{dB}) = 10 \log(E_1^2 : E_0^2)$ que pode ser escrito como:

$G(\text{dB}) = 20 \log(E_1 : E_0)$. Da mesma forma podemos deduzir para o ganho de corrente:

$$G(\text{dB}) = 20 \log(I_1 : I_0)$$

NÍVEIS DE REFERÊNCIA

O decibel, sendo essencialmente uma relação, ou mais exatamente, dez vezes o logaritmo decimal da relação entre duas potências, exige que se explicita ou subentenda-se uma referência, de acordo com convenções existentes. Por exemplo, quando se diz que o ganho de um amplificador é de tantos dB, isto equivale a expressar em dB o sinal de saída, tomando-se como referência o sinal de entrada.

Existem também alguns níveis de tensão ou de potência padronizados, escolhidos como referência, e freqüentemente os níveis de tensão ou de potência são expressos em relação a tais referências.

Os níveis mais comuns são 1 miliwatt e 6 miliwatt. O nível de 0,006 W corresponde a zero dB, enquanto que o nível 0,001 W corresponde ao nível zero dBm. Em outras palavras: dBm significa, dB relativo a 1 miliwatt.

Alguns exemplos a seguir elucidarão o emprego do dB e do dBm no cálculo do ganho ou atenuação de um circuito ou equipamento:

a) Sabendo-se que a potência de saída de um amplificador é 5 miliwatt, calcular o nível de potência de saída do amplificador, em dB.

Solução:

$$P_0 = 1 \text{ mW}$$

$$P_1 = 5 \text{ mW}$$

$$G(\text{dBm}) = ?$$

$$G(\text{dBm}) = 10 \log(5 : 1) = 10 \log 5$$

$$G(\text{dBm}) = 10 \times 0,6990$$

$$G(\text{dBm}) = 6,99 = \pm 7$$

Então, o nível de potência de saída do amplificador, está a 7 dB acima do nível de referência de 0,001 W.

b) Sabendo-se que um amplificador tem uma potência de saída de 6 Watts, calcular o seu ganho em dB.

Solução:

$$P_1 = 6 \cdot 10^{-3} \text{ W}$$

$$P_0 = 6 \text{ W}$$

$$G(\text{dB}) = ?$$

$$G(\text{dB}) = 10 \log(6 : 6 \cdot 10^{-3}) = 10 \log 10^3$$

$$G(\text{dB}) = 30 \log 10$$

$$G(\text{dB}) = 30$$

Este resultado indica que a potência de saída do amplificador está a 30 dB acima do nível de potência de referência de 0,006 W.

MEDIDA DE POTÊNCIA

O dBm é usado para descrever níveis de potência em decibéis, com referência a potência de 1mW sobre 600 ohms. Um miliwatt é representado como zero dBm, 10 miliwatts como 10 dBm, e 100 miliwatts como 20 dBm.

As figuras 15-1 e 15-2 são úteis na conversão direta de Volts rms em dBm (15-1) ou mW para dBm (15-2). A diagonal de cada gráfico marca os valores de tensão (15-1) ou a junção de dBm e miliwatts (15-2)

a) Para converter 10 volts rms em dBm, localize 10 volts na escala inferior da figura 15-1, movendo para cima (verticalmente) até encontrar a linha diagonal. Deste ponto mova horizontalmente para a esquerda, até encontrar +22 dBm.

b) Para converter 1000 mW em dBm, localize 1000 na parte inferior da figura 15-2.

Siga a linha de 1000 mW até encontrar a linha diagonal. Deste ponto, mova horizontalmente até +30 dBm na margem esquerda do gráfico.

c) Para converter +15 dBm em mW, localize +15 dBm na margem esquerda do gráfico (figura 15-2), movendo horizontalmente até encontrar a linha diagonal. Deste ponto, mova verticalmente para baixo, até encontrar a linha inferior que corresponde ao ponto 33,3 mW da escala.

d) Para cargas diferentes de 600 ohms, um fator de correção, baseado na razão de 600

ohms para o atual valor de carga, deve ser somado ou subtraído dos valores encontrados para 600 ohms, com o auxílio do gráfico apropriado. A fórmula para encontrar o fator de correção é:

$F.C. = 10 \log (600 : R_1)$, onde R_1 é a atual resistência de carga.

Como exemplo do uso do fator de correção, consideremos um amplificador com uma carga de 8 ohms que dissipa 1000 mW (1W).

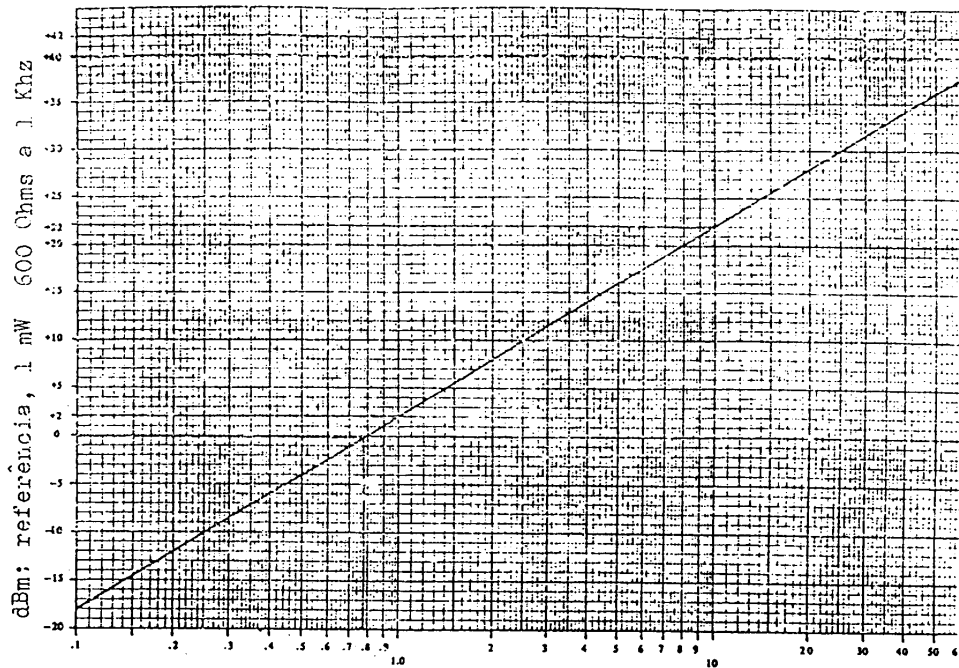


Figura 15-1 Conversão de volts rms em dBm

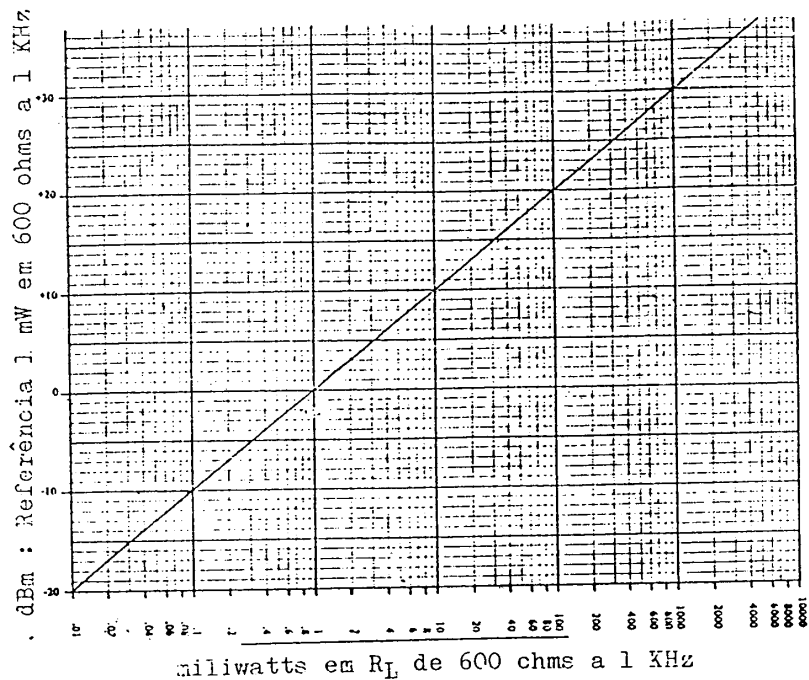


Figura 15-2 Conversão de mW em dBm

A figura 15-2 nos mostra que corresponde a +30 dBm numa carga de 600 ohms. Para determinarmos o verdadeiro valor em dBm sobre a resistência de 8 ohms, devemos calcular primeiramente o fator de correção.

$$\begin{aligned} \text{F.C.} &= 10 \log (600 : 8) = 10 \log 75 = \\ &= 10 (1,875) = 18,75 \end{aligned}$$

Como a nossa impedância é inferior a 600 ohms, teríamos que, do valor encontrado no gráfico, subtrair o fator de correção.

MEDIDORES DE POTÊNCIA

Um medidor de dB, mede, na realidade, tensão de CA e inclui-se uma escala de decibéis no mostrador do medidor, de modo que a leitura possa fazer-se em decibéis, em lugar de volts de CA.

A figura 15-3 ilustra um volt ohmímetro eletrônico com a escala inferior graduada em dB.

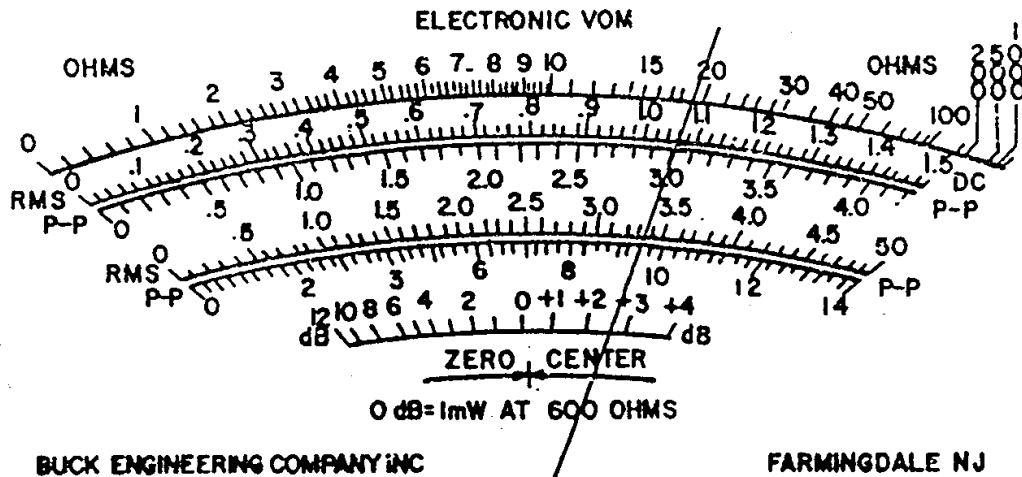


Figura 15-3 Mostrador de um volt ohmímetro eletrônico

SUMÁRIO

- Logaritmo de um número, real e positivo N , em uma base a positiva e diferente da unidade, é o expoente real x que se deve elevar essa base a para obter o número N .
- Somente números positivos têm logaritmos.
- A mantissa do logaritmo de um número é fornecida em tábuas logarítmicas.
- Todas as vezes que nos defrontarmos com logaritmos negativos, devemos transformá-

los em logaritmos preparados a fim de facilitar o cálculo.

e) O decibel é muito usado em eletrônica, para comparação de níveis de tensão e de potência, sempre relacionados com um padrão de referência.

f) Quando medirmos a potência dissipada sobre uma impedância diferente de 600 ohms, devemos calcular o fator de correção, que deve ser somado ou subtraído dos valores em dBm, encontrados nos gráficos “dBm x volts rms” e “dBm x mW”.

AMPLIADORES OPERACIONAIS

INTRODUÇÃO

O nome Amplificador Operacional (A.O.) deve-se ao fato do dispositivo ser empregado para realizar operações matemáticas, como multiplicação, integração, diferenciação e também para uma infinidade de funções.

Com esse dispositivo podem ser conseguidos amplificadores capazes de operar com sinais que vão desde corrente contínua até vários megahertz.

Simbologia

Na figura 16-1 é mostrado o símbolo do amplificador operacional.

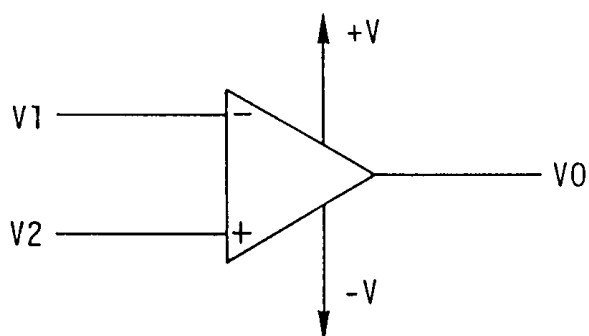


Figura 16-1 Símbolo do amplificador operacional

A entrada diferencial amplia a diferença dos sinais aplicados às entradas.

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS

O amplificador operacional ideal apresenta as seguintes características:

- Impedância de entrada infinita.
- Impedância de saída nula.
- Ganho de tensão infinito.
- Atraso nulo.
- Tensão de saída nula de $V_2 = V_1$.
- Resposta em frequência infinita.

ALIMENTAÇÃO

Na maioria das aplicações usa-se uma fonte simétrica ($\pm V$), porém há casos em que a fonte simples pode ser usada.

A alimentação pode ser obtida das seguintes maneiras:

- Duas fontes iguais, perfeitamente sincronizadas;
- Circuito divisor de tensão, com resistores exatamente iguais;
- Uma fonte simétrica, com valores típicos entre $\pm 10 V$ e $\pm 20 V$.

PINAGEM

O amplificador operacional mais difundido é o 741 (TBA221B). É um circuito integrado monolítico construído numa única base de silício.

Caracteriza-se por apresentar um alto ganho e uma elevada impedância de entrada. Esse amplificador operacional é encontrado com diversas denominações: μA 741, LM 741, CA 741, MC 741 e TBA 221B.

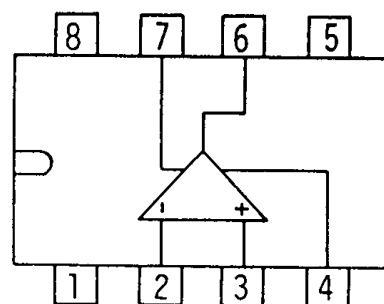


Figura 16-2 Pinagem do amplificador operacional 741

Pinos:

- 1 – Ajuste de *offset*.
- 2 – Entrada inversora.
- 3 – Entrada não inversora.
- 4 – Alimentação (- V).
- 5 – Ajuste de *offset*.
- 6 – Saída (V_b).
- 7 – Alimentação (+ V)
- 8 – Sem uso.

O ajuste de *offset* compensa a diferença entre os dois sinais de entrada.

AMPLIADOR OPERACIONAL COMO AMPLIFICADOR

O amplificador operacional como amplificador é mostrado na figura 16-3.

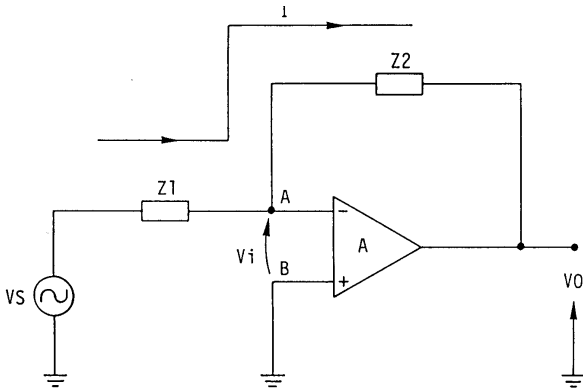


Figura 16-3 Amplificador operacional típico

O sinal de saída V_O é proporcional a V_{BA} ; ($V_B - V_A$).

Como sabemos o ao apresenta uma impedância de par entrada infinita, logo a corrente I passará de Z_1 a Z_2 , de onde podemos tirar a seguinte relação:

$$\frac{V_S - V_i}{Z_1} = \frac{V_O - V_i}{Z_2} \text{ ou seja:}$$

$$\frac{-Z_2}{Z_1} = \frac{V_O - V_i}{V_S - V_i} = (1)$$

Como o amplificador operacional apresenta ganho ∞ temos:

$$V_O = A \cdot V_i$$

$$V_i = \frac{V_O}{A}$$

Portanto se o ganho "A" tende a " ∞ ", a diferença de sinal ' V_i ' tende a zero.

Com isso a expressão (1) pode ser escrita como:

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{Z_2}{Z_1}, \text{ como "A"} = \frac{V_O}{V_S} \text{ temos que:}$$

$$A = \frac{-Z_2}{Z_1}$$

O sinal negativo na fórmula deve-se ao fato do extremo de Z_2 estar aplicado no terminal inversor do amplificador operacional (ponto A).

Com essa demonstração chegamos a algumas conclusões importantes:

1) Podemos determinar o ganho em malha aberta (sem realimentação, ou seja Z_1 e

$$Z_2): A = \frac{-V_O}{V_i}$$

2) O ganho do amplificador em malha fechada será $A = - (Z_2/Z_1) = - V_O/V_i$

3) A tensão de saída será negativa ou não, dependendo da aplicação do sinal de entrada : $V_O = -A \cdot V_i$, amplificador inversor de ganho $-A$

4) Se $Z_1 = Z_2$, o circuito comporta-se como um simples inversor: $V_O = -V_S$

5) Se $Z_1 < Z_2$, o circuito amplifica e inverte

6) Se $Z_1 > Z_2$, o circuito atenua e inverte.

APLICAÇÕES DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Aplicações lineares

São circuitos que exercem funções analógicas. Circuitos analógicos ou lineares são os que processam ou manipulam sinais cujas amplitudes variam continuamente dentro de um certo período. Nessa categoria encontram-se os osciladores, os amplificadores, os filtros ativos, os circuitos somadores e outros.

Amplificador com inversão

O circuito da figura 16-4 mostra um amplificador com inversão.

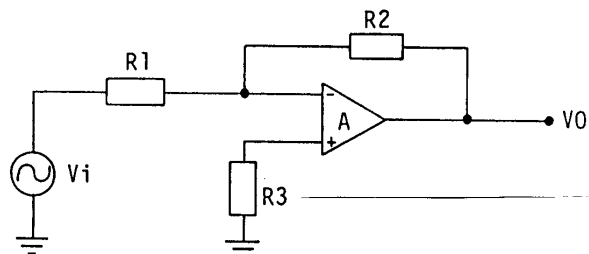


Figura 16-4 Amplificador com inversão

Suponhamos que os componentes do circuito da figura 16-4 assumam os seguintes valores: $R_1 = 20K$, $R_2 = 100K$ e $R_3 = 0$. Com isso tem-se que o ganho (A) será:

$$A = \frac{-R_2}{R_1} = -5$$

Caso usemos R_3 , o seu valor será:

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Portanto, se o sinal de entrada aplicado ao circuito for de 1V, a saída será de -5V. Esse circuito então executa também a função de multiplicador.

Amplificador sem inversão

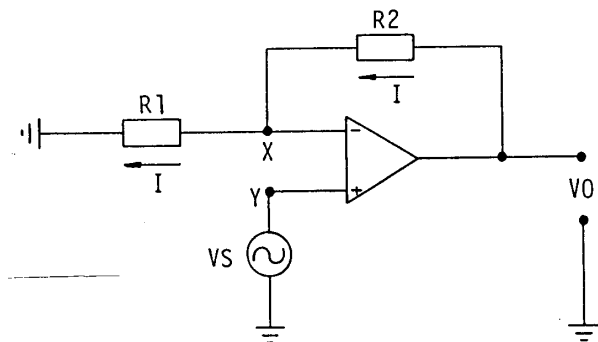


Figura 16-5 Amplificador sem inversão

Pelo circuito da figura 16-5 vemos que

$$I = \frac{V_S}{R_1}, \text{ teremos, nesse circuito que:}$$

$$V_O = V_{R2} + V_S.$$

Porém, como $V_{R2} = \frac{V_S}{R_1}$ temos que:

$$V_S \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_S = V_O \therefore V_O = V_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\text{Por outro lado: } \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\text{Ou seja: } A = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Amplificador com ganho unitário

O amplificador com ganho unitário apresenta uma elevada impedância de entrada (cerca de 400 MΩ), devido a alta realimentação e baixa impedância de saída (inferior a 1).

O amplificador com ganho unitário é mostrado na figura 16-6.

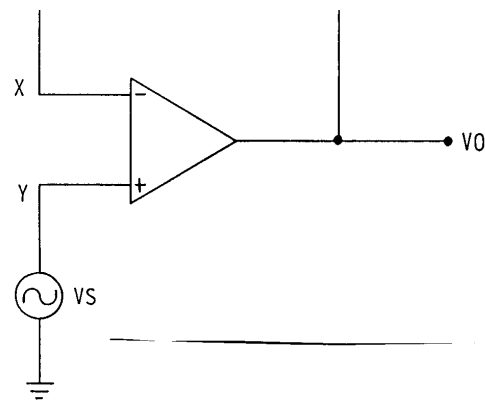


Figura 16-6 Amplificador com ganho unitário

$$\text{No circuito, } A = \frac{V_O}{V_S}$$

$$\text{como } V_O = V_S \text{ temos } A = 1$$

O amplificador nessa configuração é empregado como isolador ou “buffer”. O circuito isolador permite que possamos medir tensões em circuitos de alta impedância utilizando um voltímetro de baixa impedância.

Circuito somador

Como o nome indica o circuito somador tem por objetivo fornecer na saída uma tensão cujo valor é igual a soma das tensões aplicadas à entrada.

Tal circuito é mostrado na figura 16-7.

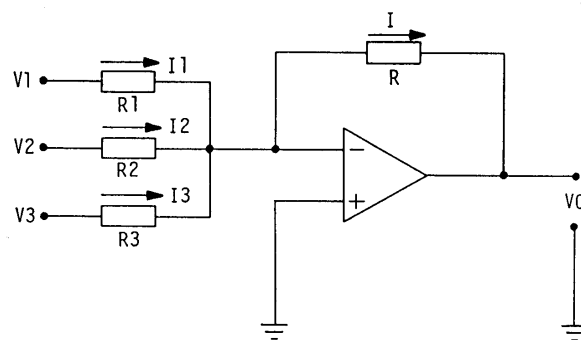


Figura 16-7 Circuito somador

Observando o circuito podemos escrever a equação da tensão de saída:

$$V_O = -I \times R = -(I_1 + I_2 + I_3) \times R$$

Ou ainda:

$$V_O = -\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right) \times R$$

Se considerarmos $R_1 = R_2 = R_3 = R$ teremos:

$$V_O = -(V_1 + V_2 + V_3)$$

Circuito subtrator

É o circuito projetado para fornecer na saída um valor de tensão igual a diferença entre as tensões de entrada.

Para que o circuito funcione como subtrator é necessário que a seguinte relação seja obedecida:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

O circuito subtrator é mostrado na figura 16-8

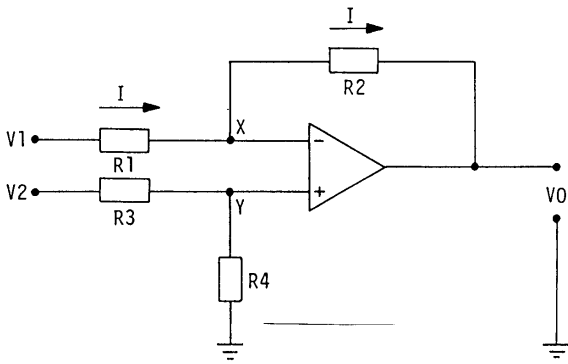


Figura 16-8 Circuito subtrator

Consideremos inicialmente todos os resistores iguais a "R".

$$\text{Temos então que: } I = \frac{VR_1}{R_1} = \frac{VR_2}{R_2},$$

Mas como $VR_1 = V_1 - V_X$ e $VR_2 = V_X - V_O$

$$\text{A corrente "I" será: } I = \frac{V_1 - V_X}{R} = \frac{V_X - V_O}{R}$$

$$\text{Logo: } V_1 - V_X = V_X - V_O$$

$$\text{e } V_O = 2 V_X - V_1$$

$$\text{Se } V_y = \frac{V_2}{2} \text{ e } V_O = 2 \left(\frac{V_2}{2} \right) - V_1$$

Finalmente tem-se que: $V_O = V_2 - V_1$

Aplicações não lineares

Circuitos não lineares são aqueles que ao contrário dos analógicos, sempre nos fornecerem saídas totalmente diferentes da forma de onda de entrada.

Circuitos comparadores – São circuitos cuja função principal é comparar o sinal de entrada V_1 com um sinal de referência V_R .

A figura 16-9 mostra um circuito comparador.

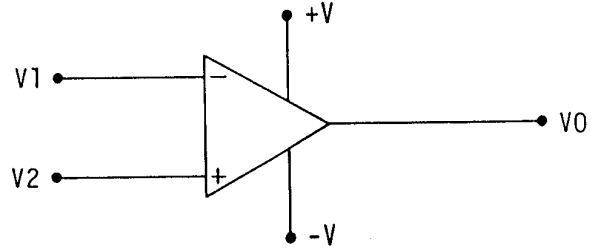


Figura 16-9 Circuito comparador

Comparador com tensão de referência nula – Um circuito comparador com tensão de referência nula é mostrado na figura 16-10.

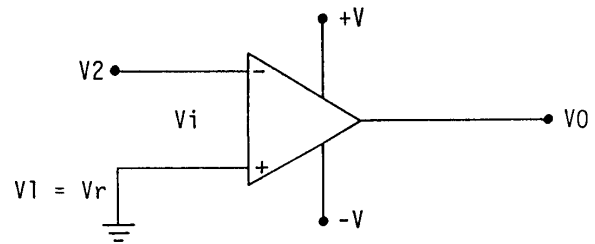


Figura 16-10 Circuito comparador com tensão de referência nula

No circuito temos que quando a tensão V_2 for positiva em relação à tensão V_1 de referência, a saída V_O será negativa.

E quando V_2 for negativa em relação à mesma tensão V_i , teremos uma V_O positiva.

TÉCNICAS DIGITAIS

SISTEMAS DE NUMERAÇÃO

Os sistemas de numeração foram desenvolvidos na história da humanidade atendendo às crescentes necessidades.

Inicialmente o homem, por conveniência utilizou-se dos dedos como forma de contagem, criando o sistema decimal.

Com o advento do computador, outros sistemas vieram a ser criados, visando maior facilidade de representação interna codificada. Dentre os mais comuns podemos citar os sistemas Binário, Octal e Hexadecimal, que adequam-se às necessidades ou funções internas de diversos equipamentos.

O sistema decimal, porém, nunca foi deixado de lado como forma de representação numérica, convencionada para nós, humanos.

Sistema decimal de numeração

O sistema decimal é um sistema de base 10, no qual existem dez algarismos para representação de uma quantidade: 0, 1, 2, 3, 4, 5,, 9.

O menor algarismo de uma determinada base é zero (0) e o maior é igual a base menos 1 ($10 - 1 = 9$).

No exemplo 1 a seguir temos um número na base 10.

$$(583)_{10}$$

Podemos decompor este número em potência de dez, já que sua base é 10 e fazendo isso teremos:

$$(5 \times 100) + (8 \times 10) + (3 \times 1) = 583$$

Neste exemplo podemos notar que o algarismo menos significativo (no caso o três) multiplica-se a unidade (1 ou 10^0), o segundo algarismo (o oito) multiplica-se a dezena (10 ou 10^1) e o mais significativo (no caso o cinco) multiplica-se a centena (100 ou 10^2). A soma desses resultados irá representar o número.

Exemplo 2:

$$(1592)_{10}$$

Decompondo o mesmo teremos:

$$1 \times 10^3 + 5 \times 10^2 + 9 \times 10^1 + 2 \times 10^0 = 1592$$

$$1000 + 500 + 90 + 2 = 1592$$

Exemplo 3:

$$(583,142)_{10}$$

Notamos que no exemplo 3 temos um número com uma parte fracionária. Vejamos então sua decomposição em potência de dez:

$$5 \times 10^2 + 8 \times 10^1 + 3 \times 10^0 + 1 \times 10^{-1} + 4 \times 10^{-2} + 2 \times 10^{-3} \text{ ou}$$

$$500 + 80 + 3 + 1/10 + 4/100 + 2/1000 \text{ ou ainda}$$

$$500 + 80 + 3 + 0,1 + 0,04 + 0,002 = 583,142$$

Sistema binário de numeração

No sistema binário a base é 2 ($b = 2$) e existem apenas dois algarismos para representar uma determinada quantidade: o algarismo 0 (zero) e o algarismo 1 (um).

Para representar a quantidade zero, utilizamos o algarismo 0, para representar a quantidade um, utilizamos o algarismo 1.

No sistema decimal, nós não possuímos o algarismo dez e representamos a quantidade de uma dezena utilizando o algarismo 1 (um) seguido do algarismo 0 (zero). Nesse caso, o algarismo 1 (um) significa que temos um grupo de uma dezena e o algarismo 0 (zero) nenhuma unidade, o que significa dez.

No sistema binário agimos da mesma forma, para representar a quantidade dois, utilizamos o algarismo 1 (um) seguido do algarismo 0 (zero). O algarismo 1 (um) significará que temos um grupo de dois elementos e o 0 (zero) um grupo de nenhuma unidade, representando assim o número dois.

Exemplo:

Seja o número $(1011)_2$ e façamos a sua decomposição em potência só que desta vez a base será dois:

$$1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

$$1000 + 000 + 10 + 1 = (1011)_2$$

Sistema octal de numeração

No sistema octal a base é oito e temos oito algarismos para representar qualquer quantidade. Esses algarismos são: 0, 1, 2, 3, ...7.

Para a formação de um número, utilizam-se esses algarismos e toda vez que tivermos uma quantidade igual ao valor da base, soma-se um (1) ao algarismo de valor posicional imediatamente superior como fazemos no sistema decimal.

Notamos também que, em qualquer base o maior algarismo é igual ao valor da base menos um (1) e o número de algarismos é sempre igual ao da base.

Exemplo:

Decompondo o número $(361)_8$ em potência de base oito temos:

$$3 \times 8^2 + 6 \times 8^1 + 1 \times 8^0$$

$$3 \times 100 + 6 \times 10 + 1 \times 1 = (361)_8$$

Podemos escrever que a base elevada a uma determinada potência é igual a um (1 seguido de tantos zeros quantos forem os valores das potências, assim temos:

$$2^3 = 1000 \quad 2^2 = 100 \quad 2^1 = 10$$

$$10^3 = 1000 \quad 10^2 = 100 \quad 10^1 = 10$$

$$8^3 = 1000 \quad 8^2 = 100 \quad 8^1 = 10$$

No sistema decimal, o número 100 aparece após o número 99 na ordem crescente.

No sistema binário, o número 100 aparece após o número 11 na ordem crescente.

No sistema octal, o número 100 aparece após o número 77 na ordem crescente.

Sistema hexadecimal de numeração

No sistema hexadecimal de numeração, a base é dezesseis e dispomos de dezesseis algarismos para representação de uma determinada quantidade de coisas. Como existem apenas dez algarismos numéricos utilizamos também algarismos alfanuméricos. Portanto temos os seguintes algarismos:

0, 1, 2, 3,9, A, B, C, D, E e F.

Hex	Dec
A	10
B	11
C	12
D	13
E	14
F	15

Exemplo:

Tomemos o número $(2C0A)_{16}$ e façamos sua decomposição.

$$2 \times 16^3 + C \times 16^2 + 0 \times 16^1 + A \times 16^0 \text{ ou}$$

$$2 \times 4096 + 12 \times 256 + 0 \times 16 + 10 \times 1 =$$

$$= 8192 + 3072 + 0 + 10 =$$

$$= (11274)_{10}$$

Complemento de um número

O complemento de um número é o que falta a este número para atingir o valor da base.

Exemplo:

$$\text{Complemento de } (7)_{10} \quad 10 - 7 = 3$$

No sistema binário para chegar-se ao complemento, obtém-se primeiramente o falso complemento.

$$\begin{array}{r} (1011)_2 \\ 0100 \longrightarrow \text{Complemento falso} \end{array}$$

Complemento verdadeiro consiste em somar-se 1 (um) ao complemento falso.

$$\begin{array}{r} 0100 \\ + 1 \\ \hline 0101 \end{array}$$

Conversão de bases

Conversão para base decimal – Para convertermos um número representado em qualquer sistema numérico, para o sistema decimal usamos a notação posicional e resolvemos a expressão como na base decimal.

Seja o número 1101 no sistema binário. A notação posicional seria:

$$1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 =$$

$$1 \times 8 + 1 \times 4 + 0 \times 2 + 1 \times 1 =$$

$$8 + 4 + 0 + 1 = (13)_{10}$$

Portanto $(1101)_2 = (13)_{10}$

Como segundo exemplo o número 107 do sistema octal. A notação posicional seria:

$$1 \times 8^2 + 0 \times 8^1 + 7 \times 8^0 =$$

$$1 \times 64 + 0 \times 8 + 7 \times 1 =$$

$$64 + 0 + 7 = (71)_{10}$$

Portanto $(107)_8 = (71)_{10}$

Conversão do sistema decimal para outras bases

– Para conversão da base 10 para outras bases, o método consiste em divisões sucessivas pela base desejada, até que o quociente seja nulo. Os restos das divisões indicarão o resultado da conversão, sendo o primeiro resto equivalente ao dígito menos significativo e o último ao mais significativo.

Exemplo 1

Façamos a conversão do número $(934)_{10}$ para base hexadecimal.

$$\begin{array}{r|l} \rightarrow & (10 \text{ A}) \\ 934 & \begin{array}{l} \underline{16} \\ 58 \\ \underline{16} \\ 3 \\ \underline{16} \\ 0 \end{array} \\ \text{1º resto } \underline{6} & \\ \text{2º resto } \underline{10} & \\ \text{3º resto } \underline{3} & \end{array}$$

Portanto $(934)_{10} = (3A6)_{16}$

Exemplo 2

Conversão do número $(76)_{10}$ para a base 8.

$$\begin{array}{r|l} 76 & \begin{array}{l} \underline{8} \\ 9 \\ \underline{8} \\ 1 \\ \underline{8} \\ 0 \end{array} \\ \underline{4} & \\ \underline{1} & \\ \underline{1} & \end{array}$$

Portanto $(76)_{10} = (114)_8$

Exemplo 3

Conversão do número $(12)_{10}$ para a base 2.

$$\begin{array}{r|l} 12 & \begin{array}{l} \underline{2} \\ 6 \\ \underline{2} \\ 3 \\ \underline{2} \\ 1 \\ \underline{2} \\ 1 \\ \underline{2} \\ 0 \end{array} \\ \underline{0} & \\ \underline{0} & \\ \underline{1} & \\ \underline{1} & \end{array}$$

Portanto $(12)_{10} = (1100)_2$

Contagem nas diversas bases

Na tabela de contagem nos sistemas de base decimal, binária, octal e hexadecimal observa-se que um número expresso num sistema de base menor exige maior quantidade de algarismos do que outro, de base maior, para representar a mesma quantidade.

DECI-MAL	BINARIA	OCTAL	HEXA-DEC.
0	0	0	0
1	1	1	1
2	$10 = 2^1$	2	2
3	11	3	3
4	$100 = 2^2$	4	4
5	101	5	5
6	110	6	6
7	111	7	7
8	$1000 = 2^3$	$10 = 8^1$	8
9	1001	11	9
10	1010	12	A
11	1011	13	B
12	1100	14	C
13	1101	15	D
14	1110	16	E
15	1111	17	F
16	$10000 = 2^4$	20	$10 = 16^1$
-	-	-	-
31	11111	37	1F
32	$100000 = 2^5$	40	20
-	-	-	-
63	111111	77	3F
64	$1000000 = 2^6$	$100 = 8^2$	40
-	-	-	-
99	1100011	143	63
100	1100100	144	64
-	-	-	-
127	1111111	177	7F
128	$10000000 = 2^7$	200	80
-	-	-	-
255	11111111	377	FF
256	$100000000 = 2^8$	400	$100 = 16^2$
-	-	-	-
-	-	$1000 = 8^3$	-

Códigos

Ao códigos são formas de representação de caracteres alfanuméricos.

São vários os códigos existentes havendo porém vantagens de um ou outro, de acordo com a aplicação ou funções internas do equipamento.

Código BCD 8421 – A sigla BCD representa as iniciais de “Binary Coded Decimal”, que significa uma codificação no sistema decimal em binário. Os termos seguintes (8421) significam os pesos de cada coluna, isto é, $8 = 2^3$, $4 = 2^2$, $2 = 2^1$ e $1 = 2^0$. O valor corresponderá à soma dos pesos onde na coluna houver o “bit” um (1).

DECIMAL	BCD 8 4 2 1
0	0 0 0 0
1	0 0 0 1
2	0 0 1 0
3	0 0 1 1
4	0 1 0 0
5	0 1 0 1
6	0 1 1 0
7	0 1 1 1
8	1 0 0 0
9	1 0 0 1

O número de “bits” de um código é o número de dígitos binários que este possui.

O código BCD 8421 é um código de 4 “bits”.

Código excesso 3 – Consiste na transformação do número decimal, no binário correspondente, somando-se a ele três unidades.

Exemplo:

$$(0)_{10} = (0000)_2$$

Somando-se três unidades, teremos 0011

DECIMAL	EXCESSO 3
0	0 0 1 1
1	0 1 0 0
2	0 1 0 1
3	0 1 1 0
4	0 1 1 1
5	1 0 0 0

6	1 0 0 1
7	1 0 1 0
8	1 0 1 1
9	1 1 0 0

O código Excesso 3 é utilizado em circuitos aritméticos.

Código Johnson – Baseia-se no deslocamento de “bits” e é utilizado na construção do Contador Johnsons.

DECIMAL	JOHNSON
0	0 0 0 0 0
1	0 0 0 0 1
2	0 0 0 1 1
3	0 0 1 1 1
4	0 1 1 1 1
5	1 1 1 1 1
6	1 1 1 1 0
7	1 1 1 0 0
8	1 1 0 0 0
9	1 0 0 0 0

Código Gray ou sistema de numeração refletido – Sua principal característica é que, em contagens sucessivas, apenas um “bit” varia.

A codificação Gray é mostrada na tabela a seguir, onde os campos em destaque representam um “espelho” a ser refletido para a contagem seguinte, acrescentando-se um “bit” 1 (um) imediatamente à esquerda.

DECIM.	BINÁRIO	GRAY
0	0 0 0 0 0	0 0 0 0 0
1	0 0 0 0 1	0 0 0 0 1
2	0 0 0 1 0	0 0 0 1 1
3	0 0 0 1 1	0 0 0 <u>1 0</u>
4	0 0 1 0 0	0 0 1 1 0
5	0 0 1 0 1	0 0 1 1 1
6	0 0 1 1 0	0 0 1 0 1
7	0 0 1 1 1	0 0 <u>1 0 0</u>
8	0 1 0 0 0	0 1 1 0 0
9	0 1 0 0 1	0 1 1 0 1
10	0 1 0 1 0	0 1 1 1 1
11	0 1 0 1 1	0 1 1 1 0
12	0 1 1 0 0	0 1 0 1 0
13	0 1 1 0 1	0 1 0 1 1
14	0 1 1 1 0	0 1 0 0 1
15	0 1 1 1 1	0 <u>1 0 0 0</u>
16	1 0 0 0 0	1 1 0 0 0

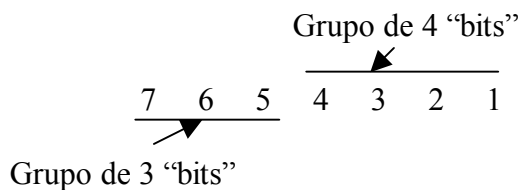
Este tipo de codificação garante que, com a variação de apenas um “bit” de uma contagem para outra, reduzam-se as conseqüências negativas geradas pela mudança de estado simultânea de registradores.

Código ASCII – O código ASCII é um tipo de codificação BCD, largamente utilizado em computadores digitais e em equipamentos de comunicação de dados. A sigla ASCII é formada pelas iniciais de American Standard Code for Information Interchange (Código Padrão Americano para Intercâmbio de Informações).

Consiste de um código binário de sete “bits” para transferir informações entre computadores e seus periféricos e em comunicação de dados a distância.

Com um total de sete “bits”, podemos representar $2^7 = 128$ estados diferentes ou caracteres, que são usados para representar os números decimais de 0 a 9, letras do alfabeto e alguns caracteres especiais de controle.

É formado por dois grupos de “bits”, sendo um de 4 “bits” e outro de 3 “bits”.



Formato do caráter no Código ASCII

CARACTER	ASCII						
	7	6	5	4	3	2	1
0	0	1	1	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	1
2	0	1	1	0	0	1	0
-							
9	0	1	1	1	0	0	1
-							
A	1	0	0	0	0	0	1
B	1	0	0	0	0	1	0
-							
Z	1	0	1	1	0	1	0
-							
a	1	1	0	0	0	0	1
b	1	1	0	0	0	1	0
-							
z	1	1	1	1	0	1	0

Exemplos de representações no código ASCII

OPERAÇÕES BINÁRIAS

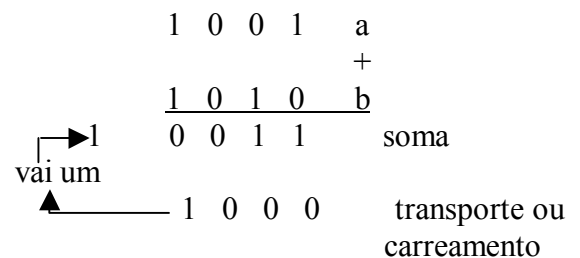
A eletrônica em seus primórdios, tinha sus cálculos baseados em álgebra convencional, através de sistemas analógicos ou lineares.

Com o advento de máquinas mais sofisticadas, processadores eletrônicos, sistemas de comunicação e controle digitais, os problemas vieram a ser resolvidos baseados em álgebra especial, não linear, mas binária, isto é, baseada em dois valores. É a álgebra Booleana.

Aritmética binária

As regras utilizadas em operações binárias no sistema decimal, são também seguidas nas mesmas operações em outros sistema de numeração. Neste capítulo trataremos de algumas técnicas que tornam mais simples a efetuação destas operações.

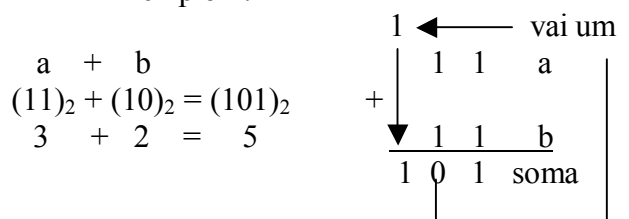
Adição no sistema binário – Para efetuarmos a adição no sistema binário, devemos agir como uma adição no sistema decimal, lembrando que no sistema binário temos apenas dois algarismos.



A tabela mostra a operação soma e o transporte em separado. O símbolo + é o operador soma.

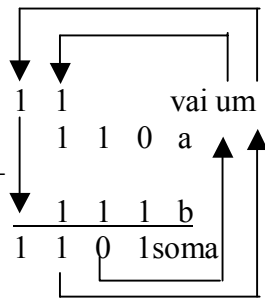
Como $1 + 1 = 10$ no sistema binário, o resultado é 0 (zero) e o transporte para a coluna imediatamente à esquerda é 1 (um). Esse transporte é idêntico ao do sistema decimal, pois quando tivermos uma soma igual ou maior que a base, haverá um “vai um” que será somado ao dígito de valor posicional imediatamente superior.

Exemplo 1:



Exemplo 2:

$$\begin{array}{r} a + b \\ (110)_2 + (111)_2 = (1101)_2 + \\ 6 + 7 = 13 \end{array}$$



Exemplo 3

$$\begin{array}{r} a + b \\ 11001 + 1011 = 100100 + \\ 25 + 11 = 36 \\ \hline \text{soma } 100100 \end{array}$$

Neste exemplo, seguindo-se as regras anteriores, observa-se que houve um empréstimo que ficou devedor. Nesta situação efetua-se a operação “complemento”, que consiste em inverter-se os bits “0” por “1” e vice-versa, somando-se “1” em seguida.

$$\begin{array}{r} 11101 \text{ resultado parcial} \\ + 00010 \text{ resultado invertido} \\ \quad \quad \quad 1 \text{ (complemento)} \\ \hline 00011 \text{ resultado final} \end{array}$$

Multiplicação no sistema binário- Procedese como em multiplicações no sistema decimal, tendo-se como regra básica:

$$\begin{array}{l} 0 \times 0 = 0 \\ 0 \times 1 = 0 \\ 1 \times 0 = 0 \\ 1 \times 1 = 1 \end{array}$$

Exemplo 1

$$\begin{array}{r} a \times b \\ 1000 \times 1 = 1000 \\ 8 \times 1 = 8 \\ \hline \text{produto } 1000 \end{array}$$

Exemplo 2

$$\begin{array}{r} a \times b \\ 10101 \times 10 = 101010 \\ 21 \times 2 = 42 \\ \hline \text{produto } 101010 \end{array}$$

Divisão no sistema binário- Procedese como em divisões no sistema decimal.

Exemplo:

$$\begin{array}{l} a : b \\ 111100 : 1100 = 101 \\ 60 : 12 = 5 \end{array}$$

$$\begin{array}{r|l} 111100 & 1100 \\ - 1100 & 101 \\ \hline 00110 & \\ - 0000 & \\ \hline 01100 & \\ - 1100 & \\ \hline 0000 & \text{resto} \end{array}$$

Subtração no sistema binário- O método de resolução é análogo a uma subtração no sistema decimal:

$$\begin{array}{r} 0001 \text{ empréstimo} \\ \quad \quad \quad \swarrow \\ 0110 \text{ a} \\ - 0101 \text{ b} \\ \hline 0001 \text{ diferença} \end{array}$$

Exemplo 1

$$\begin{array}{r} a - b \\ 111 - 100 = 011 \\ 7 - 4 = 3 \\ \hline \text{diferença } 011 \end{array}$$

Exemplo 2

$$\begin{array}{r} a - b \\ 1000 - 111 = 1 \\ 8 - 7 = 1 \\ \hline \text{diferença } 0001 \end{array}$$

Nos exemplos acima foram utilizados números tais que $a > b$. Consideremos agora um caso com $a < b$.

$$\begin{array}{r} a - b \\ 10110 - 11001 = -00011 \\ 22 - 25 = -3 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad a \\ -1 \quad -1 \quad -1 \quad \quad \quad \text{empréstimo} \\ \hline 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad b \\ \hline 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad \text{resultado parcial} \end{array}$$

ÁLGEBRA DE BOOLE

Em meados do século passado G. Boole desenvolveu um sistema matemático de análise lógica. Esse sistema é conhecido como Álgebra de Boole.

A álgebra booleana é baseada em apenas dois estados. Estes estados poderiam, por exemplo, ser representados por tensão alta e tensão baixa ou tensão positiva e tensão negativa.

Assim como na álgebra linear, encontramos vários tipos de funções, como veremos a seguir.

Simplificação de funções

Função “E” ou “AND” – É aquela cujo resultado equivale à multiplicação de duas ou mais variáveis.

$$S = A \cdot B \text{ (onde se lê A e B)}$$

Para melhor entendimento veja a figura 17-1.

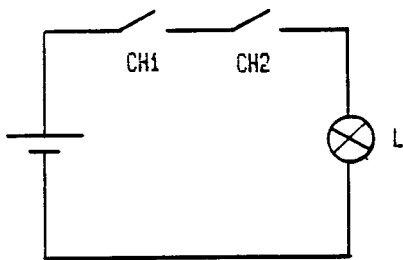


Figura 17-1 Circuito da função E ou AND

Convenções:

Chave aberta = 0

Chave fechada = 1

Lâmpada apagada = 0

Lâmpada acesa = 1

Situações possíveis:

Ch 1 aberta e Ch 2 aberta = lâmpada apagada
0 * 0 = 0

Ch 1 aberta e Ch 2 fechada = lâmpada apagada
0 * 1 = 0

Ch 1 fechada e Ch 2 aberta = lâmpada apagada
1 * 0 = 0

Ch 1 fechada e Ch 2 fechada = lâmpada acesa
1 * 1 = 1

Concluimos que a lâmpada só acenderá quando a Ch 1 e a Ch 2 estiverem fechada, correspondendo a equação $A \cdot B = S$

Tabela Verdade da função E ou AND – É um mapa onde colocamos todas as situações possíveis, com os respectivos resultados.

A	B	$S = A \cdot B$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

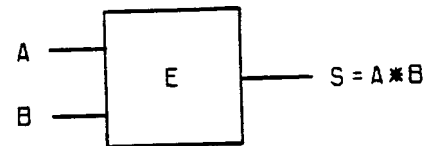
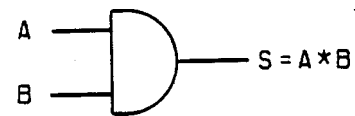


Figura 17-2 Simbologia da função E ou AND

O número de situações possíveis constante na tabela verdade é igual a 2^N , onde N é o número de variáveis de entrada.

Uma porta “E” com duas entradas tem $2^2 = 2^2 = 4$ situações possíveis.

Podemos encontrar portas lógicas com três ou mais entradas como mostrado na figura 17-3.

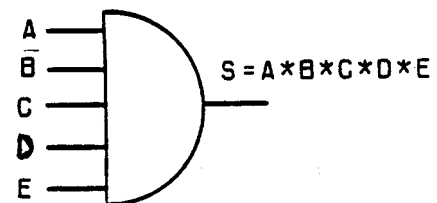
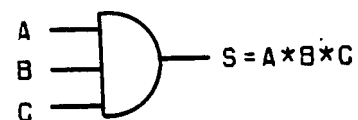


Figura 17-3 Portas E ou AND de três e de cinco entradas.

Função OU ou OR – É aquela que assume o valor um (1) na saída, quando uma ou mais variáveis na entrada forem iguais a um (1), e assume o valor zero (0) se, e somente se, todas as entradas forem iguais a zero (0).

$$S = A + B \text{ (S igual a A ou B)}$$

Para melhor compreensão veja a figura 17-4

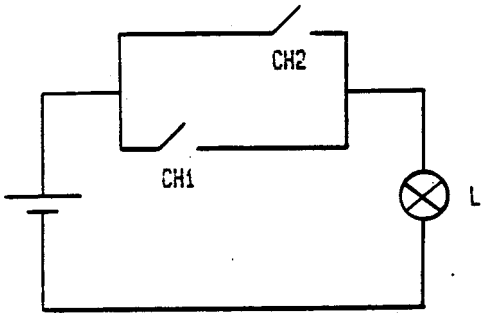


Figura 17-4 Circuito da função OU ou OR

Convenções:

- Chave aberta = 0
- Chave fechada = 1
- Lâmpada apagada = 0
- Lâmpada acesa = 1

Situações possíveis:

- Ch 1 aberta e Ch 2 aberta = lâmpada apagada
0 + 0 = 0
- Ch 1 aberta e Ch 2 fechada = lâmpada acesa
0 + 1 = 1
- Ch 1 fechada e Ch 2 aberta = lâmpada acesa
1 + 0 = 1
- Ch 1 fechada e Ch 2 fechada = lâmpada acesa
1 + 1 = 1

Concluimos que a lâmpada acenderá quando pelo menos uma das chaves estiver ligada, correspondendo à equação $A + B = S$.

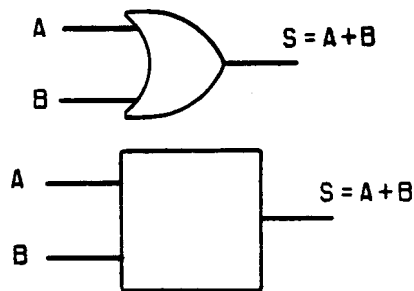


Figura 17-5 Simbologia da função OU ou OR

Tabela Verdade da função OU ou OR

A	B	S = A + B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Portas OR também podem ser encontradas com 3 ou mais entradas.

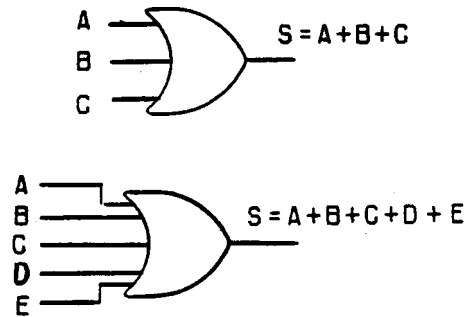


Figura 17-6 Exemplos de portas OR

Função NOT ou NÃO – A função NÃO, complemento ou inversão, é aquela que inverte o estado da variável, isto é, “0” inverte para “1” e “1” inverte para “0”. Veja a figura 17-7.

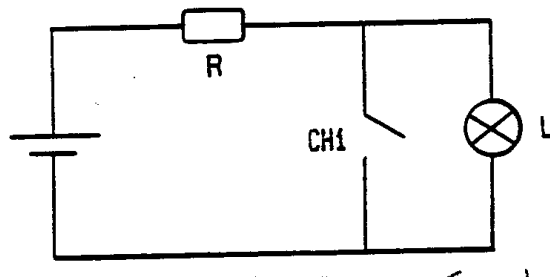


Figura 17-7 Circuito da função NOT ou NÃO

Convenções:

- Chave aberta = 0
- Chave fechada = 1
- Lâmpada apagada = 0
- Lâmpada acesa = 1

Situações possíveis:

- Chave 1 aberta = lâmpada acesa
0 = 1
- Chave 1 fechada = Lâmpada apagada
1 = 0

Tabela verdade da função NOT ou NÃO

A	\bar{A}
0	1
1	0

Onde \bar{A} representa o inverso de A

Função NÃO E ou NAND – É uma combinação das funções “E” e “NÃO”, que é representada da seguinte forma:

$S = \overline{A * B}$ (S igual a A e B barrados, ou A e B “not”).

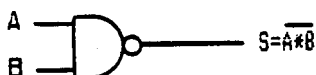


Figura 17-8 Simbologia NAND

Tabela Verdade da função NAND

A	B	$\overline{A*B}$ (S)
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Função “NÃO OU” ou NOR – É a combinação das funções OU e NÃO, que é representada da seguinte forma:

$S = \overline{A + B}$ (S igual a A ou B barrado, ou A ou B “not”).

Tabela Verdade NÃO OU ou NOR

A	B	$S = \overline{A + B}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

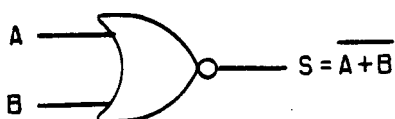


Figura 17-9 Simbologia NOR

Funções XOR ou XNOR – As portas NAND e NOR são ditas portas universais, porque vários circuitos podem ser derivados, utilizando apenas estes tipos de portas.

Podemos criar diversas funções combinando os vários tipos de portas lógicas, dentre elas as denominadas XOR e XNOR.

Tabela Verdade e simbologia

a) XOR ou “OU EXCLUSIVO” – Nesta função teremos “1” na saída, quando as entradas forem desiguais.

A	B	$S = A + B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

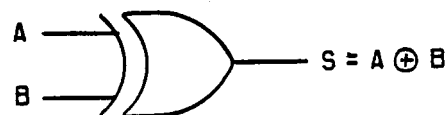


Figura 17-10 Simbologia XOR

b) XNOR ou “NOR EXCLUSIVO”- Nesta função teremos “1” na saída, quando as entradas forem iguais.

A	B	$S = \overline{A + B}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

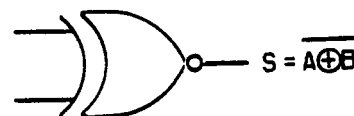


Figura 17-11 Simbologia XNOR

As portas XOR e XNOR são denominadas portas COMPARADORAS.

A porta XOR é denominada comparadora de desigualdade e a porta XNOR comparadora de igualdade.

Formas canônicas

As tabelas verdade de circuitos padrão nem sempre conseguem representar todas as

funções lógicas. Há circuitos cujas funções diferem do padrão. Estes circuitos poderão ser representados através de FORMAS CANÔNICAS.

Forma canônica disjuntiva—É a forma canônica mais utilizada. Para cada uma das entradas, atribui-se o valor “0” ou “1”, estabelecendo-se uma expressão representativa da função $f=1$.

ENTRADAS			SAÍDA	
A	B	C	f	
0	1	0	1	$\overline{A} \cdot B \cdot \overline{C}$
0	1	1	1	$\overline{A} \cdot B \cdot C$
1	0	0	1	$A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}$
1	1	0	1	$A \cdot B \cdot \overline{C}$

$$f = \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C} + \overline{A} \cdot B \cdot C + A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} + A \cdot B \cdot \overline{C} \quad \text{Forma Canônica}$$

Circuitos geradores de produtos canônicos— São circuitos que geram as formas canônicas básicas, onde são estabelecidas e combinadas as entradas para todas as variações.

Se quisermos gerar os produtos canônicos possíveis com “n” variáveis, necessitaremos de 2^n portas de “n” entradas.

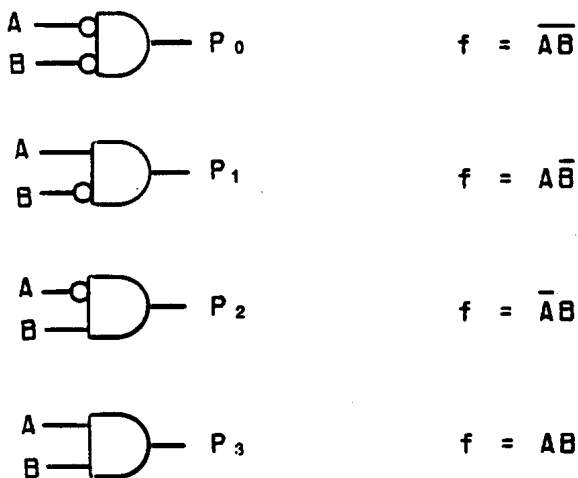


Figura 17-12 Exemplos com duas variáveis

CIRCUITOS DE COMUTAÇÃO

Os circuitos lógicos de um equipamento precisam ser compatíveis às necessidades do projeto. Na execução de funções lógicas, as entradas e saídas são variáveis, requisitando padrões de comutação.

Dentre as características dos circuitos de comutação, podemos citar o nível lógico, o tempo de propagação, a potência dissipada, a imunidade à ruídos e o “fan-out”.

Níveis lógicos

Os níveis lógicos são as tensões designadas como estado “1” e estado “0” binários, para um certo tipo de circuito digital.

Os valores nominais para os dois níveis são bem determinados mas, na prática, os valores obtidos podem variar, devido à tolerância dos componentes internos do circuito integrado, variações da fonte de alimentação, temperatura e outros fatores. Geralmente os fabricantes fornecem os valores máximos e mínimos admitidos para cada um dos níveis lógicos.

É muito importante conhecer os níveis lógicos de um determinado tipo de integrado pois, deste modo, ao trabalhar com equipamentos digitais, será fácil identificar os estados lógicos das entradas e saídas.

Tempo de propagação

O tempo de propagação (Propagation Delay) é a medida do tempo de operação de um circuito lógico. A velocidade de operação é uma das características mais importantes e, para a maior parte das aplicações digitais, uma alta velocidade de operação, ou seja, um baixo tempo de propagação é benéfico.

O tempo de propagação exprime o espaço de tempo necessário para que a saída de um circuito digital responda a uma mudança de nível de entrada; é composto pelo acúmulo de tempos de transição e retardo associados a qualquer circuito lógico.

Quando a tensão de entrada de um circuito digital muda de “0” para “1”, ou vice-versa, a saída deste circuito responderá após certo período de tempo finito.

A figura 17-13 dá um exemplo de tempo de propagação; temos aí representada a entrada de um circuito digital e, logo abaixo, a saída correspondente.

Veja que a transição de “0” para “1” na entrada ocasiona uma transição de “1” para “0” na saída e que a transição de saída ocorre um certo tempo após a transição de entrada. Isto é que chamamos de tempo de propagação.

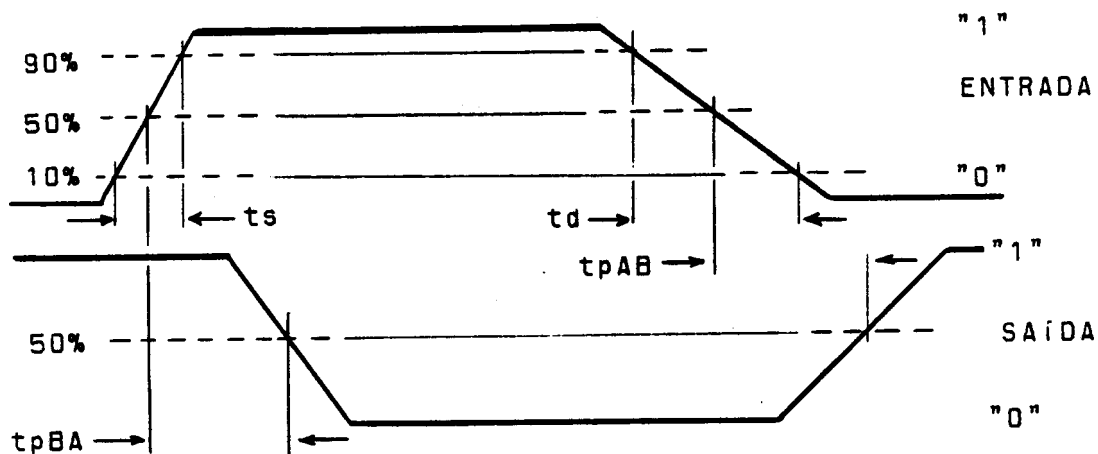


Figura 17-13 Tempo de propagação

O tempo de propagação (t_p) é medido geralmente entre os pontos de 50% de amplitude, da transição inicial da entrada para a transição inicial da saída ou da transição final da entrada para a transição final da saída.

Observe ainda que existem dois tipos de tempo de propagação: um deles ocorre quando a entrada passa do nível baixo para o nível alto (t_{pBA}), e o outro quando a entrada passa de alto para baixo (t_{pAB}). Os dois tipos de tempos de propagação são geralmente diferentes, devido às características dos circuitos lógicos.

Os tempos de subida e descida dos pulsos de entrada e saída também são importantes. Define-se tempo de subida (t_s), como o período de tempo tomado pelo pulso para subir de 10% a 90% de sua amplitude máxima. O tempo de descida (t_d), é o necessário para o pulso descer de 90% a 10% dessa mesma amplitude.

Para a maioria dos circuitos integrados digitais, os tempos de subida e descida são bastante reduzidos. Podem ser conseguidos tempos de transição de 1 nanosegundo. Alguns tipos de circuitos digitais modernos apresentam tempos de propagação que chegam a apenas algumas dezenas de nanosegundos. Os tempos de transição são normalmente menores que os tempos de propagação.

Os tempos de propagação podem variar consideravelmente devido a tolerâncias de fabricação, fiação, etc. e são cumulativos. Quando portas e outros circuitos lógicos combinacionais são ligados uns aos outros, os tempos de propagação se somam.

Se existe mais de um nível de lógica, isto é, mais de uma estrutura, o tempo de propagação total, de entrada e saída, é a soma

dos tempos de propagação de cada um dos níveis.

Potência dissipada

É a potência consumida por um circuito lógico operando em um ciclo de carga de 50%, isto é, tempos iguais nos estados "0" e "1".

A potência total dissipada por um circuito é uma consideração importante no projeto de um equipamento digital, pois uma elevada dissipação em potência, significa um grande consumo de energia elétrica.

Além disso, a potência total dissipada irá determinar o tamanho e o custo da fonte de alimentação.

O calor liberado pelos circuitos, também relacionado à potência dissipada pelos mesmos, às vezes torna necessário o seu resfriamento ou o uso de aparelhos de ar condicionado, para garantir o bom funcionamento do equipamento.

A potência dissipada por uma porta pode variar da ordem de alguns microwatts até 100 miliwatts.

Compromisso velocidade-potência

As duas características descritas, velocidade potência dissipada, são diretamente interdependentes em todos os tipos de circuitos lógicos digitais. A relação entre elas é tal que a velocidade se apresenta proporcional à potência dissipada, ou seja, tanto mais rápida a comutação de um circuito lógico, maior será a potência dissipada.

Os circuitos lógicos de alta velocidade empregam transistores bipolares não saturados que, associados a resistências internas de baixos

valores, produzem um alto consumo de potência.

Os circuitos integrados do tipo MOS (Metal-Oxide-Semiconductor), consomem um mínimo de potência devido as altas impedâncias inerentes a esses componentes. No entanto, refletem em velocidades de comutação muito baixas, limitando sua operação a frequências baixas. Pelo seu consumo bastante reduzido, adequam-se perfeitamente aos equipamentos portáteis operados a bateria, onde a alta velocidade não for necessária.

Imunidade a ruídos

A imunidade a ruídos é uma medida da característica de baixa ou não interferência de sinais externos indesejáveis. Considera-se ruído qualquer sinal estranho, gerado externamente ou pelo próprio equipamento, e que é acrescentado ou superposto aos sinais padrão do sistema.

Esse ruído pode ser um nível de tensão variando lentamente, picos de tensão, ou sinais de alta frequência e pequena duração. O ruído pode provocar uma comutação no circuito lógico, para um estado indesejável num momento impróprio.

A imunidade da maioria dos circuitos lógicos é de aproximadamente 10% a 50% do valor da tensão de alimentação. Isto significa que um pico será rejeitado, caso sua amplitude seja inferior a 10% ou 50% da tensão de alimentação.

A imunidade a ruídos é uma consideração de grande importância, porque a maioria dos sistemas digitais gera uma quantidade considerável de ruído em comutações de alta velocidade. Além disso, muitos equipamentos digitais são utilizados em ambientes industriais de ruído intenso, onde transientes provenientes das linhas de força e de outros equipamentos elétricos podem causar falsas comutações nos circuitos lógicos.

“Fan-out”

“Fan-out” é uma característica que indica o quanto de carga pode ser ligado à saída de um circuito digital. É geralmente expresso em termos de número de cargas padrão que a saída de uma porta lógica aceita, sem afetar o nível lógico nominal, velocidade, temperatura ou outras características.

Uma porta lógica pode, por exemplo, apresentar um “Fan-out” igual a 10, o que indica que até dez entradas de portas poderiam ser ligadas à saída deste circuito lógico, sem afetar a sua operação.

FAMÍLIAS DE CIRCUITOS LÓGICOS

Como podem ser notados, os circuitos lógicos possuem características que deverão ser observadas durante o projeto, para que o mesmo utilize os componentes adequados à aplicação do equipamento. De acordo com estas características, os circuitos lógicos são agrupados em famílias.

Entende-se por famílias de circuitos lógicos, os tipos de estruturas internas que permitem a confecção dos blocos lógicos em circuitos integrados.

Dentre as famílias podemos destacar:

- RTL (Resistor-Transistor Logic).
- DTL (Diode-Transistor Logic).
- HTL (High Threshold Logic).
- TTL (Transistor-Transistor Logic).
- ECL (Emitter-Coupled Logic).
- C-MOS (Complementary MOS).

Tecnologia MOS

A família MOS (Metal Oxide Semiconductor) compõe-se de circuitos formados por MOSFETS, que são transistores de efeito de campo construídos a partir da tecnologia MOS, apresentando como características o baixo consumo e uma alta capacidade de integração, isto é, a colocação de uma grande quantidade de componentes lógicos num mesmo encapsulamento.

Comparação entre famílias

Família RTL (Resistor-Transistor Logic)

Utiliza transistores e resistores, sendo das primeiras famílias utilizadas, formando portas NOR como principal bloco lógico.

Suas principais características são:

- Possui boa imunidade a ruídos
- Tempo de propagação da ordem de 12 ns
- Potência dissipada por bloco lógico, da ordem de 10 mw.
- Alimentação $3V \pm 10\%$

Família DTL (Diode-Transistor Logic)

Utiliza diodos e transistores, sendo um desenvolvimento da lógica de diodos, permitindo a formação de blocos “E”, “OU”, “NAND” e “NOR”.

Suas principais características são:

- Imunidade a ruídos da ordem de 0,8V.
- Tempo de propagação da ordem de 30ns.
- Potência dissipada da ordem de 10 mw por bloco lógico.
- Alimentação $5V \pm 10\%$.

Família HTL (High Threshold Logic)

Utiliza diodos e transistores como a DTL, acrescentando um diodo Zener, para aumento do nível de entrada, estabelecendo alta imunidade à ruídos.

Suas principais características são:

- Alta imunidade a ruídos.
- Alto tempo de propagação.
- Alta potência dissipada, da ordem de 60 mw.

Família TTL (Transistor-Transistor Logic)

É oriunda da família DTL, porém utilizando transistores multiemissores, que permitem a eliminação dos diodos e resistores de entrada, trazendo maior velocidade e menor custo, tornando-a das mais difundidas.

Suas principais características são:

- Boa imunidade a ruídos
- Tempo de propagação da ordem de 10 ns.
- Potência dissipada da ordem de 20 mw por bloco lógico.
- Identificação Comercial – série 74 – Faixa de temperatura de 0° a 75° C.

Família ECL (Emitter Coupled Logic)

Utiliza nos circuitos, acoplamento pelo emissor dos transistores, o que os faz operar em regime de não saturação, permitindo a mais alta velocidade de comutação dentre as famílias.

Suas principais características são:

- Boa imunidade a ruídos.
- Muito baixo tempo de propagação, da ordem de 3 ns.
- Potência dissipada da ordem de 25 mw por bloco.
- Alimentação $-5,2 V \pm 20\%$.

Família C-MOS (Complementary MOS)

É uma variação da família MOS, consistindo basicamente de pares de canais MOS complementares. Esta técnica tem como vantagem em relação ao MOS convencional, uma maior velocidade de comutação, da ordem de 80 ns, contra 300 ns.

Suas principais características são:

- Baixa dissipação de potência, da ordem de $10\mu w$.
- Alto índice de integração.
- Alta imunidade a ruídos
- Ainda elevado tempo de propagação, da ordem de 60 a 70 ns.
- Larga faixa de alimentação de 3 a 18 V.

Métodos de fabricação

Existem três formas básicas de se fabricar circuitos integrados. O método mais difundido é o chamado monolítico; os outros são o de película fina, o de película espessa e o híbrido.

Método Monolítico – O circuito integrado monolítico é construído inteiramente de um único pedaço de silício semiconductor, chamado pastilha ou “chip”. Materiais semicondutores são difundidos sobre esta base, dando origem a diodos, transistores e resistores. Como resultado, o circuito inteiro, com todos os componentes e interligações, forma-se sobre uma base única, dando origem ao termo “monolítico”.

Os circuitos integrados monolíticos digitais se subdividem em dois tipos básicos: os Bipolares e os do tipo MOS, diferindo fundamentalmente no tipo de transistor utilizado.

Os circuitos MOS, são mais fáceis de obter e ocupam menos espaço, desta forma é possível incluir muito mais circuitos num “chip” apresentando uma maior densidade de componentes e custo menor.

Método de película fina ou espessa – Neste método, os circuitos são obtidos depositando-se os materiais sobre uma base não condutora, como a cerâmica, formando resistores, capacitores e indutores. Normalmente os

dispositivos semicondutores não são obtidos por este processo.

Método Híbrido – O circuito integrado híbrido é formado pela combinação de circuitos monolíticos e circuitos de película. Os híbridos oferecem uma grande variedade de combinações entre circuitos integrados e componentes, resultando em várias funções que não poderiam ser obtidas com circuitos integrados específicos.

Classificação dos circuitos integrados digitais

Os circuitos integrados digitais podem ser classificados basicamente em três grupos:

SSI – Small Scale Integration (Integração em Pequena Escala);

MSI – Médium Scale Integration (Integração em Média Escala);

LSI – Large Scale Integration (Integração em Grande Escala).

Os circuitos SSI representam a forma mais básica e simples dos circuitos integrados: são amplificadores ou portas, que realizam uma função elementar, devendo ser interligados externamente, caso queiramos formar circuitos funcionais completos..

Os circuitos MSI são mais complexos, formados por várias portas interligadas, compondo circuitos funcionais completos, a maioria contendo doze ou mais circuitos, desempenhando funções como um decodificador, um contador, um multiplexador.

Os circuitos LSI contêm 100 ou mais portas ou dispositivos equivalentes, formando grandes circuitos funcionais, equivalentes a vários circuitos MSI. Seu maior campo de aplicação é o das memórias e micro processadores.

Encapsulamento de integrados

Atualmente há três tipos de encapsulamento para acomodar “chips”:

TO5 ou “caneca”.

FLAT PACK ou invólucro chato.

DIP (Dual In-line Pack) ou em linha dupla.

Encapsulamento TO5 – Esta foi a primeira versão de encapsulamento usada em circuitos integrados, a partir de um invólucro padrão para transistores. Sua principal vantagem reside em

seu grande poder de dissipação de calor, e por esta razão encontra maior aplicação nos circuitos lineares.



Figura 17-14 Encapsulamento tipo caneca(TO5)

Encapsulamento chato (Flat Pack) – Apresenta o menor tamanho entre todos eles, sendo assim empregado onde se deseja uma elevada densidade de componentes na placa. Os invólucros têm um formato achatado e são apropriados para soldagem sobre circuitos impressos, podendo ficar muito próximos um dos outros.

Encontram aplicações onde o espaço é crítico, como por exemplo, em aviação, sistemas militares de alta confiabilidade e equipamentos industriais especiais.

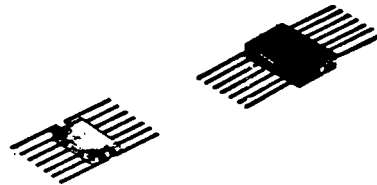


Figura 17-15 Encapsulamento “ chato” (Flat Pack)

Encapsulamento DIP (Dual In-Line Package) – O DIP ou encapsulamento em linha dupla, é assim chamado porque exhibe duas fileiras paralelas de terminais, tendo sido projetado para adaptar-se às máquinas de inserção automática de componentes em placas de circuitos impressos.

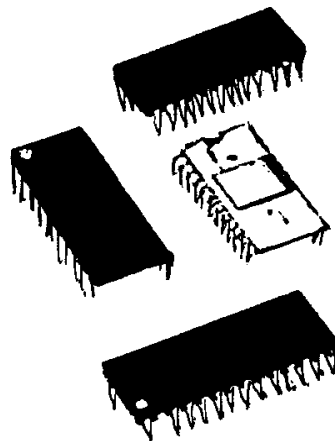


Figura 17-16 Encapsulamento em linha dupla (DIP)

Pode ser encontrado desde o MINI-DIP de oito pinos, ao gigante de quarenta pinos. A maioria dos SSI apresenta-se em encapsulamentos de 8, 14 ou 16 pinos, enquanto o MSI com 14, 16 ou 24 pinos. Finalmente os LSI são encontrados mais freqüentemente com 24, 28 ou 40 pinos.

CIRCUITOS COMBINACIONAIS

Conceitos

Circuito lógico combinacional, ou simplesmente circuito combinacional, é aquele cujo estado de saída é uma função exclusiva das combinações possíveis das variáveis de entrada.

Os circuitos lógicos combinacionais que iremos estudar, são divididos em três categorias:

a – Circuitos Lógicos Básicos

- Porta AND (E).
- Porta OR (OU).
- Porta NOT (NÃO).

b – Circuitos Lógicos Universais

- Porta NAND (NÃO E).
- Porta NOR (NÃO OU).

c – Circuitos Comparadores

- Porta XOR (OU EXCLUSIVO).
- Porta XNOR (NÃO OU EXCLUSIVO).

Circuitos Lógicos Básicos – As portas E, OU e INVERSORA, são ditas básicas porque, através delas, todas as funções lógicas podem ser obtidas.

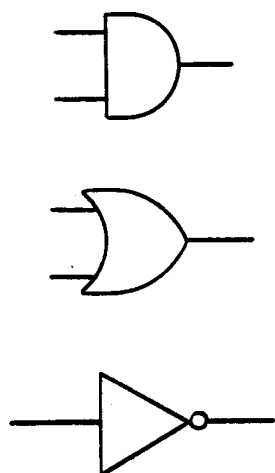


Figura 17-17 Portas básicas

Circuitos Lógicos Universais – Dentre todas as portas lógicas, as portas NAND e NOR, são as mais utilizadas, pois qualquer tipo de circuito lógico pode ser obtido através delas.

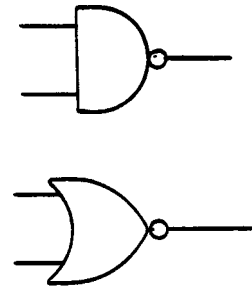


Figura 17-18 Portas NAND e NOR

Circuitos Comparadores – As portas XOR e XNOR são consideradas circuitos comparadores e encontram vasta aplicação onde for necessário comparar expressões ou tomar uma decisão.

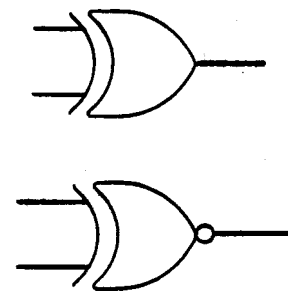


Figura 17-19 Portas XOR e XNOR

Codificadores e decodificadores

Um Codificador tem a função de “tradutor” de um código (linguagem) conhecido ou comum, para um código desconhecido ou incomum.

Um Decodificador tem a função de “tradutor” de um código (linguagem) desconhecido ou incomum, para um código conhecido ou comum.

Da relação dos “bits” 0 e 1 do sistema binário, com os estados lógicos 0 e 1, surgiu a aplicação de circuitos lógicos em calculadoras, com operações realizadas no sistema binário.

Cabe aqui uma pergunta. Por que não empregar nas calculadoras eletrônicas circuitos que realizem operações diretamente no sistema decimal?

A resposta é simples: os circuitos teriam que discernir 1 entre 10 níveis diferentes, contra

1 entre 2, o que os tornaria complicados, caros e volumosos.

Para facilitar a operação da máquina, a entrada dos dados a serem calculados e o resultado das operações, devem estar na forma decimal, que é o código comum aos humanos.

Vê-se, então, a necessidade de componentes lógicos conversores, dotados de circuitos codificadores e decodificadores que realizem as conversões decimal-binário ou binário-decimal.

Estes codificadores e decodificadores, são na verdade circuitos lógicos combinacionais cujas saídas dependem dos estados lógicos das entradas.

Um número decimal pode ser codificado de tal maneira que a operação digital possa ser desempenhada utilizando-se números binários. A conversão de um sistema para o outro é realizada por circuitos codificadores. O circuito que tem a função inversa é denominado decodificador.

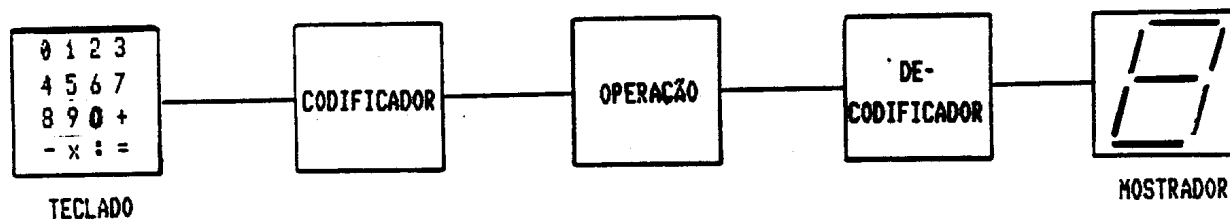


Figura 17-20 Diagrama bloco básico de uma calculadora

Circuito Codificador –

Um codificador consiste de portas lógicas que convertem um número decimal para outro código de representação.

Na figura 17-21 a seguir, temos um circuito codificando um grupo de chaves que representam números decimais, para fornecimento de um código binário de 4 "bits".

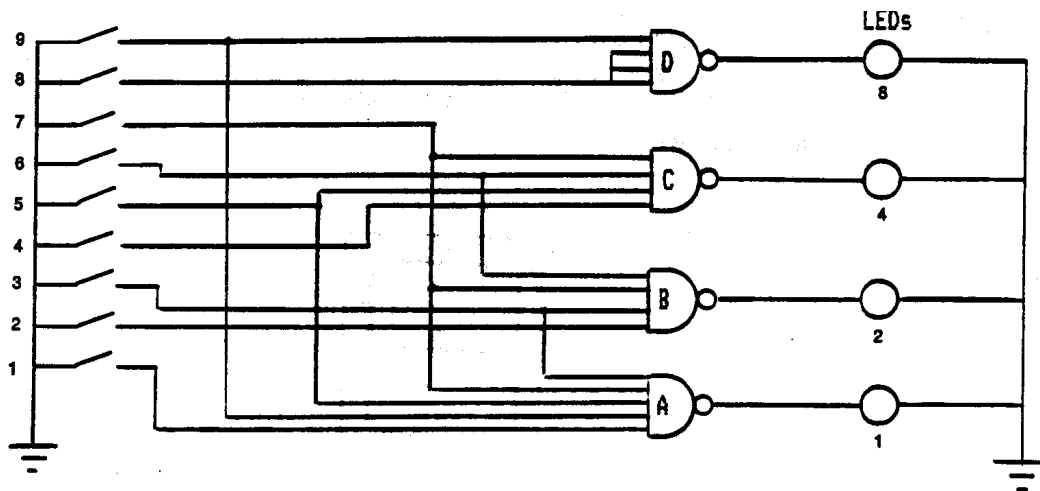


Figura 17-21 Circuito codificador

Quando todas as chaves estiverem abertas, teremos nível "1" (alto) na entrada de todas as portas NAND, ocasionando todas as saídas em nível "0" (baixo), gerando o binário "0000".

Ao pressionarmos a chave "1", um nível **baixo** na entrada da porta "A", ocasionará um **alto** em sua saída, indicando o binário "0001".

Pressionando a chave "2", teremos um nível **alto** da saída da porta "B", acendendo o Led correspondente, indicando o binário "0010".

Acionando a chave "6", as portas B e C terão saída **alta**, ocasionando a indicação binária "0110".

"Display" de segmentos – A apresentação do resultado anteriormente descrita, não é satisfatória, pois nem todos os humanos compreendem a representação binária. São necessários então, componentes que nos proporcionem uma forma simples de representação.

Os “displays” de sete segmentos são componentes mais comuns para representação numérica. Estes “displays” possibilitam representarmos números de cimalis e alguns outros símbolos. São compostos por segmentos que podem ser ativados individualmente, permitindo combinações.

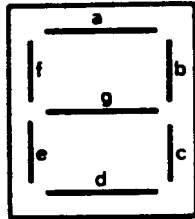


Figura 17-22 “Display” de sete segmentos

Para formação do algarismo zero (0), necessitamos ativar os segmentos “a”, “b”, “c”, “d”, “e” e “f”, desativando o segmento “g”.



Figura 17-23 Representação do zero (0)

A representação do algarismo quatro (4) requer a ativação dos segmentos “b”, “c”, “f” e “g”.



Figura 17-24 Representação do quatro (4)

Circuito Decodificador – Como o código interno normalmente utilizado é o binário, torna-se necessário um decodificador que permita a ativação individual dos segmentos. Este decodificador possui a seguinte tabela verdade:

DECIMAL	BCD 8421				CÓDIGO DE 7 SEGMENTOS						
	A	B	C	D	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
3	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
5	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1

As funções da tabela poderão ser obtidas através do circuito da figura 17-25.

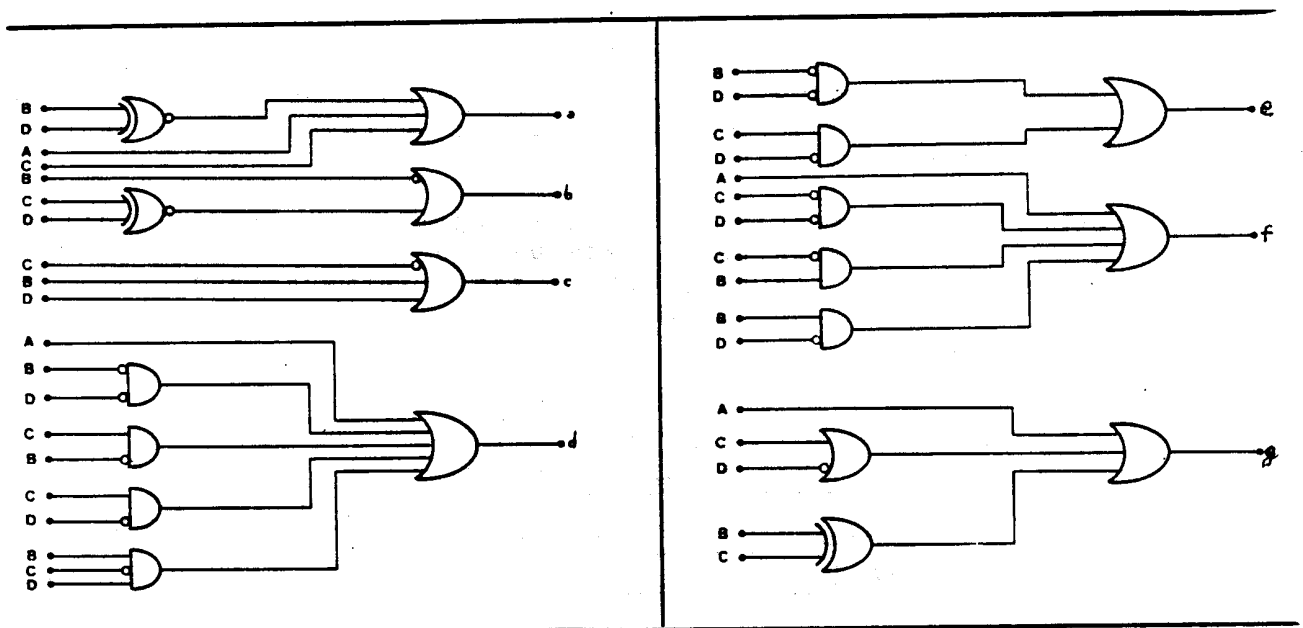


Figura 17-25 Decodificador para “Display” de sete segmentos

Somadores e subtratores

Somador – Se quisermos somar dois dígitos binários, teremos duas entradas para o circuito de soma, havendo quatro combinações para estas entradas: (0 + 0), (0 + 1), (1 + 0) e (1 + 1).

Na aritmética binária, “1” mais “1” (1+1) é igual a 0 (zero) e um dígito 1 é transportado para a coluna da esquerda.

A + B = S	T
0 + 0 = 0	0
0 + 1 = 1	0
1 + 0 = 1	0
1 + 1 = 0	1

De acordo com a tabela verdade, a função soma (S) pode ser executada por uma porta XOR (OU EXCLUSIVA), e a função transporte (T) por uma porta AND.

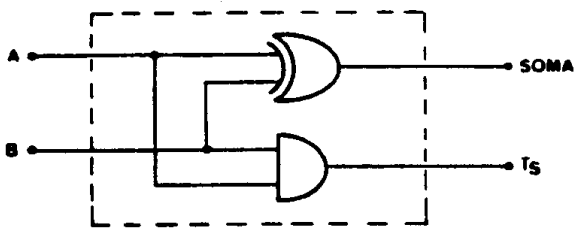


Figura 17-26 Meio Somador (Half Adder)

Para somar as colunas menos significativas, será suficiente o circuito acima, com duas entradas, que é denominado Meio Somador (Half Adder), porém ao somarmos as demais colunas teremos que considerar uma terceira entrada, o transporte da coluna anterior.

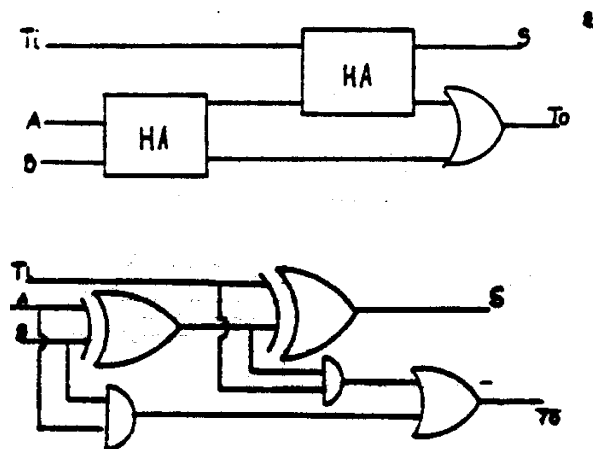


Figura 17-27 Somador Completo (Full Adder)

O somador que executa a soma dos dígitos mais significativos e que possui uma terceira entrada para o transporte, é denominado Somador Completo (Full Adder), sendo formado por dois “Half Adders” (HÁ) e uma porta OR.

Um somador será composto de vários “Full Adder” (HÁ), para a coluna menos significativa.

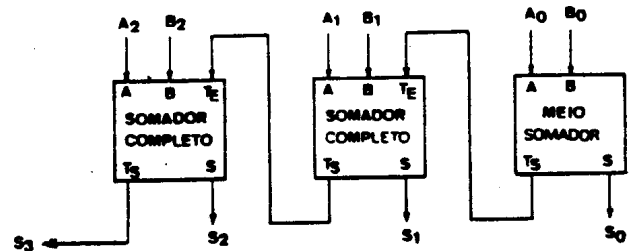


Figura 17-28 Somador para dois dígitos de três “bits”

Subtrator – Na aritmética binária, “0” menos “1” (0 – 1) é igual a “1” e um dígito 1 é tomado emprestado da coluna da esquerda.

A - B = S	E
0 - 0 = 0	0
0 - 1 = 1	1
1 - 0 = 1	0
1 - 1 = 0	0

Toma 1 emprestado

Analogamente ao somador, para subtrairmos dígitos na coluna menos significativa, fazemos uso de um Meio Subtrator (Half Subtractor) e, para as demais colunas, utilizamos o Subtrator Completo (Full Subtractor).

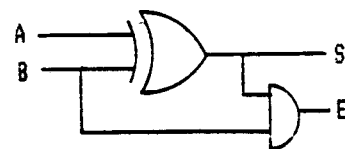


Figura 17-29 Meio Subtrator (Half Subtractor)

Um subtrator será composto de vários “Full Subtractors” (FS), para as colunas mais significativas e um “Half Subtractor” (HS), para a coluna menos significativa.

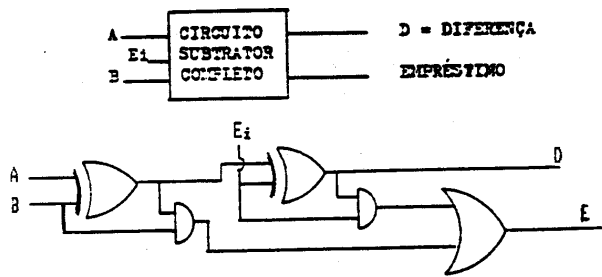


Figura 17-30 Subtrator Completo (Full Subtractor)

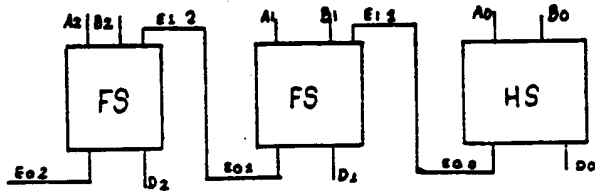


Figura 17-31 Subtrator para dois dígitos de três "Bits"

Multiplexadores e Demultiplexadores

Os Multiplexadores são componentes que permitem selecionar um dado, dentre diversas fontes, como uma chave seletora de várias posições.

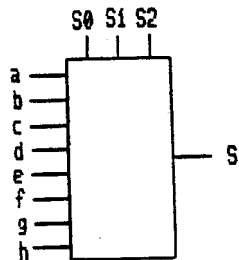


Figura 17-32 Multiplexador

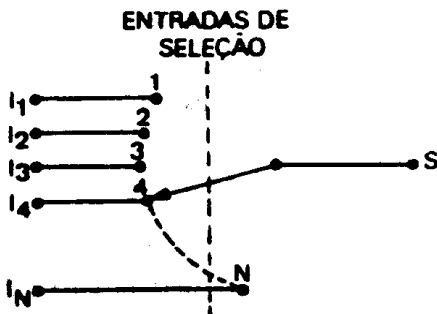


Figura 17-33 Circuito equivalente

Através do circuito equivalente verificamos que a saída poderá estar ligada a qualquer das entradas, bastando posicionar a

chave. No multiplexador, a seleção é feita de acordo como valor digital das entradas de seleção (S0), (S1) e (S2), com pesos binários 1, 2 e 4, respectivamente. As entradas de "A" a "H", corresponderão a valores decimais de 0 a 7. Na saída, teremos o nível da entrada, cujo valor decimal corresponde ao valor binário das entradas seletoras.

Os Demultiplexadores são componentes que distribuem o nível de uma única entrada, para uma, dentre as várias saídas, de acordo com o valor binário das entradas seletoras.

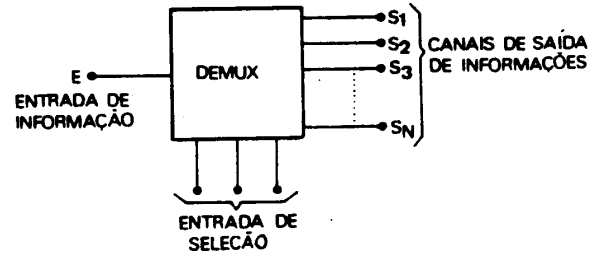


Figura 17-34 Demultiplexador

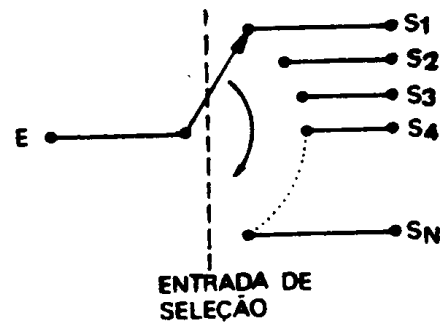


Figura 17-35 Circuito equivalente

CIRCUITOS SEQUENCIAIS

Os circuitos combinacionais vistos anteriormente apresentam as saídas dependentes de variáveis de entrada.

Os circuitos sequenciais têm as saídas dependentes de variáveis de entrada e de seus estados anteriores que foram armazenados.

Circuitos sequenciais são normalmente sistemas pulsados, isto é, operam sob o comando de pulsos denominados "Clock".

Dentre os componentes utilizados em circuitos sequenciais, o "Flip-Flop" é um dispositivo fundamental, que permite, por suas características, o armazenamento de estados lógicos anteriores.

Flip-Flop

Flip-Flop é um dispositivo que possui dois estados estáveis. Um pulso em suas entradas poderá ser armazenado, e transformado em nível lógico estável.

Há vários tipos de Flip-Flop, que podem ser representados basicamente conforme a figura 17-36.

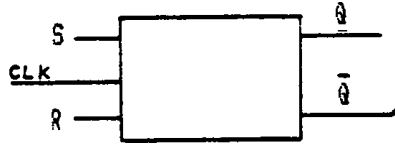


Figura 17-36 Flip-Flop

Um pulso na entrada "S", será armazenado, tornando "Q" verdadeiro e "Q-barra" falso. Um pulso na entrada "R", será armazenado, tornando "Q" falso e "Q-barra" verdadeiro.

Flip-Flop tipo "RS" (Latch)

	S	R	S1	R1	Q,	\bar{Q}
A	1	0	0	1	1	0
B	0	0	1	1	1	0
C	0	1	1	0	0	1
D	0	0	1	1	0	1
E	1	1	ilegal			

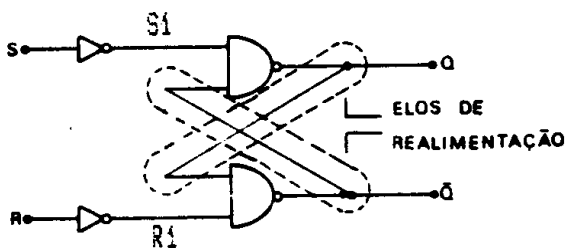


Figura 17-37 Flip-Flop tipo "RS"

Flip-Flop "RS" comandado por Clock – Substituem-se os inversores na entrada do RS básico, por portas NAND.

	S	R	CLK	S1	R1	Q	\bar{Q}
A	1	0	0	1	1	0	0
B	1	0	1	0	1	1	0
C	0	0	0	1	1	1	0
D	1	1	1	ilegal			

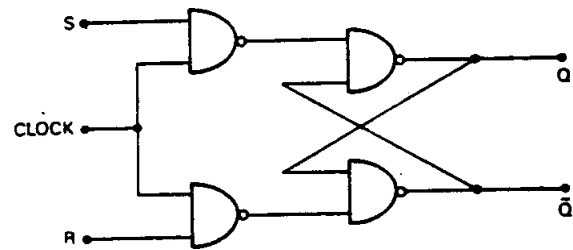


Figura 17-38 Flip-Flop "RS" comandado por CLOCK

Flip-Flop JK – Os Flip-Flop "RS" possuem um estado não permitido, quando as entradas "R" e "S" são iguais a "1" acarretando uma saída indeterminada. O Flip-Flop "JK" resolve este problema, utilizando um "RS" realimentado.

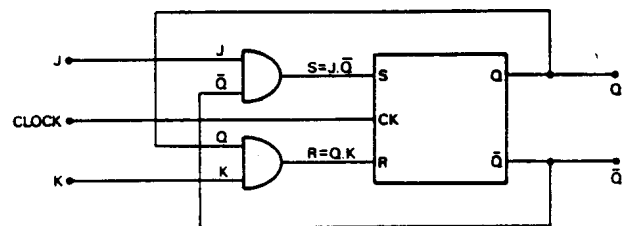


Figura 17-39 Flip-Flop "JK"

De acordo com o circuito, o FF JK, com as entradas J e K no estado "1", terá seu estado complementado a cada "clock", isto é, se estiver "setado" (saída $Q = 1$), complementar-se-á ($Q \rightarrow 0$ e $\bar{Q} \rightarrow 1$), se estiver "resetado" (saída $Q = 0$), complementar-se-á ($Q \rightarrow 1$ e $\bar{Q} \rightarrow 0$).

Flip-Flop "JK" Mestre-Escravo – No FF JK, no momento em que o Clock for igual a "1", o circuito funcionará como um combinacional, passando o estado das entradas J e K diretamente para a saída.

Para evitar este inconveniente, criou-se o Flip-Flop JK Mestre-Escravo (Master-Slave), que consiste basicamente de dois FF JK, permitindo a comutação do FF, apenas na transição positiva ou negativa do Clock.

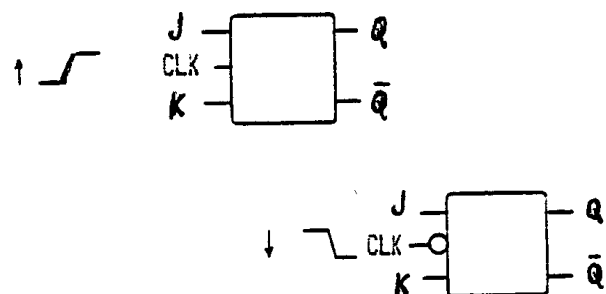


Figura 17-40 Flip-Flop JK Mestre-Escravo

Flip-Flop tipo "T" – Consiste de um FF JK com as entradas J e K interligadas. Sua característica é de complementar-se toda vez que a entrada estiver igual a "1", mantendo-se no último estado quando a entrada for igual a "0".

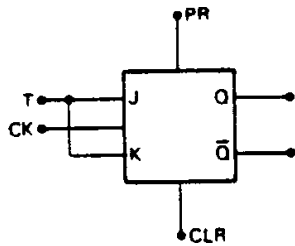


Figura 17-41 Flip-Flop tipo "T"

Flip-Flop tipo "D" – Consiste de um FF JK com as entradas interligadas através de um inversor, permitindo que seja "setado" (colocado no estado "1") quando, no momento do Clock a entrada estiver igual a "1", e que seja "ressetado" (colocado no estado "0"), quando, no momento do Clock a entrada estiver igual a "0".

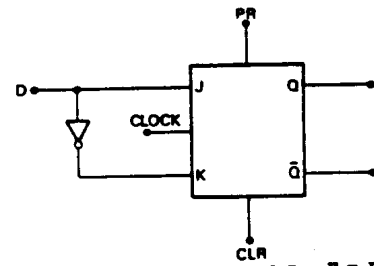


Figura 17-42 Flip-Flop tipo "D"

Contadores

São circuitos digitais compostos de Flip-Flops, que variam seus estados, sob comando de um Clock, de acordo com uma sequência pré-determinada.

O que determinará a capacidade de um contador, será o número de Flip-Flop utilizados.

Contador de pulsos – Consiste de um grupo de FF Master-Slave de comutação na transição negativa do Clock, configurados em série, de tal modo que a saída de cada estágio terá a metade da frequência do estágio anterior.

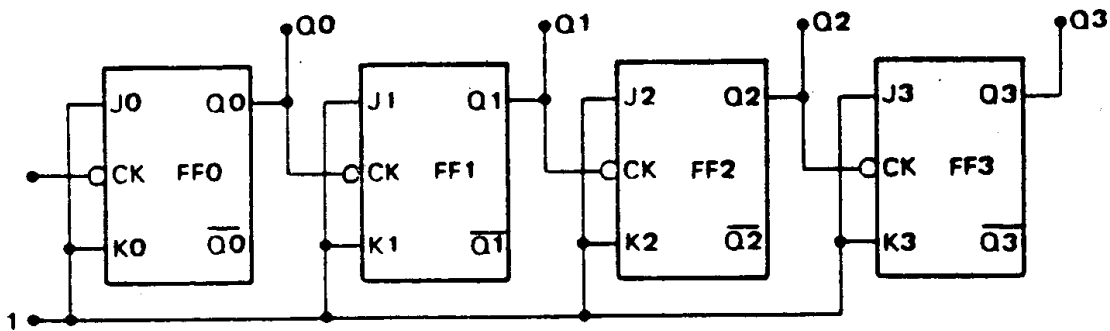


Figura 17-43 Contador de pulsos

Contadores decrescentes

O circuito que efetua a contagem crescente é o mesmo para contagem decrescente, com a diferença de utilizar as

saídas "Q" dos FFs. A tabela verdade de um contador crescente corresponderá ao complemento da tabela de um contador decrescente.

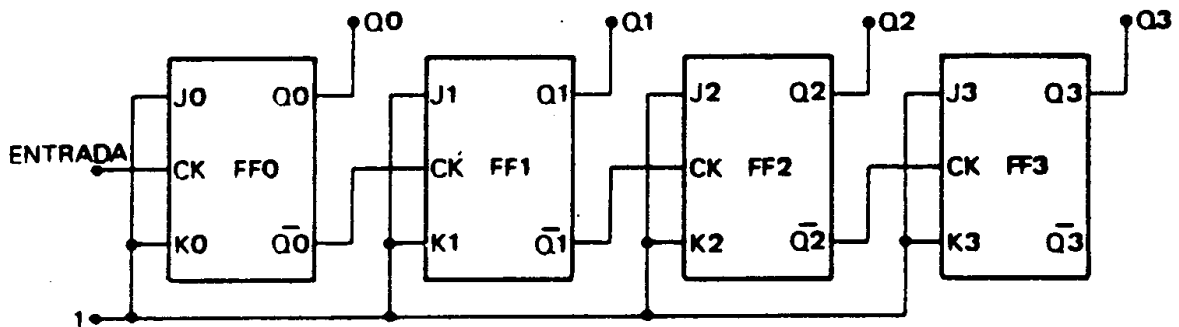


Figura 17-44 Contador decrescente

Registadores (Shift Registers)

O flip-Flop tem a característica de armazenar o valor de um “bit”, mesmo que sua entrada não esteja mais presente. Se necessitarmos guardar informações com uma quantidade de “bits” maior que um (1), o Flip-Flop será insuficiente. Para isso utilizamo-nos

de um componente denominado Registrador de Deslocamento (Shift Register), que compõe-se de um certo número de Flip-Flops, de forma que as saídas de um alimentem as entradas do FF seguinte. Cada estágio do registrador armazenará o sinal de entrada no momento do Clock. Serão necessários tantos “Clocks”, quantos forem os “bits” a serem armazenados.

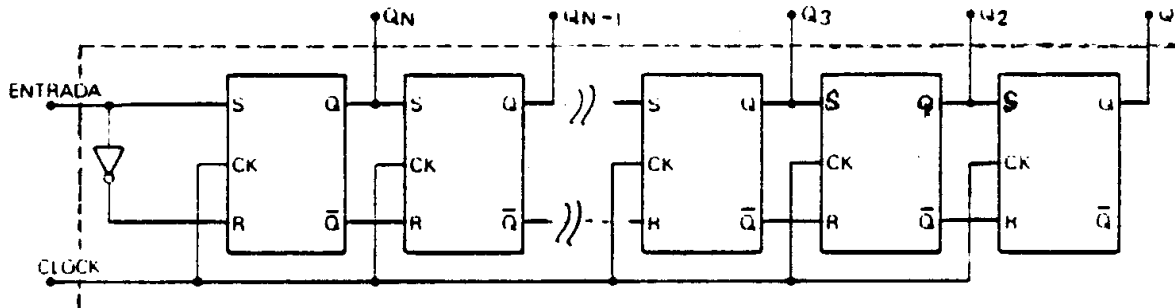


Figura 17-45 Registrador de Deslocamento (Shift Register)

Este tipo de registrador é bastante utilizado nas conversões de sistemas seriais para sistemas paralelos, onde a entrada recebe os sinais serialmente, recebendo ao final a informação completa paralela.

MEMÓRIAS

Memórias são dispositivos que armazenam informações. Essas informações poderão ser números, letras, ou caracteres quaisquer

Tipos de memórias

Podemos classifica-las quanto a:

- Acesso.
- Volatilidade.
- Possibilidade de regravação.
- Retenção.

Acesso – As memórias armazenam as informações em áreas internas chamadas “endereços”.

Dependendo da codificação utilizada, cada endereço conterá um conjunto de “bits”, ao qual chamamos “palavra”. Cada endereço conterá uma palavra de memória.

Podemos acessar palavras de memória de duas maneiras:

- Acesso Sequencial.
- Acesso Aleatório.

No acesso Sequencial, o endereçamento será feito em sequência, isto é, para uma dada posição de memória todos os endereços precisam ser acessados desde o primeiro endereço. Em virtude disto, o tempo de acesso dependerá do lugar onde a informação estiver armazenada.

Como exemplo comparativo, podemos citar a fita cassete. Para acessarmos uma música que esteja no meio da fita, precisaremos percorre-la desde o princípio.

No acesso Aleatório, o endereçamento é feito diretamente na palavra desejada, sem necessidade de passar-se pelas posições intermediárias. Estas memórias são conhecidas por RAM (Random Access Memory). Como principal vantagem têm o tempo de acesso, que é reduzido e idêntico para qualquer endereço.

Como exemplo comparativo, podemos citar um disco. Para acessarmos qualquer música, bastará posicionar o braço do toca-discos na mesma.

Volatilidade – Podem ser voláteis e não voláteis. As memórias voláteis são aquelas que perdem a informação armazenada quando da interrupção da sua alimentação.

As memórias não voláteis são aquelas que mantém armazenadas as informações, mesmo na ausência de alimentação.

Possibilidade de regravação – As memórias de Escrita / Leitura permitem o acesso a qualquer

endereço, para consulta da informação (Leitura) (Leitura) ou para alteração da informação (Gravação).

São utilizadas em processos onde é necessária a constante alteração das informações. São normalmente identificadas como RAM (Random Access Memory).

As memórias apenas de Leitura (Read Only Memory ou ROM) são aquelas cuja informação somente estará disponível para Leitura.

São utilizadas em processos onde a informação é necessária para consulta ou inicialização de uma rotina. Possuem capacidade de armazenamento, isto é, quantidade de endereços, inferior às RAM's.

Quanto a esta classificação podemos citar:

- a) PROM (Programmable Read Only Memory) - São memórias apenas para leitura, que permitem que a sua programação, isto é, a gravação inicial seja feita pelo usuário. Esta gravação é permanente, não permitindo alterações, passando ela a operar como uma ROM.
- b) EPROM (Erasable / Programmable Read Only Memory) - São memórias que funcionam como PROM's, que permitem, porém o seu apagamento e posterior regravação. O processo de apagamento é possível por meio de um "banho" ultravioleta, através de janelas no seu encapsulamento.
- c) EEPROM - São EPROM's que permitem sua regravação por meios elétricos, sem necessidade de banhos Ultravioleta.

É conveniente lembrar que, embora as EEPROM's permitam regravações, a sua aplicação é diferente das RAM's. As EEPROM's, assim como as EPROM's, PROM's e ROM's, são utilizadas para armazenamento de informações que durante um processo são apenas consultadas, como as instruções para sequência de um programa. A característica de regravação em alguns tipos de ROM, tem por finalidade permitir alterações nestas instruções, sem a necessidade de substituição de componentes.

Retenção - Classificam-se em Estáticas e Dinâmicas.

As memórias de armazenamento Estático, retém os dados inseridos enquanto a alimentação estiver presente.

As memórias Dinâmicas, por outro lado, possuem um efeito capacitivo, isto é, perdem as informações carregadas, após um determinado tempo, necessitando de ciclos periódicos de "recarga" (Refresh Cycle). As memórias Estáticas são mais caras e de menor capacidade.

Endereçamento

Como já foi visto anteriormente, cada posição de memória, é acessada através de um endereço, logo teremos tantos endereços quantas forem as posições de memória. A capacidade de memória corresponderá à quantidade de endereços possíveis.

Com dois "bits" como variáveis, obtemos quatro combinações, que nos permitem acessar quatro endereços: posições 00, 01, 10 e 11. Com "n" bits variáveis podemos obter 2^n endereços.

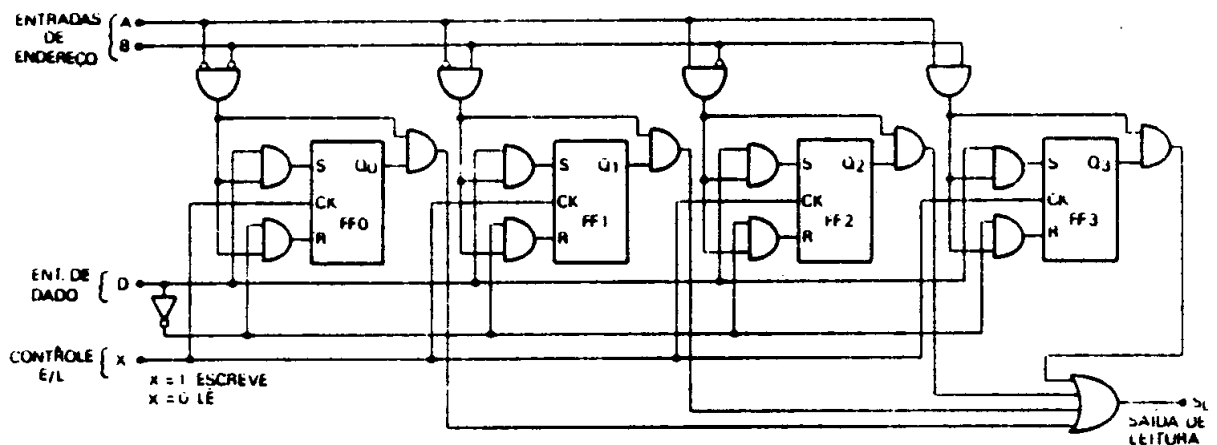


Figura 17-46 Memória RAM de quatro "bits"

Palavra de memória – Cada endereço de memória corresponderá a quantidade mínima de informações que poderá ser acessada. Esta informação poderá compor-se de um ou mais “bits”.

Esta quantidade de “bits” por endereço, chamada de “palavra de memória”, dependerá dos circuitos associados a ela e ao código interno utilizado.

As palavras mais comuna compõem-se de 8, 16 ou mesmo 32 “bits”. A cada posição acessada, serão lidos paralelamente 8, 16 ou 32 “bits”.

Byte – É o nome dado ao agrupamento de “bits” que represente um tipo de informação identificável e dependerá da filosofia do fabricante do equipamento.

Normalmente um “byte” é composto por 8 “bits”.

Qualquer caractere significativo será representado na forma de um “BYTE”. Uma memória com 1 kilobytes (1 kB), indica uma capacidade de armazenamento de 1000 caracteres.

Aplicação

Memórias são aplicadas de formas diversas, mas sempre que for necessário o armazenamento temporário ou permanente de informações.

Uma informação poderá ser um valor a ser processado, o resultado de uma operação, ou mesmo a própria sequência com as instruções da operação.

Valores fixos ou variáveis, em processamento, são chamados “DADOS”. Sequências de instruções de operação são chamadas de “PROGRAMAS”.

As instruções de um programa, são normalmente armazenadas em memórias do tipo “ROM”, pois são informações fixas. Dados são armazenados normalmente em memórias do tipo “RAM”.

CONVERSÃO DE SINAIS

Existem basicamente dois tipos de sinais: Analógicos e Digitais

Sistemas digitais e analógicos não são compatíveis entre si, necessitando de conversores.

Os conversores têm por finalidade transformar sinais digitais em analógicos e vice-versa.

Sistemas Analógicos e Digitais

Entende-se por ANALÓGICA, toda variação linear ou contínua de um sinal. Grandezas físicas como temperatura, pressão, tensão, resistência, variam de forma analógica.

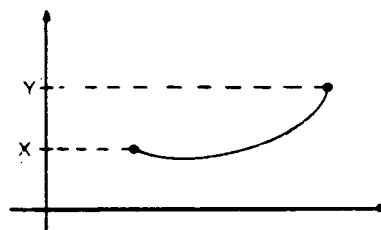


Figura 17-47 Gráfico de variação Analógica

Entende-se por DIGITAL, toda variação discreta, isto é, em degraus definidos ou “steps”.

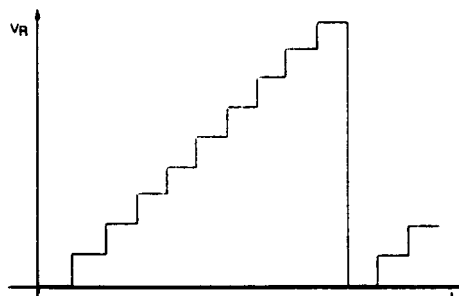


Figura 17-48 Gráfico de variação Digital

Os sistema digitais, como internamente se utilizam de valores binários, somente reconhecem duas variações discretas, o zero (0) e o um (1). Aos sinais utilizados por estes sistemas chamamos digitais binários.

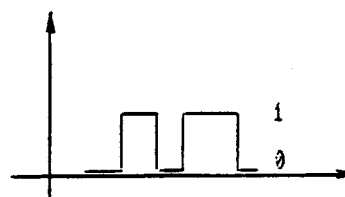


Figura 17-49 Gráfico de variação digital binária

Amplificadores operacionais– São componentes lineares cuja finalidade é amplificar uma diferença entre dois sinais, possuindo ganho controlável. Diferenças de amplitude entre dois sinais são amplificadas gerando uma saída proporcional a entrada.

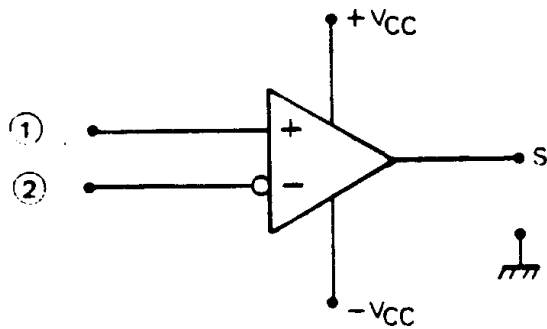


Figura 17-50 Amplificador operacional

A existência de duas entradas, sendo uma inversora e a outra não inversora permite que, dependendo de sua utilização, o sinal de saída seja normal ou invertido.

O limite de amplificação, isto é, o valor máximo de amplitude de saída, dependerá das alimentações do amplificador, limitando-se aos seus valores. A partir daí, o amplificador estará saturado, mantendo a saída fixa até que a diferença entre as entradas seja reduzida.

Conversor Digital-Analógico

É utilizado quando for necessária a conversão de uma variável digital em variável analógica.

A variável digital é normalmente codificada em BCD 8421. A saída analógica assumirá valores de grandeza correspondentes às variações digitais da entrada.

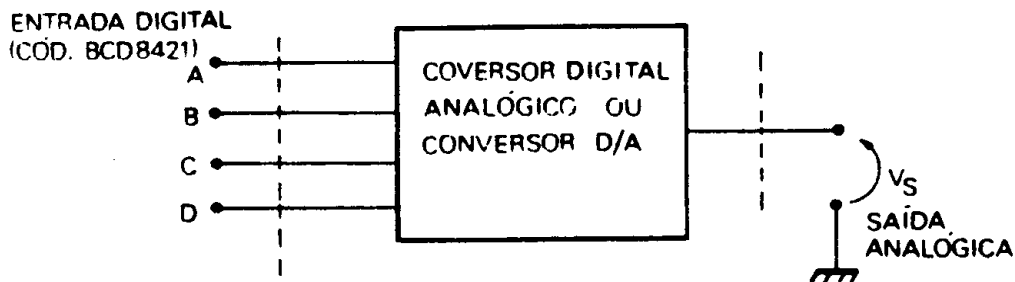


Figura 17-51 Conversor D / A

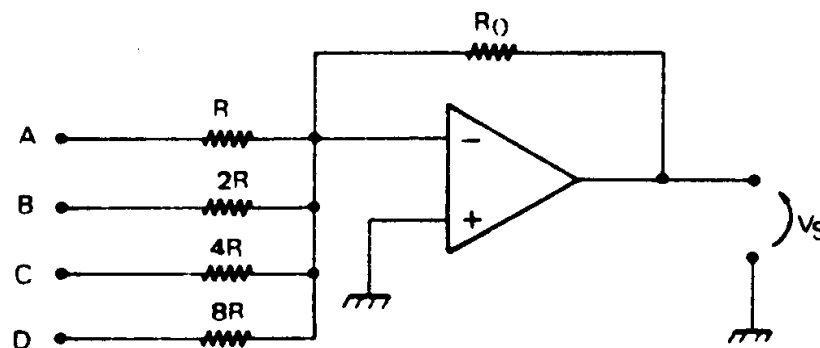


Figura 17-52 Circuito básico

Sistemas de computação digital, não são capazes de gerar sinais analógicos linearmente, mas dependendo da precisão desejada, poderão ser utilizados mais "bits", que gerando mais "steps", darão condições de geração de sinais bastante próximos dos analógicos.

Conversor Analógico-Digital

É utilizado quando for necessária a conversão de uma variável analógica em variável digital.

O conversor efetua vários passos até a conversão final, utilizando-se de um contador, um conversor D / A, um amplificador operacional atuando como comparador e Flip-Flops.

O circuito é basicamente constituído por um contador de década, gerando um código BCD 8421, que é aplicado ao conversor D/A, que por sua vez apresenta na saída uma tensão de referência (VR). Esta tensão de referência é comparada no amplificador operacional, com o sinal analógico de entrada (Ve).

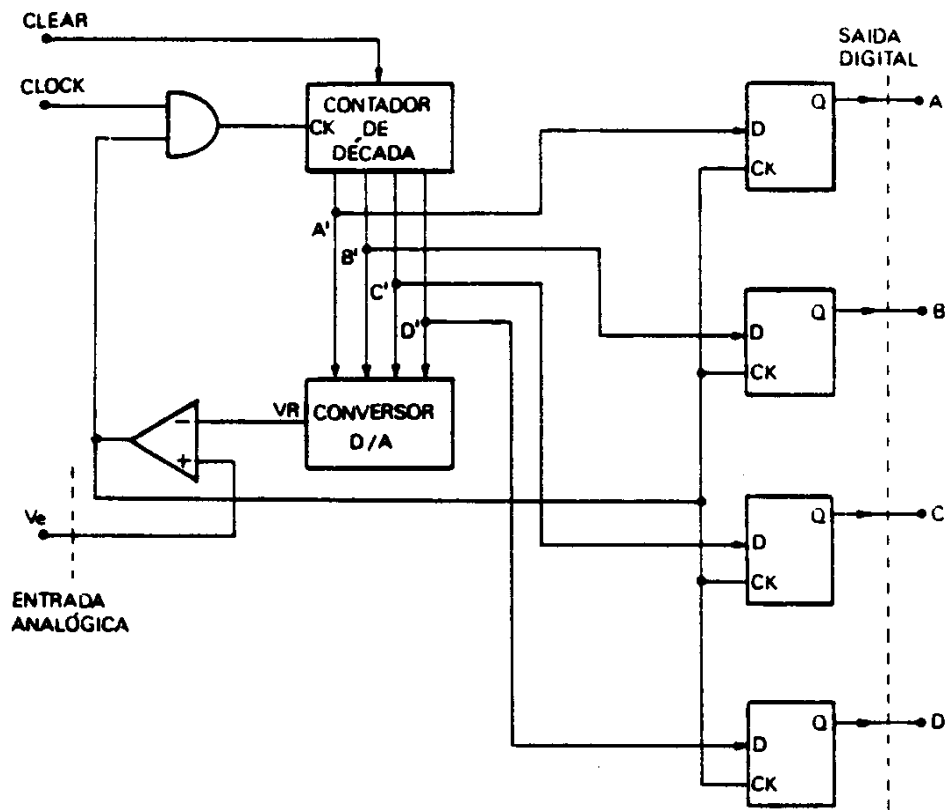


Figura 17-53 Conversor A / D

Enquanto VR for menor que V_e , a saída do operacional habilitará o incremento do contador a cada “clock”. Quando $VR = V_e$, o operacional dará saída “0” desabilitando o

contador e, simultaneamente habilitando a transferência do conteúdo do contador para os Flip-Flops, que apresentarão na saída o valor digital correspondente à entrada analógica.

SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO

PRINCÍPIOS DA COMUNICAÇÃO

Hertz, um jovem físico alemão, foi quem no ano de 1888 realizou uma série de experiências, que revelaram ao mundo científico a existência e características que ele, na época, chamou de forças elétricas que se dispersam, e que correspondem às ondas eletromagnéticas, cuja existência havia sido provada matematicamente pelo grande físico inglês Maxwell.

Para descobrir as ondas eletromagnéticas, ou ondas de rádio, Hertz utilizou vários aparelhos de laboratórios que consistiam, primariamente, de uma garrafa de Leyden ou capacitor, utilizado como fonte de energia elétrica; a eletricidade armazenada na garrafa de Leyden era conduzida por dois arcos metálicos, que terminavam em duas bolas de Cobre chamadas de eletrodos. Este conjunto constituía o transmissor ou gerador das ondas magnéticas.

Como receptor, Hertz utilizou um anel de cobre que terminava em dois eletrodos similares aos do transmissor.

A figura 18-1 ilustra os dois aparelhos utilizados por Hertz em sua experiência original.

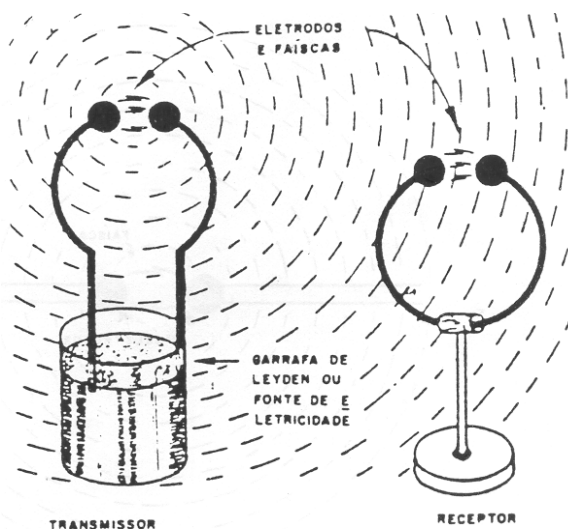


Figura 18-1 Experiência de Hertz

Quando a eletricidade armazenada na garrafa de Leyden alcançava sua intensidade máxima, uma descarga elétrica ocorria entre os eletrodos ou bolas de cobre, produzindo uma *faísca elétrica*.

Ao produzir esta descarga nos eletrodos do transmissor, outra faísca semelhante, mas de menor intensidade, era produzida, simultaneamente, no receptor que estava colocado a uma distância de dois metros do transmissor.

Hertz demonstrou com esta experiência que certa classe de eletricidade podia ser conduzida através do espaço (uma vez que não existia nenhum condutor metálico entre o transmissor e o receptor), de modo que assim foi descoberto o *princípio da telegrafia sem fio*.

Nas experiências realizadas posteriormente por Hertz, ele descobriu que essa classe de ondas se propaga em círculos concêntricos, em todas as direções, e que são refletidas por metais, do mesmo modo que os raios de luz são refletidos por um espelho. Além disso, descobriu que esta classe de ondas é capaz de atravessar substâncias como a madeira, o vidro, tecidos etc.

Na parte superior da figura 18-2 ilustramos a maneira como as ondas se dispersam, ou seja, de maneira circular, tendo como centro os eletrodos.

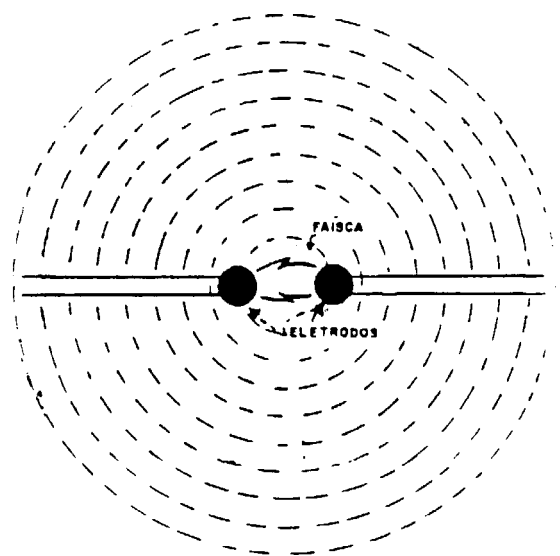


Figura 18-2 Propagação das ondas eletromagnéticas

A figura 18-3 ilustra graficamente que as ondas que atravessam substâncias tais como a madeira, são refletidas pelas superfícies metálicas, como folhas de zinco do teto da casa.

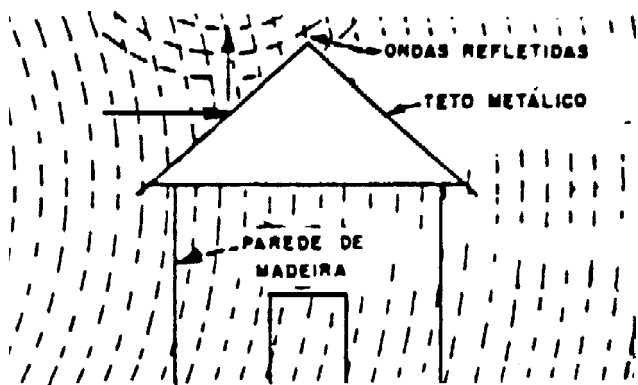


Figura 18-3 Propagação das ondas através dos corpos

Hertz também mediu a velocidade destas ondas, descobrindo que era a mesma das ondas de luz, isto é, aproximadamente 300.000.000 de metros por segundo (300.000 quilômetros por segundo).

Hertz não deu nenhuma aplicação prática às suas experiências, uma vez que ele era apenas um cientista. Entretanto, a posteridade honrou seu nome, batizando esta classe de ondas como “Ondas Hertzianas” (ou Artesianas), expressão esta comumente usada para identificar as ondas de rádio.

Como resultado das explicações dadas anteriormente, deduzimos que o transmissor utilizado originalmente por Hertz era um gerador de faíscas ou descarga elétrica. Em realidade, cada vez que se produz uma faísca elétrica geram-se ondas de rádio.

O aluno, provavelmente, terá notado isso ao escutar o ruído que produz um receptor de rádio, quando ligamos ou desligamos um aparelho da linha de força, quando apagamos uma lâmpada ou quando é produzida uma descarga elétrica entre a terra e as nuvens (raio). Isto se deve a que, em todos esses casos, são reproduzidas faíscas elétricas que dão origem às ondas de rádio, as quais são captadas pelo receptor, interferindo com os programas que estamos escutando.

Mais tarde o cientista francês Branly aperfeiçoou o aparelho inventado por Hertz, conseguindo maior sensibilidade.

No ano de 1891, a maior parte dos cientistas da época compreendeu a grande aplicação prática que se podia dar às ondas hertzianas, como um meio para manter comunicações sem fio, mediante uma combinação de sinais de longa e curta duração,

de maneira semelhante ao código Morse, usado então na telegrafia com fio.

A primeira comunicação por rádio – Assim é que, no ano de 1895, Guilherme Marconi, um jovem cientista italiano, utilizando as idéias originais de Hertz e Branly, intercalou uma chave telegráfica no circuito do transmissor, para obter uma aplicação prática dos citados aparelhos. Além disso, Marconi acrescentou uma antena ao transmissor, e outra ao receptor, e, utilizando uma bobina de indução, que é um dispositivo capaz de proporcionar uma corrente eletrônica de maior intensidade que a garrafa de Leyden, conseguiu aumentar a potência das ondas irradiadas pelo transmissor.

Mediante o emprego de tais dispositivos, Marconi, em 1898, conseguiu fazer uma comunicação sem fios (radiotelegráfica) a uma distância de dois quilômetros, sendo que, nesta data, lhe foi concedida na Inglaterra a primeira patente sobre aparelhos de telegrafia sem fio.

A partir dessa data Marconi fez rápidos progressos, conseguindo, em 1898, estabelecer uma comunicação sem fios entre dois navios de guerra separados por uma distância de 40 quilômetros. Nessa altura, Marconi já havia instalado e era proprietário da primeira estação telegráfica comercial, situada na Ilha de Wight, na Inglaterra. Nos primeiros meses de 1901, Marconi alcançou seu maior êxito ao receber a letra “S” através do Atlântico; a transmissão foi feita de Gales, na Inglaterra, e recebida em St. John Newfoundland, no Canadá.

A válvula Audion – Durante o processo de aperfeiçoamento da lâmpada incandescente, o seu inventor, Thomas Alva Edison, observou que, ao colocar uma placa metálica no interior do bulbo de vidro de sua lâmpada incandescente, conforme mostrado na figura 18-4, os elétrons fluíam do filamento para a placa, embora não houvesse uma ligação física entre aqueles dois eletrodos (em lições futuras mostraremos com mais detalhes tal fenômeno).

Edison registrou também em seus apontamentos, que a corrente eletrônica somente circulava do filamento para a placa; porém, como ele estava apenas interessado em aperfeiçoar sua lâmpada incandescente, ele não deu muita importância a esse fenômeno. Não obstante, o físico inglês Sir Ambrose Fleming interessou-se vivamente por essa descoberta e lhe deu uma aplicação prática, utilizando esse

princípio como um meio para fazer com que a corrente eletrônica fluísse em uma só direção.

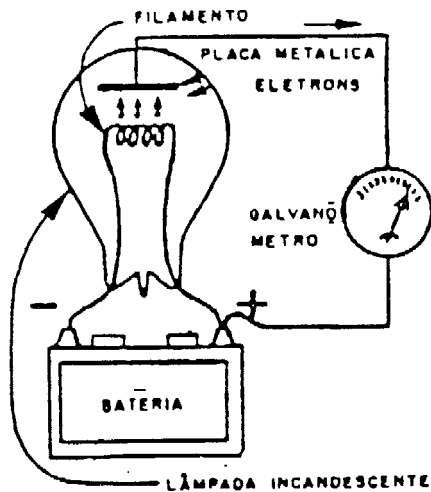


Figura 18-4 Experiência de Thomas Edison

Somente mais tarde é que a grande importância de tal descoberta foi posta em prática, graças aos trabalhos do Dr. Lee De Forest, outro grande cientista, cujas descobertas abriram as portas para o desenvolvimento da radiotécnica.

A figura 18-5 mostra o novo conjunto onde De Forest conseguiu fazer com que os sinais escutados no audífono fossem mais fortes.

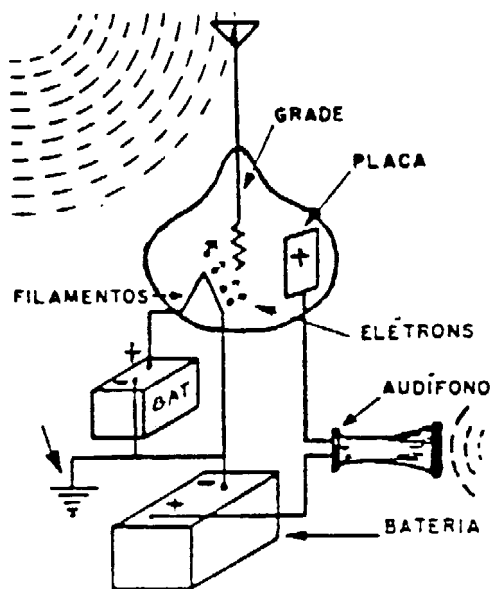


Figura 18-5 Válvula de De Forest

Com esta descoberta realizada em 1906, era possível agora não somente detectar as ondas de rádio como também amplificá-las, produzindo-se, desta forma, sons de suficiente

intensidade no audífono; daí o nome AUDION sugerido por De Forest para sua válvula eletrônica.

Apesar da enorme importância desta descoberta, usada então somente para receber sinais provenientes de transmissores de faíscas, muito tempo se passou até que o mundo compreendesse seu verdadeiro valor.

Ondas ou vibrações produzidas ao se agitar a água – Você, certamente já terá observado o fenômeno ou efeito interessante que ocorre na água ao arremessarmos uma pedra na superfície tranqüila de um lago.

Recordar-se-á que uma série de ondulações se estendem em círculos concêntricos, a partir do lugar onde cair a pedra.

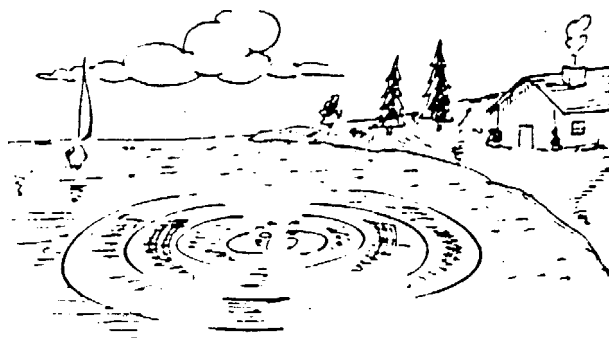


Figura 18-6 Propagação de ondas na água

A figura 18-7 mostra um corte transversal da superfície do lago. Como vemos, a linha horizontal que atravessa a figura representa o ponto de repouso, ou seja, a superfície que marcaria o nível da água se ela estivesse absolutamente tranqüila.

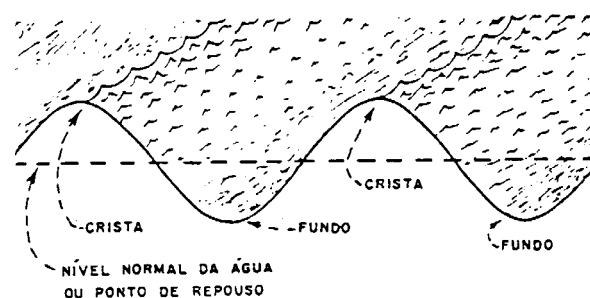


Figura 18-7 Forma da onda

Usando esta linha como ponto de referência, observa-se que uma parte da ondulação é formada por uma crista, ou ponto, onde a superfície da água alcança sua maior

altura. A outra parte da ondulação está constituída por um fundo, ou ponto, onde a água alcança seu nível mínimo.

Se colocarmos um pedaço de madeira ou cortiça, sobre a superfície da água, no local onde caiu a pedra, observaremos que a madeira, ou cortiça, não se movimenta em direção à margem do lago, como sucede com as ondulações, porém sobe e desce marcando as cristas e os fundos das ondas que se propagam na superfície da água.

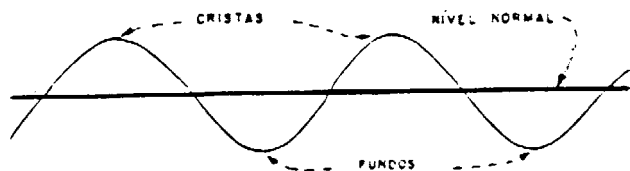


Figura 18-8 Representação gráfica das ondas

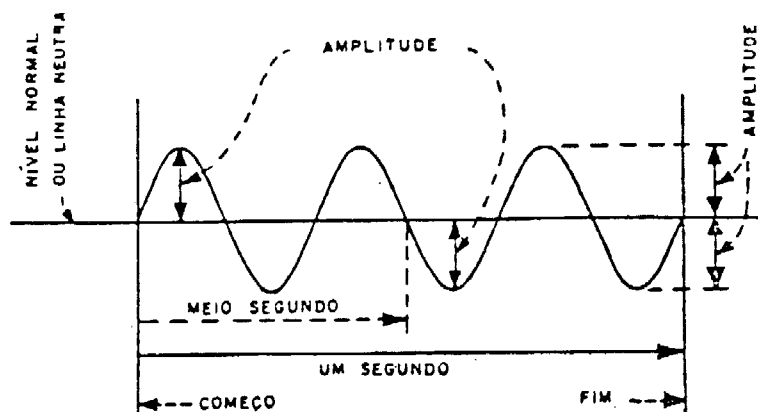


Figura 18-9 Amplitude de onda

Por exemplo, no caso das ondas produzidas na água, quanto maior for a distância entre as cristas e os fundos, tanto maior será a intensidade das mesmas.

Ondas de rádio amortecidas e contínuas

Na figura 18-10A, ilustramos a forma das ondas irradiadas por um transmissor de faíscas.

Pelas explicações dadas anteriormente, deduzimos que esta forma de onda se inicia com uma amplitude ou intensidade mínima e que vai aumentando progressivamente até alcançar sua intensidade máxima, passando novamente a cair de intensidade até se extinguir completamente.

Isto se explica pelo fato da energia eletrônica entre os eletrodos do transmissor de faísca ter que vencer nos primeiros instantes a

Assim fica demonstrado que a água é somente o meio propagador das vibrações, ou ondas, originadas ao se chocar a pedra com a água, pois nem o pedaço de madeira, ou cortiça, e nem a água se movimentam para a margem do lago, como sucede com as ondas.

Na figura 18-8 eliminamos a água, de modo que somente fica a representação gráfica das ondas, produzidas como resultado do choque da pedra na água.

Conforme ilustra a figura 18-9, a distância compreendida entre a linha que marca o nível normal (nível zero) e uma crista, ou um fundo, chama-se amplitude da onda.

Desta característica depende a intensidade ou potência da onda, pois quanto maior for a intensidade da onda, tanto maior será sua amplitude.

oposição causada pela separação de ar entre os dois eletrodos, antes que se forme o arco voltaico produzido pela faísca.

Assim que o arco voltaico é produzido, as ondas geradas alcançam sua máxima amplitude, caindo de intensidade logo em seguida, devido à queda de potencial na fonte de energia que produziu a faísca.

Esta representa uma grande desvantagem pois, como podemos observar, o ponto de maior intensidade das ondas é de muito pouca duração, de modo que grande parte da energia do transmissor é perdida na formação de ondas de pouca intensidade.

Como essas ondas vão gradualmente perdendo sua intensidade, elas são conhecidas pelo nome de ondas amortecidas.

Na figura 18-10B temos um outro tipo de onda no qual a amplitude se mantém constante desde o momento em que se inicia a

transmissão até o momento em que se suspende a mesma.

Essas são as ondas que podem ser produzidas por meio da válvula inventada por De Forest e que proporciona uma maior eficiência.

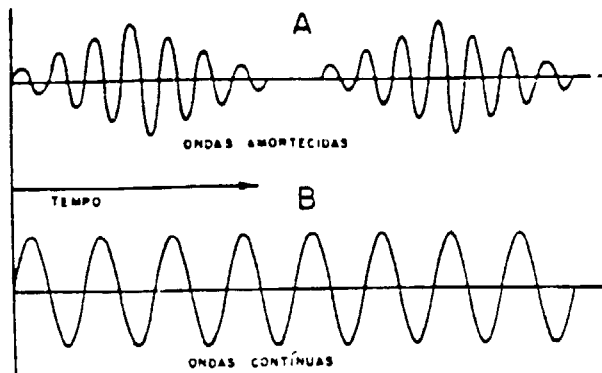


Figura 18-10 Ondas amortecidas e contínuas

O ciclo - Uma onda completa constitui um ciclo. Cada metade de uma onda, ou meio ciclo, apresenta uma alternância da onda ou semiciclo.

Cada onda, ou ciclo apresenta duas alternâncias: a alternância situada acima do nível normal é considerada positiva e a situada abaixo do nível normal é considerada negativa.

A figura 18-11 ilustra claramente o que acabamos de explicar.

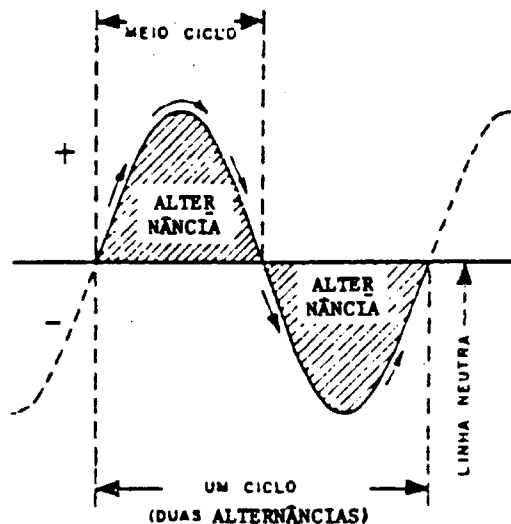


Figura 18-11 Alternâncias da onda ou ciclo

Frequência – Antes de abordarmos os assuntos relativos a frequência, gostaríamos de esclarecer que, em homenagem a Rudolf Hertz, foi adotado o termo Hertz em lugar de ciclo por segundo. Assim sendo, teremos:

Hertz (Hz) - em lugar de ciclos por segundo (C/s)

Quilohertz (KHz) - em lugar de quilociclos por segundo (KC/s)

Megahertz (mHz) – em lugar de megaciclos por segundo (mC/s)

O termo frequência indica o número de ciclos (ondas completas) produzidos num determinado período de tempo.

Por exemplo: a figura 18-12 ilustra uma frequência de quatro ciclos por segundo, ou seja, quatro ondas são produzidas no espaço de um segundo. A frequência das ondas é expressa em Hertz. Portanto, a representação gráfica da figura 18-12 corresponde a uma onda, cuja frequência é de 4 Hz.

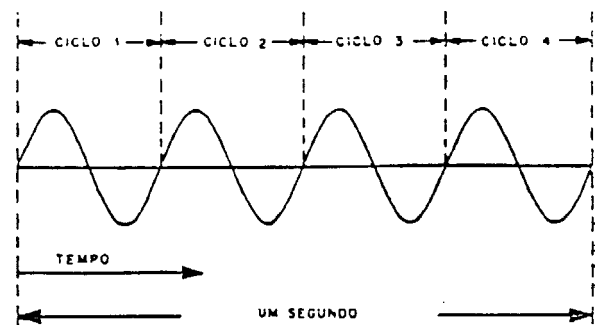


Figura 18-12 Onda com frequência de 4 Hz

Prefixo	Valor	Símbolo
Terá	10^{12}	T
Giga	10^9	G
Mega	10^6	M
Kilo	10^3	K
Hecto	10^2	h
Deca	10	da
Deci	10^{-1}	d
Centi	10^{-2}	c
Mili	10^{-3}	m
Micro	10^{-6}	μ
Nano	10^{-9}	n
Pico	10^{-12}	p
Fento	10^{-15}	f
Atto	10^{-18}	a

Tabela de prefixos

Relação entre frequência e comprimento de onda – Para maior simplicidade, considere um alternador fornecendo energia elétrica com a frequência de 60 Hz por meio de uma linha de transmissão ligando São Paulo a Manaus,

passando por Recife. Admita que a velocidade de propagação a CA seja igual à velocidade de irradiação eletromagnética no espaço livre, que é constante e de 300.000 km por segundo, independentemente da frequência.

Se o gerador iniciar sua ação geradora no ponto de tensão zero da senóide, depois de decorrido meio ciclo (1 / 120 de segundo), o ponto de tensão zero terá percorrido uma distância que pode ser determinada pelo produto da velocidade da onda pela duração de meio ciclo. Esta distância corresponderá a cerca de 2.500 km (300.000 x 1/120), que é aproximadamente a distância entre São Paulo e Recife.

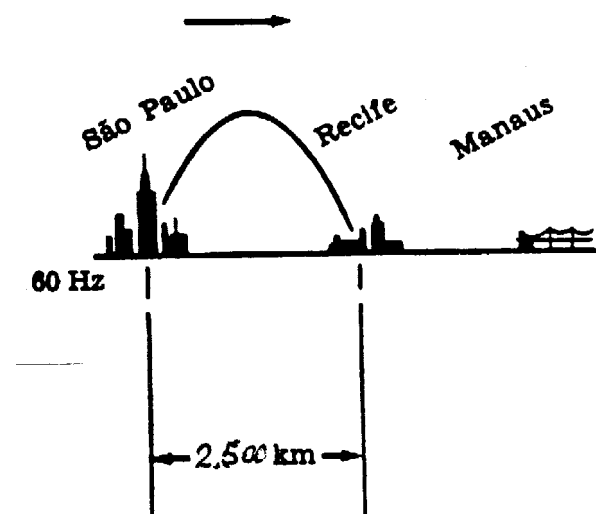


Figura 18-13

Decorrido o outro meio ciclo (1/60 de segundo) o ponto terá percorrido uma distância de 5.000 km (300.000 x 1/60), que é a distância aproximada de São Paulo a Manaus.

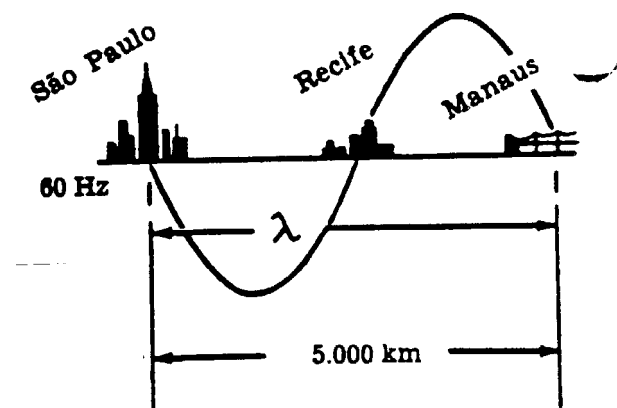


Figura 18-14

Esta distância de 5.000 km é o comprimento de onda da CA de 60 Hz, que é a distância percorrida pela onda durante o tempo

correspondente a um ciclo. O símbolo para comprimento de onda é a letra grega lambda (λ).

Do mesmo modo, o comprimento de onda de qualquer onda irradiada pode ser determinado multiplicando-se a velocidade constante pela duração de um ciclo. Como a duração de um ciclo é igual a um (1) dividido pela frequência (1 / f), o comprimento de onda é igual à velocidade constante dividida pela frequência ($\lambda = V/f$) ou a velocidade é igual à frequência multiplicada pelo comprimento de onda ($V = f\lambda$). Como V é constante, quanto maior a frequência, menor o comprimento de onda a vice-versa.

Propriedades das ondas sonoras

Até agora, ao falarmos das ondas em geral, somente mencionamos aquelas produzidas na água como resultado das vibrações causadas pelo choque da pedra contra a água. Não obstante, as características das ondas de rádio e das ondas sonoras são semelhantes as que observamos no lago.

Embora as características de propagação tanto das ondas de sonoras como das ondas de rádio ou eletromagnéticas sejam idênticas, elas são de natureza diferente, pois as ondas sonoras são vibrações mecânicas, ao passo que as ondas eletromagnéticas são vibrações eletrônicas.

No caso das ondas geradas na superfície do lago, o meio condutor é a água, ao passo que no caso das ondas sonoras, o meio condutor ou de propagação é geralmente o ar. Quanto às ondas eletromagnéticas, o seu meio de propagação continua a ser motivo de controvérsia entre os cientistas, de modo que apenas diremos que elas se propagam em todos os meios.

Representação gráfica das ondas sonoras – A figura 18-15 ilustra graficamente um som ou ruído produzido por uma campainha que vibra numa velocidade de quatro vezes por segundo. Observe que, na parte superior da figura estão ilustradas as compressões do ar por meio de uma concentração dos pontos que representam as partículas de ar. Na parte inferior aparece a forma das ondas produzidas por essa vibração. Neste caso, como em exemplos semelhantes, a amplitude mínima das ondas corresponde ao grau mínimo de compressão das partículas de ar, ou seja, à rarefação do ar. Na figura 18-15 a

linha horizontal que atravessa as ondas corresponde à condição normal ou estado das partículas de ar, quando não há compressão ou rarefação.

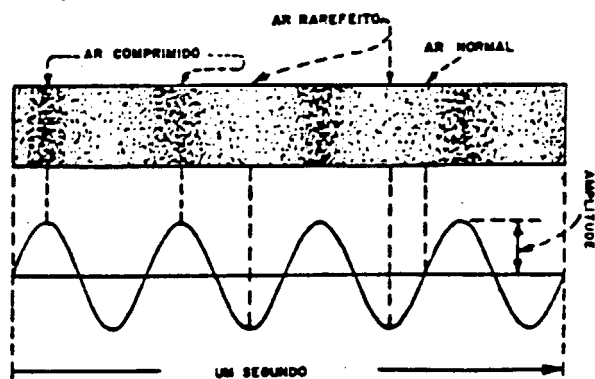


Figura 18-15 Representação gráfica das ondas sonoras

Todos os termos referentes às características das ondas já estudadas são aplicáveis à descrição de sua forma. Por isso, quanto maior a amplitude das ondas sonoras, tanto maior será a intensidade do som percebido pelo ouvido.

Na campainha elétrica, quanto mais forte for o golpe do martelo na campânula, tanto maior será a amplitude da onda produzida. A forma das ondas sonoras pode ser vista num instrumento especial denominado osciloscópio.

Nas ondas sonoras, a frequência ou número de vibrações por segundo é o fator que determina o que comumente se conhece como tom. O tom de uma nota ou som musical é classificado de acordo com a frequência do som. Os sons de tom baixo ou grave são as notas musicais cuja frequência é baixa, ao passo que os sons de tom alto ou agudo são aqueles cuja frequência ou número de vibrações por segundo é alto.

Por exemplo: o violoncelo produz notas graves ou baixas, porque sua frequência está compreendida entre 60 a 213 Hertz.

Por outro lado, o violino produz notas agudas ou altas, porque a frequência dos sons emitidos por esse instrumento está compreendida entre 230 e 3.072 Hertz.

Frequências que o ouvido humano pode perceber – As frequências dos sons que o ouvido humano pode perceber estão compreendidas entre 16 Hz como limite mínimo e 20.000 Hz como limite máximo.

As ondas sonoras mais baixas, ou seja, inferiores a 16 Hz, não são escutadas como um

único som, mas sim como ruídos separados. Isto é, o ouvido somente percebe como um único som às vibrações acima de 16 Hz; as vibrações abaixo de 16 Hz são ouvidas a intervalos e são classificadas como ruídos, geralmente desagradáveis ao ouvido.

Os sons acima de 20.000 Hz não são percebidos pelo ouvido humano. O vôo do mosquito, que corresponde mais ou menos a esta frequência, é o som com maior número de vibrações que podemos perceber. Os sons de frequência mais alta não podem ser escutados, mesmo que sejam de alta intensidade, porque as membranas auditivas são incapazes de responder a uma vibração superior a 20.000 Hz, embora animais como cães possam perceber sons mais altos. Esta é a razão porque pastores usam apitos especiais para chamar cães que cuidam de suas ovelhas.

Como os sons cujas frequências estão compreendidas entre 16 e 20.000 Hz são os que o ouvido humano pode perceber, essas são conhecidas pelo nome de áudifrequência ou frequência audíveis. Embora o ouvido humano possa perceber essa gama ou escala de frequências, as estações radiodifusoras de AM e os receptores utilizados para receber os programas das mesmas somente reproduzem sons compreendidos entre 50 e 5.000 Hz. Não obstante, no sistema de transmissão e recepção de frequência modulada, é possível reproduzir toda classe de sons cujas frequências estejam compreendidas entre 30 e 15.000 Hz.

Meios em que se propagam as ondas sonoras – Segundo mencionamos ao iniciar as explicações sobre as ondas sonoras, estas são o resultado das vibrações mecânicas de um objeto no meio condutor. Esse meio deve ser matéria, esteja ele no estado sólido, líquido ou gasoso.

Algumas substâncias, como a água por exemplo, pode se apresentar em qualquer dos três estados. O estado sólido é o gelo; o líquido, a água; e o gasoso, o vapor da água.

O meio condutor utilizado com mais frequência para a propagação do som é o ar (estado gasoso), porém o som pode ser propagado tanto nos líquidos como nos sólidos. O som, entretanto, não se propaga no vácuo porque, neste caso, não há um meio condutor que faça chegar as vibrações até o ouvido, conforme demonstra a experiência ilustrada na figura 18-16.

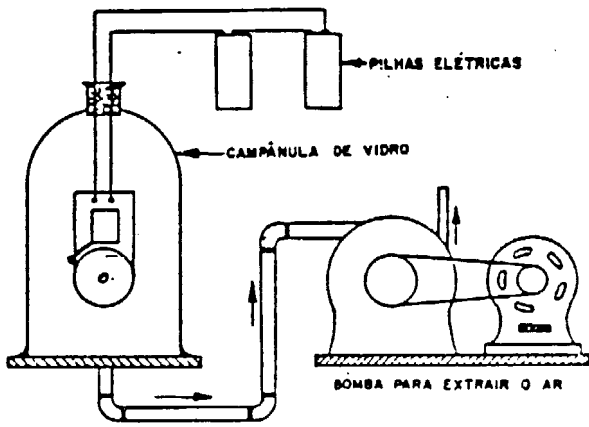


Figura 18-16 Experiência de propagação do som no vácuo

Observe a campainha elétrica instalada no interior de uma campânula de vidro, da qual é possível se extrair o ar por meio de uma bomba pneumática que rarefaz totalmente o ar no interior da campânula.

A experiência em questão é iniciada com a campainha funcionando. À medida que o ar é extraído do interior da campânula, os sons vão gradualmente se extinguindo, até desaparecer por completo, quando todo o ar for bombeado para fora.

Velocidade de propagação do som – A velocidade de propagação do som depende da matéria que é utilizada como meio condutor. Entretanto, podemos dizer que o som se propaga com maior velocidade e eficiência nos líquidos e nos sólidos que no ar.

Na tabela a seguir podemos comparar a velocidade de propagação do som em diversas substâncias.

Substância	Velocidade em metros por segundo
Ar	331
Ferro ou aço	5.100
Água	1.400
Cobre	3.292
Vidro	5.500

Intensidade do som – A unidade empregada para descrever a intensidade do som (amplitude de onda) é o decibel, que corresponde a um décimo da unidade utilizada originalmente, a qual recebeu o nome de “BEL” em honra a Alexandre Graham Bell, inventor do telefone.

Praticamente, podemos definir o decibel como a mudança mínima de intensidade do som que o ouvido humano pode perceber. Por exemplo, para escutar uma variação na intensidade do som de uma nota musical, cuja intensidade é de um decibel, a intensidade do mesmo som tem que subir a 2 decibéis antes que o ouvido possa perceber a diferença.

O ruído excessivo não prejudica apenas os ouvidos, mas atinge também o sistema nervoso. Pode provocar o aumento da pressão sanguínea, problemas de audição e cardíacos. Muitas vezes é por causa do barulho que perdemos o sono, ficamos irritados e cansados, sem explicação aparente. Estamos cercados de barulho por todos os lados.

A relação a seguir lhe dará uma idéia dos ruídos que nos perturbam.

Tique-taque de relógio	20 db
Conversação normal	50 db
Liquidificador	80 db
Limite permitido por lei no RJ	85 db
Apitos e sirenes	90 db
Buzina estridente de automóvel	100 db
Serra circular ou trem	110 db
Conjunto de guitarras	120 db
Motor a jato	Perigo → 130 db
Gol do Flamengo no Maracanã	130 db
Fogos de estampido	130 db
Liminar de audibilidade humana	140 db
Foguete espacial	180 db

Somente sons e ruídos na faixa de 10 a 140 decibéis são captados pelo ouvido humano. Os de menos de 10 são inaudíveis e os superiores a 140 provocam ruptura dos tímpanos.

Velocidade e frequência das ondas de rádio – Como mencionamos no princípio desta lição, a velocidade de propagação das ondas de rádio é igual à velocidade de propagação da luz ou ondas luminosas. Isto se deve ao fato das ondas de rádio, as ondas luminosas e as ondas caloríficas apresentarem as mesmas características, ou seja, todas elas pertencerem ao tipo de ondas de frequências muito altas, conhecidas como ondas eletromagnéticas ou irradiações eletromagnéticas.

Deduzimos, então, que as ondas de rádio são apenas uma variedade ou gama diferente das ondas eletromagnéticas, distinguindo-se das

outras por sua frequência e comprimento de onda.

A figura 18-17 ilustra a classificação ou escala das ondas eletromagnéticas, de acordo com sua frequência e comprimento de onda.

Observe que as ondas de rádio correspondem às ondas eletromagnéticas de frequência mais baixa, vindo em seguida as ondas caloríficas, as ondas luminosas, os raios ultravioletas, etc.

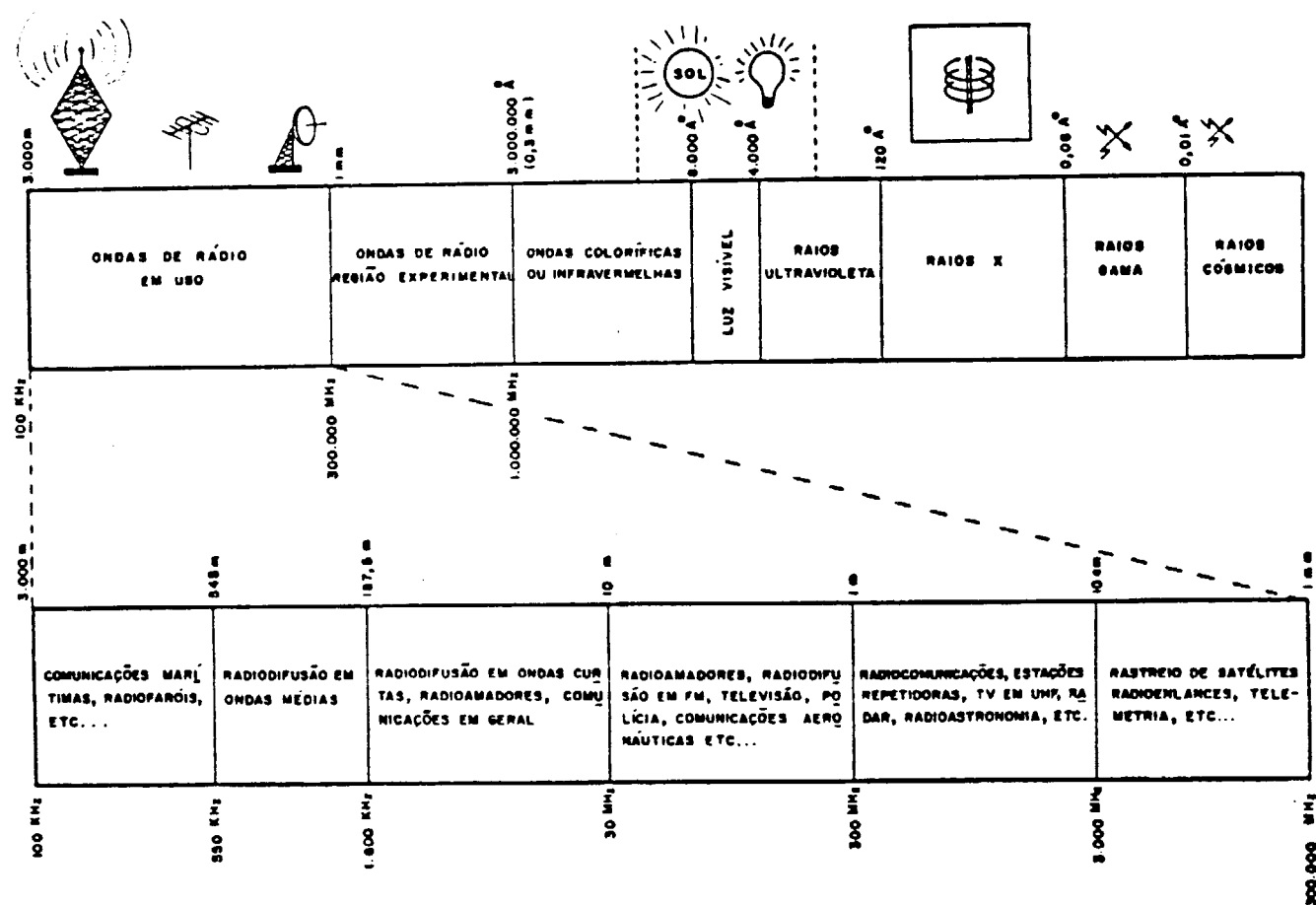


Figura 18-17 Classificação das ondas eletromagnéticas

Ondas de rádio

As ondas de rádio, ou seja, as usadas nos sistemas de radiocomunicação, estão compreendidas entre 100 quilohertz e 1.000.000 megahertz. Essas ondas, expressas segundo seu comprimento de onda, correspondem as compreendidas entre 3.000 metros e 0,03 centímetros (0,3 mm). Essas são as ondas descobertas por Hertz, por meio do transmissor de fâsca. Uma das características das ondas de rádio é que não são perceptíveis aos sentidos, exceto por seus efeitos quando são aplicados ao corpo humano com grande intensidade, por meio de eletrodos especiais, como nos aparelhos médicos de diatermia.

Ondas infravermelhas ou ondas caloríficas – As ondas infravermelhas são de frequências superiores a 1.000.000 de megahertz e

correspondem a comprimentos de onda inferiores a 0,03 cm (0,3 mm). A partir dessas ondas, como a frequência é excessivamente elevada e o comprimento da onda é tão pequeno, adotou-se uma unidade especial que permite indicar mais facilmente o comprimento de onda. Esta unidade se chama “Unidade Angstrom” (A), e equivale a décima milionésima parte de um milímetro (0,0000001 mm). É evidente que é infinitamente pequena para se poder ter um conceito prático de sua dimensão.

Em unidades Angstrom as ondas de calor estão compreendidas entre três milhões de “A” (0,3 mm) e 8.000 A. Tais ondas são emitidas pelos aquecedores de água (vapor d’água), ferros elétricos de engomar, etc. É interessante observar que uma grande parte dessas ondas são irradiadas pelo Sol, como ondas luminosas e raios ultravioletas.

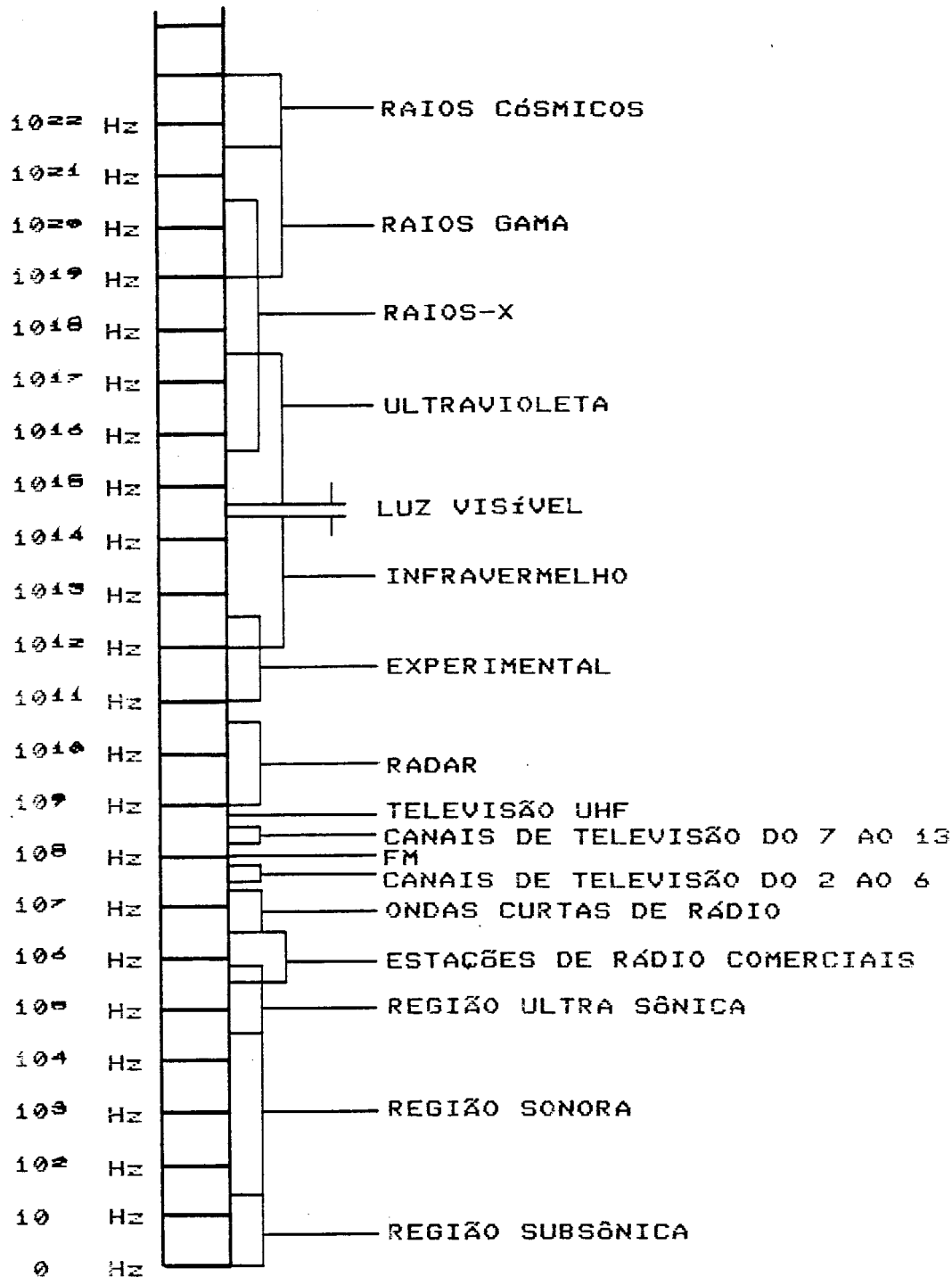


Figura 18-18 Espectro de radiação eletromagnética

Ondas luminosas (a luz) – Estas ondas se caracterizam por pertencerem à única classe de ondas eletromagnéticas que a vista humana pode perceber, sem necessidade de um dispositivo especial.

Apresentam características muito parecidas às ondas caloríficas, e alguns cientistas as consideram como o fim do espectro. A prova disso é que, quando um corpo

alcança uma temperatura muito elevada, ele começa a emitir raios luminosos.

Além disso, a luz pode ser convertida em calor, quando os raios luminosos são concentrados por meio de uma lente.

A luz está compreendida entre 8.000 e 4.000 unidades Angstrom. Os raios solares abrangem toda esta gama do espectro das ondas eletromagnéticas.

Raios ultravioletas – A luz ou raios ultravioletas estão compreendidos entre 4.000 a 120 unidades Angstrom. Parte desses raios são produzidos pelo Sol. Artificialmente, eles podem ser produzidos por meio de lâmpadas elétricas especiais, as quais são usadas freqüentemente no tratamento de certas enfermidades.

Raios X – Os raios X estão compreendidos entre os comprimentos de onda correspondentes a 120 unidades Angstrom e 0,06 da mesma unidade (6 centésimos de 1 Angstrom). A característica principal dessas ondas eletromagnéticas é que são capazes de atravessar toda sorte de tecidos, couros, telas, madeiras e uma grande parte dos metais.

Os raios X são usados, principalmente, para tirar fotografias do interior do corpo humano, sendo, também, usados na indústria para fotografar a estrutura de peças metálicas de alumínio, aço, etc.

Raios Gama e Raios Cósmicos – As ondas eletromagnéticas de maior freqüência e menor comprimento de onda que se tem conhecimentos definidos são os raios gama, que são o produto das emissões ou irradiações de elementos radioativos, como o Rádium e o Urânio.

Os raios são produzidos nesses elementos pela desintegração atômica espontânea dos mesmos. Não obstante, grande parte desses raios pode ser produzida artificialmente por meio de potentes aparelhos de Raios X ou, pela desintegração artificial, como no caso da bomba atômica.

Na medicina, esses raios de baixa intensidade são usados para destruir tumores cancerosos, empregando-se neste caso, o Rádium. Os sais radioativos são usados também na indústria, pois têm a propriedade de emitir raios de baixa proporção e, como são visíveis na obscuridade (fosforescentes) encontram aplicações na fabricação de mostradores de relógios e ponteiros.

Embora os Raios Gama sejam os últimos a respeito dos quais se tenham noções claras, sabe-se que existem outros raios de menor comprimento de onda que a ciência chama de raios cósmicos secundários, por se acreditar que sejam encontrados nos espaços interplanetários. Isso é tudo que se sabe a respeito dos mesmos até hoje.

Estas explicações servirão, indubitavelmente, para dar ao aluno um conceito mais definido da classificação e características das ondas eletromagnéticas, a cuja família pertencem as ondas de rádio que, no momento, nos interessam. Não obstante, ao estudarmos a televisão, teremos a oportunidade de utilizar os conhecimentos adquiridos sobre as outras classes de ondas eletromagnéticas.

Apesar das ondas de rádio, as ondas caloríficas e as ondas luminosas pertencerem à mesma família, seria errôneo crer que são parecidas em todos os aspectos, pois a diferença em freqüência e comprimento de onda entre elas é enorme. Entretanto, devemos ter presente que todas as classes de ondas eletromagnéticas são manifestações de energia em diversas formas e, em muitos casos, é possível transformá-las em movimentos mecânicos, como sucede com o calor utilizado para impulsionar máquinas ou locomotivas.

Classificação detalhada das ondas de rádio – As ondas eletromagnéticas, que correspondem às ondas de rádio utilizadas hoje em dia, são classificadas em várias faixas, de acordo com o comprimento de onda e com os serviços a que se destinam nos sistemas de radiocomunicações.

Como se observa na parte inferior da figura 18-19, as ondas de rádio normalmente utilizadas podem ser divididas em seis blocos principais, que englobam as diversas faixas de freqüências.

No primeiro bloco temos as freqüências compreendidas entre 100 kHz e 550 kHz, freqüências estas que correspondem à faixa de ondas longas. Essa faixa compreende diversos tipos de comunicações, inclusive os radiofaróis (para orientação da navegação aérea). Além disso, na Europa, existe também radiodifusão (emissoras comerciais) nessa faixa.

No segundo bloco temos as freqüências compreendidas entre 550 kHz e 1600 kHz, que correspondem à faixa de ondas médias. Nesta faixa, estão localizadas, exclusivamente, emissoras comerciais de radiodifusão (Broadcasting).

No terceiro bloco temos as freqüências compreendidas entre 1600 kHz e 30 MHz, que correspondem à faixa de ondas curtas. Nessa importante parte das ondas de rádio estão localizadas as radiodifusoras internacionais (nas faixas de 49, 31, 25, 16 e 13 metros), bem como

as radiodifusoras das chamadas “faixas tropicais” (90 e 60 metros). Também na faixa de ondas curtas estão localizadas diversas faixas destinadas às comunicações entre radioamadores (160, 80, 40, 20, 15, 11 e 10 metros). Além disso, localizam-se também nessa faixa inúmeros outros serviços de radiocomunicações, tanto governamentais como de empresas privadas, operando em fonia, telegrafia e teletipo.

No quarto bloco estão as frequências compreendidas entre 30 MHz e 300 MHz, que correspondem à faixa de frequências muito elevadas (VHF). Nesta faixa temos as emissoras de TV em VHF, radiodifusão em FM, além de diversos sistemas de radiocomunicação (radioamadores, aeronáutica, polícia, serviços públicos, etc.).

No quinto bloco temos as frequências compreendidas entre 300 e 3.000 MHz, que correspondem à faixa de frequências ultraelevadas (UHF).

Esta faixa compreende radiocomunicações em geral, radioamadores, estações repetidoras, emissoras de TV em UHF, radares, radioastronomia, etc.

No sexto e último bloco estão as frequências compreendidas entre 3.000 e 300.000 MHz, que abrangem frequências super-elevadas (SHF de 3.000 a 300.000 MHz) e frequências extremamente elevadas (EHF de 30.000 a 300.000 MHz), que correspondem à faixa de microondas.

Estas faixas compreendem sistemas de rastreamento de satélites artificiais, telemetria, sistemas de radioenlaces, etc.

FAIXA DE FREQUÊNCIA	DESIGNAÇÃO TÉCNICA	DESIGNAÇÃO LEIGA	EXEMPLOS DE UTILIZAÇÃO
300 Hz a 3000 Hz	E. L. F.	Ondas Extremamente Longas	Comunicação para submarinos, para escavação de minas e etc.
3 KHz a 30 KHz	V. L. F.	Ondas Muito Longas	
30 KHz a 300 KHz	L. F.	Ondas Longas	Auxílio à navegação aérea, serviços marítimos, radiodifusão local.
300 KHz a 3000 KHz	M. F.	Ondas Médias	
3 MHz a 30 MHz	H. F.	Ondas Tropicais Ondas Curtas	Radiodifusão local e distante, serviços marítimos (Estações Costeiras).
30 MHz a 300 MHz	V. H. F.		Transmissão de TV, sistemas comerciais e particulares de comunicação, serviços de segurança pública (polícia, bombeiros, etc).
300 MHz a 3000 MHz	U. H. F.		
3 GHz a 30 GHz	S. H. F.		Comunicação pública à longa distância: sistemas interurbanos e internacionais em radiovisibilidade, tropodifusão e satélite.
30 GHz a 300 GHz	E. H. F.		
E.L.F. - Extremely Low Frequency V.L.F. - Very Low Frequency L.F. - Low Frequency M.F. - Medium Frequency H.F. - High Frequency		V.H.F. - Very High Frequency U.H.F. - Ultra High Frequency S.H.F. - Super High Frequency E.H.F. - Extremely High Frequency	

Figura 18-19 Classificação de sistemas rádio

Principais sistemas de radiocomunicações

Num transmissor de onda contínua o sinal de saída possui sua amplitude uniforme em todos os ciclos.

Um sinal de RF desse tipo, por si só, não contém nenhuma informação útil. Entretanto é possível introduzir-lhe certas “modificações”, tornando-o capaz de “transportar” uma mensagem; por este motivo, o sinal de RF

emitido pela antena de um radiotransmissor é usualmente, chamado de “Onda Portadora”.

Convém salientar que a onda portadora não é a mensagem propriamente dita, mas sim o “veículo” que leva tal mensagem para um ponto distante.

Nas últimas décadas foram desenvolvidas inúmeras técnicas para “modificar” uma onda portadora, a fim de que ela possa transportar uma informação útil. Cada

uma dessas técnicas caracteriza os diversos sistemas de radiocomunicações atualmente em uso, entre os quais iremos estudar os seguintes sistemas:

Radiotelegrafia (ou CW)
Modulação em Amplitude (ou AM)
Modulação em Frequência (ou FM)
Banda Lateral Única (ou SSB)

No Sistema de Radiotelegrafia, a mensagem é transmitida sob a forma de um código pré-estabelecido.

Este tipo de transmissão (talvez o mais eficiente e seguro) é utilizado nas comunicações entre estações de radioamadores, nas comunicações entre estações de grupos comerciais (bancos, empresas de transporte aéreo e marítimo), pelos correios, etc.

No Sistema de Modulação em Amplitude ou Sistema de Amplitude Modulada (AM), a técnica empregada consiste em fazer com que a amplitude da onda portadora (sinal de RF) varie no mesmo ritmo da amplitude do sinal correspondente à informação (ou mensagem) que se quer transmitir. Aqui, a frequência da portadora não varia. Este tipo de transmissão é largamente adotado pelas emissoras de radiodifusão (Broadcasting), nas faixas de ondas médias e ondas curtas, sendo também utilizado nas comunicações entre estações de radioamadores, estações comerciais, etc.

No Sistema de Modulação em Frequência ou Sistema de Frequência Modulada (FM), a técnica utilizada consiste em fazer com que a frequência da onda portadora sofra deslocamentos num e noutro sentido, num ritmo igual à frequência do sinal correspondente à informação que se quer transmitir. Aqui, a amplitude da portadora não varia.

Este tipo de transmissão é adotado pelas estações de radiodifusão que transmitem música em alta fidelidade (transmissões monofônicas e estereofônicas).

Ele também é utilizado nas comunicações de grandes responsabilidades como nos serviços de utilidade pública (corpo de bombeiros, ambulâncias, radiopatrulhas, etc.) entre aviões e a torre de controle dos aeroportos, etc.

O Sistema de Banda Lateral Única (SSB) é uma variante do AM.

Devido às suas excelentes características, ele é usado em larga escala pelas estações de radioamadores, estações de grupos comerciais, pelos serviços de utilidade pública, etc.

Transmissão de uma onda contínua manipulada

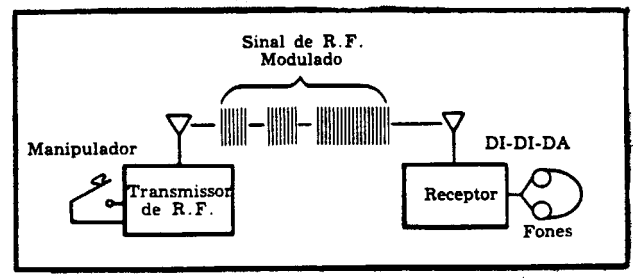


Figura 18-20 Transmissão por onda contínua

No sistema de radiotelegrafia existem vários métodos para se transmitir uma mensagem sob a forma de código.

O mais usado na prática consiste em interromper-se a portadora de RF (onda contínua) durante intervalos de tempo regulares, seguindo um código convencional.

Esse método é denominado “Manipulação da portadora”, e neste tipo de transmissão utiliza-se o “Código Telegráfico Internacional”, também conhecido por “Código Morse”, em homenagem ao cientista que o idealizou, o físico norte-americano Samuel Morse.

No código Morse, cada letra do alfabeto (A, B, C,...X, Y, Z), cada algarismo arábico (0, 1, 2,...7, 8, 9) e cada símbolo de pontuação (vírgula, ponto de interrogação, ponto de exclamação, etc.) são representados por uma combinação adequada de Traços e Pontos.

A título de ilustração, mencionamos que a letra “C” é representada por um traço, um ponto, um traço e um ponto, nessa sequência, ou seja: _ . _ .

Para se transmitir uma mensagem em código Morse, os traços e os pontos são emitidos sob a forma de grupos de ciclos (ou “trens de ondas”) com diferentes durações.

Os pontos correspondem a um grupo de ciclos com pequena duração, enquanto que os traços correspondem a um grupo de ciclos com longa duração (três vezes maior que a dos pontos). Deste modo, combinando-se grupos de pequena duração e de longa duração, é possível transmitir-se letras, algarismos e símbolos de

pontuação, de modo a se formar palavras, frases, etc.

Transmissor básico de CW – Na figura 18-21 temos o diagrama em blocos, simplificado de um transmissor de CW.

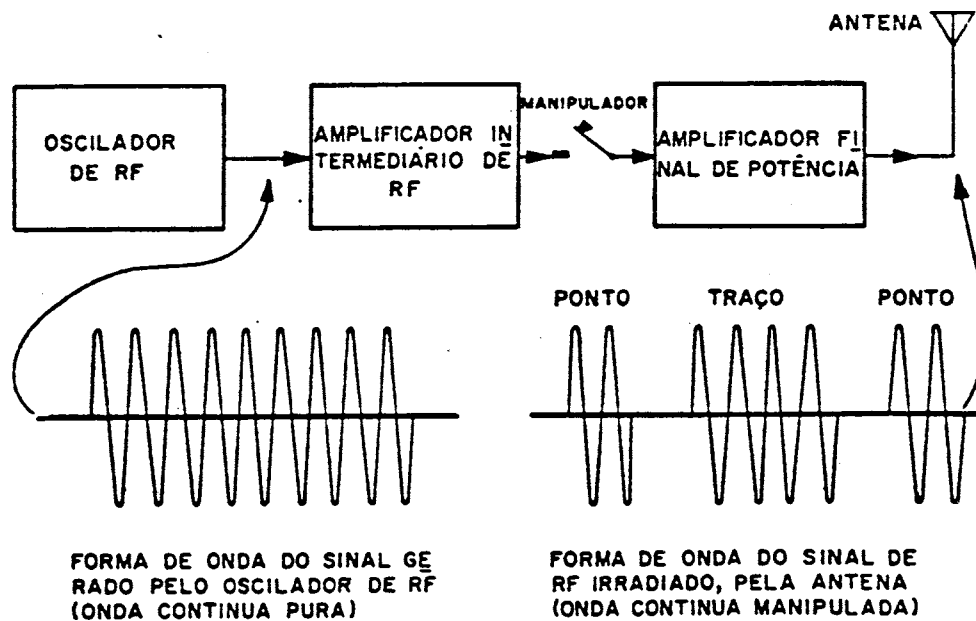


Figura 18-21 Diagrama de um transmissor de CW

Para se produzir os grupos de ciclos com longa ou curta duração, utiliza-se um interruptor especial chamado “Manipulador ou Chave Telegráfica”.

Quando o braço do manipulador é pressionado para baixo, os seus contatos se fecham e o transmissor irradia a portadora de RF. Dosando-se os intervalos de tempo durante os quais os contatos do manipulador permanecem abertos ou fechados, é possível transmitir-se uma mensagem em código Morse.

Na figura 18-21 também são mostradas a forma de onda do sinal produzido pelo oscilador de RF (onda contínua pura) e a forma de onda

do sinal RF irradiado pela antena do transmissor.

Modulação de Amplitude (AM) – Uma onda de RF (onda contínua), cujas amplitude e frequência não variam nos ciclos sucessivos, chama-se “Onda portadora não modulada”.

Para se transmitir uma mensagem útil, vimos que é preciso “modificar” essa onda portadora.

Por exemplo, podemos interrompe-la durante intervalos de tempo regulares, tal como se faz nas transmissões em código Morse (ou CW); a figura 18-22 ilustra este processo.

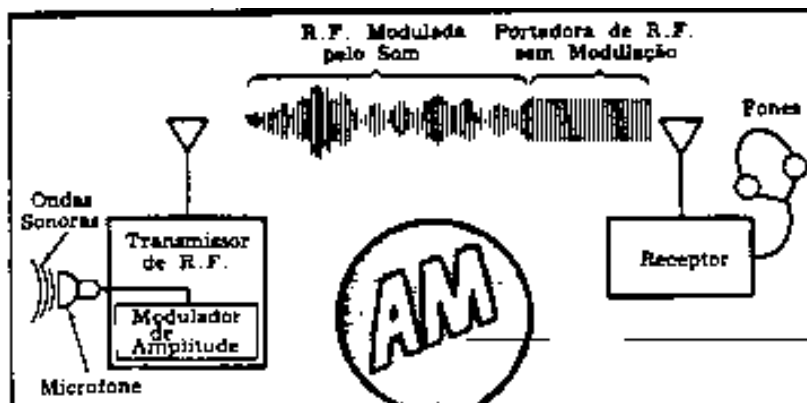


Figura 18-22 Transmissão de AM

Se quisermos transmitir, pelo rádio, os sons da voz humana ou da música, deveremos “modular” a onda portadora de RF. Há várias técnicas usadas na “modulação” de uma onda portadora. Primeiramente estudaremos o processo da “Modulação em Amplitude”, ou simplesmente AM (do inglês Amplitude Modulation).

A técnica utilizada no AM consiste em fazer com que a amplitude da onda portadora varie na mesma cadência da amplitude do sinal que se quer transmitir. Por outro lado, a frequência da onda portadora não se altera durante a modulação. Como sabemos, os sons (vibrações mecânicas) produzidos pela voz

humana ou pelos instrumentos musicais estão na faixa das “Frequências Audíveis” ou “Áudiofrequências (AF)”. Essa faixa compreende as frequências que vão desde 16 Hz até 20 kHz (ou 20.000 Hz).

Vamos imaginar que queremos transmitir uma nota musical de 2 kHz, produzida por um piano. Para isso, em primeiro lugar deveremos transformar as vibrações sonoras, produzidas pelo piano, num sinal elétrico de mesma frequência (2 kHz, nesse exemplo), o que será feito utilizando-se um microfone.

O processo da modulação em amplitude está ilustrado na figura 18-23.

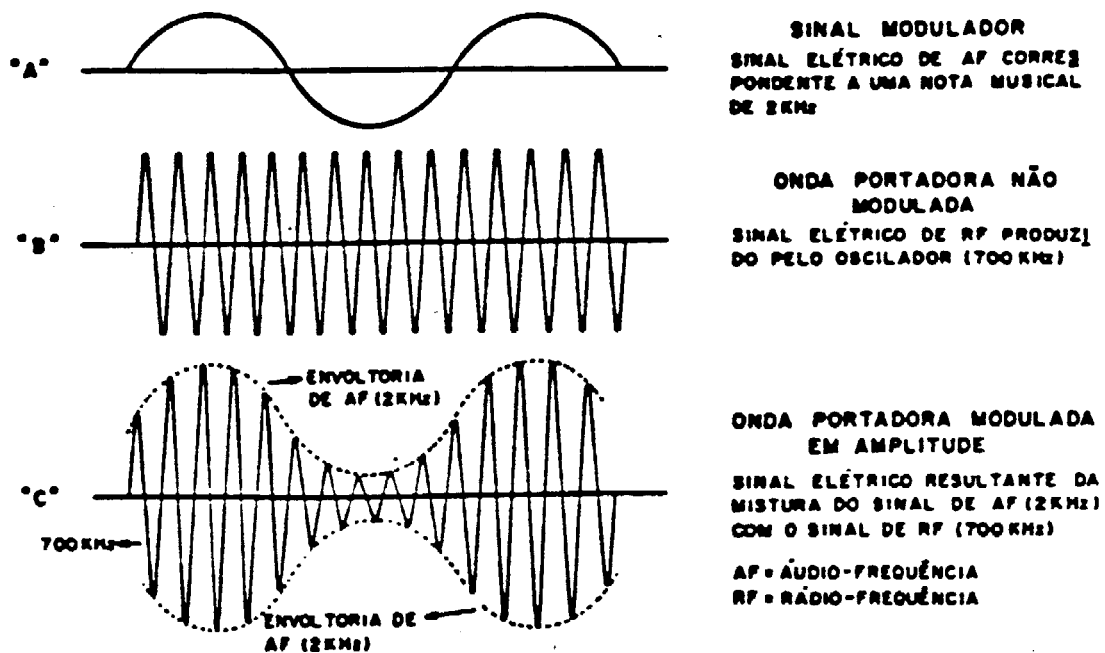


Figura 18-23 Processo da modulação em amplitude

Em “A” temos a forma de onda do sinal de AF (2 kHz), fornecido pelo microfone. Em “B” temos a forma de onda da portadora não modulada; este sinal é produzido por um oscilador de RF. Como o sinal de AF “modula” o sinal de RF, ele é denominado de “sinal modulador”. Em “C” temos a forma de onda da portadora de RF (700 kHz) modulada em amplitude pelo sinal de AF (sinal modulador).

Observe que a amplitude da portadora modulada (figura “C”) varia de ciclo para ciclo, sendo que esta variação é comandada pelo sinal modulador de AF.

Na figura “C”, as linhas interrompidas (ou tracejadas) denominam-se “envoltórias de

AF” ou “envolventes de modulação” e sua forma de onda é a mesma do sinal modulador (sinal de AF).

Em resumo, o processo da modulação em amplitude consiste em “misturar” ou “combinar” o sinal de RF com o sinal de “AF”, num dispositivo eletrônico de características não lineares, ao qual damos o nome de “Modulador de AM”.

Mais uma vez convém salientar que, no AM, a frequência da portadora modulada permanece constante (não varia) durante a modulação. Como essa frequência é bastante elevada (700 kHz, no exemplo dado), o sinal de RF modulado em amplitude, irá propagar-se

facilmente através do espaço, podendo ser captado pela antena de um receptor situado a milhares de quilômetros do transmissor.

As envoltórias do sinal de RF, modulado, terão a mesma forma de onda do sinal modulador.

Na figura 18-24 A, reproduzimos novamente a forma de onda de um sinal de RF (700 kHz), modulado em amplitude por um sinal de AF (2 kHz).

Se fizermos uma análise mais profunda desse sinal de RF modulado, iremos verificar que ele corresponde à soma de três outros sinais de RF, os quais possuem amplitudes constantes e freqüências iguais a: 700 kHz (freqüência central), 702 kHz (freqüência soma), e 698 kHz (freqüência diferença).

Em outras palavras, quando um sinal de RF é modulado em amplitude por um sinal de AF, além da portadora de 700 kHz, em nosso exemplo (figura 18-24 C), pela antena do transmissor também são irradiados outro a dois sinais de RF: um deles terá freqüência igual à soma das freqüências dos sinais dos sinais de RF e AF, isto é, $700 \text{ kHz} + 2 \text{ kHz} = 702 \text{ kHz}$, que é chamada "Freqüência Lateral Superior" (por ser maior que a freqüência da portadora); o outro sinal terá freqüência igual à diferença entre as freqüências dos sinais de RF e AF, isto é $700 \text{ kHz} - 2 \text{ kHz} = 698 \text{ kHz}$, que é chamada "Freqüência Lateral Inferior" (por ser menor que a freqüência da portadora). Esses dois sinais estão representados na figura 18-24 B e D, respectivamente.

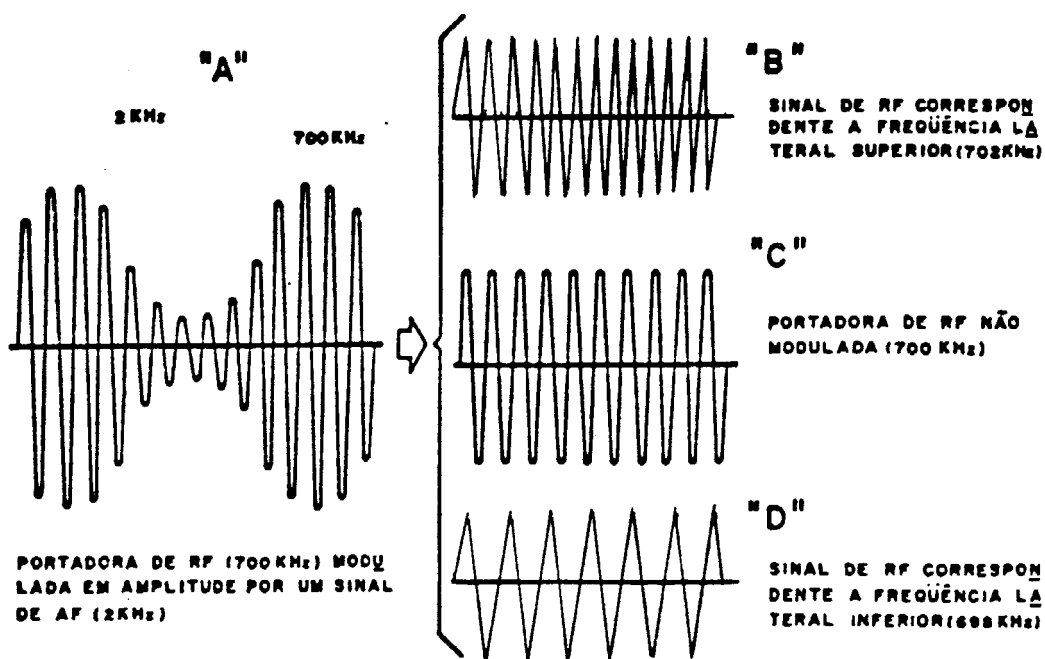


Figura 18-24 Forma de onda de um sinal RF

Uma outra maneira de representar o fenômeno da modulação em amplitude, descrito anteriormente, consiste no chamado "Espectro de freqüências" tal como ilustra a figura 18-25. Num eixo horizontal são marcadas as freqüências dos sinais de RF; perpendicularmente a esse eixo e através de pequenos segmentos de reta são indicadas as amplitudes relativas dos sinais de RF.

Observando o espectro de freqüências da figura 18-25, é fácil notar que quanto maior a freqüência do sinal modulador tanto maior será o afastamento das freqüências laterais em relação à freqüência central. Por exemplo, se a freqüência do sinal modulador fosse igual a

4 kHz, as freqüências laterais (inferior e superior) seriam 696 kHz e 704 kHz, respectivamente.

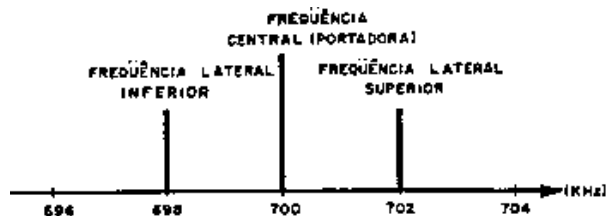


Figura 18-25 Espectro de freqüências Modulação em SSB – Conforme estudado previamente, os componentes de um sinal de amplitude modulada padrão, são a portadora e duas freqüências laterais, espaçadas acima e

abaixo da portadora numa quantidade igual a frequência do sinal de modulação.

Os sinais de amplitude modulada utilizados em "Broadcasting" padrão requerem uma faixa de passagem de 10 kHz, ou seja, admite uma frequência de áudio para modulação de no máximo 5 kHz, enquanto que os sinais de comunicação tanto militares como comerciais possuem uma faixa de passagem de 6 kHz.

As frequências laterais que são produzidas pelo processo de modulação em amplitude, são na realidade imagens refletidas de si mesmas, e qualquer das duas pode ser modulada para obter a informação transmitida.

Admitindo-se uma frequência portadora de 100 kHz e a informação modulante (voz) de 300 a 3.000 Hz, a largura de faixa total do sistema que opera com as duas faixas laterais será de 6.000 Hz, ou seja, duas vezes a maior frequência de modulação.

Com os mesmos sinais de portadora e modulação, a largura da faixa do sistema SSB é de apenas 3.000Hz, pois neste levando-se em conta que as bandas laterais possuem as mesmas informações e que a portadora não transporta mensagem alguma, transmite-se apenas uma das bandas laterais.

Com a diminuição da largura de faixa total em SSB para a metade da largura de faixa do AM convencional, é possível aumentar para o dobro o número de canais utilizados dentro de uma mesma faixa de frequência. A figura 18-26 mostra a comparação entre os espectros de frequência do AM convencional e do SSB.

Das vantagens que um sistema SSB oferece em relação a um sistema AM destacamos:

- Economia de potência.

- Largura da faixa.
- Potência de sinal modulante.
- Sigilo nas comunicações.
- "Fading" seletivo.

Como desvantagens podemos citar:

- Usa filtros especiais tornando mais caro o equipamento.
- Utiliza modulador e demodulador especiais.
- Necessita de oscilador com alta estabilidade

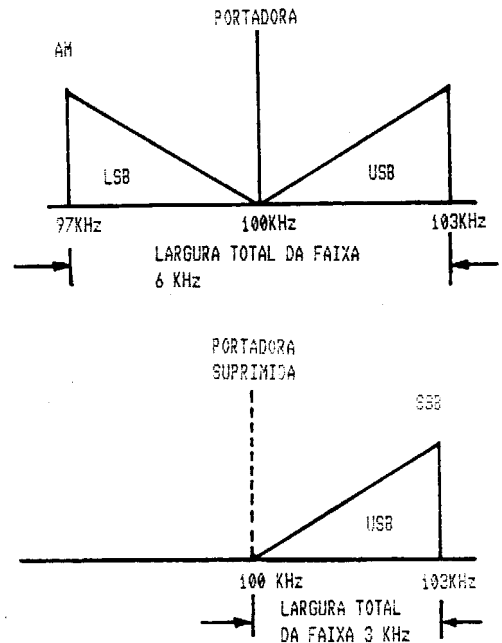


Figura 18-26 Comparação entre os espectros de frequência do AM e do SSB

Modulação de frequência (FM) – No sistema de AM, vimos que a amplitude da onda portadora modulada variava de acordo com a amplitude do sinal modulador.

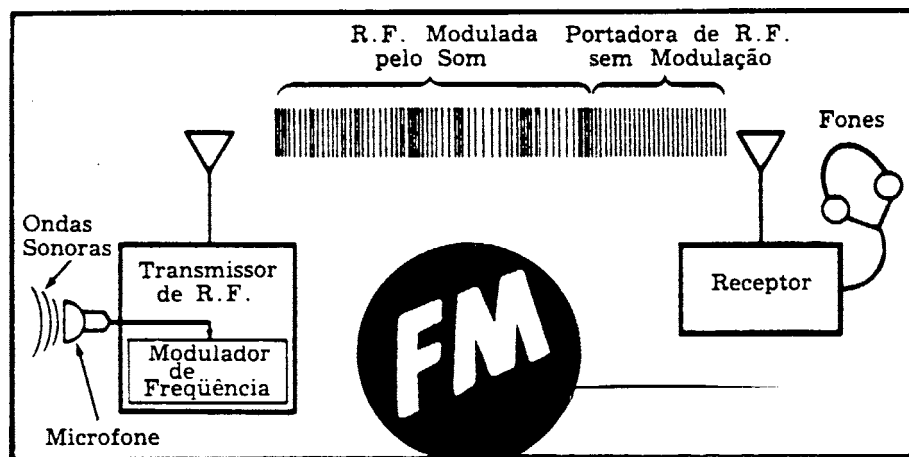


Figura 18-27 Transmissão de FM

Quanto maior (dentro de certos limites) a amplitude do sinal modulador, tanto maior era a amplitude da onda portadora modulada. Por outro lado, durante a modulação, a frequência daquela portadora permanecia constante (não variava).

Já no sistema de modulação em frequência (FM), podemos dizer que as coisas acontecem exatamente ao contrário. Neste

sistema, a amplitude da portadora de RF permanece constante durante a modulação, enquanto que a sua frequência sofre deslocamentos (para mais e para menos) proporcionalmente à amplitude do sinal modulador.

Para entendermos melhor o processo de modulação em frequência, vamos analisar a figura 18-28.

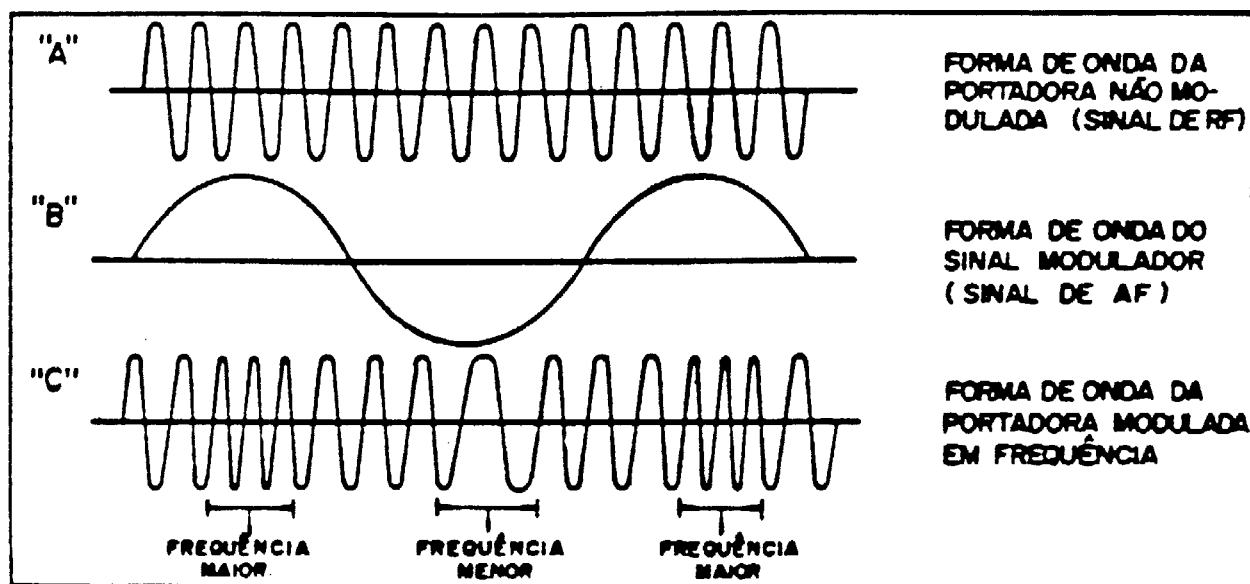


Figura 18-28 Modulação em frequência

Em "A" temos a forma de onda da portadora não modulada (sinal de RF); em "B" temos a forma de onda do sinal modulador (sinal de AF) e, finalmente, em "C" podemos observar a forma de onda da portadora modulada em frequência.

Observe que o aumento e a redução da frequência da portadora de RF depende da amplitude do sinal modulador.

Durante os semiciclos positivos do sinal modulador ocorre um aumento na frequência da portadora de RF, enquanto que, durante os semiciclos negativos do sinal modulador ocorre uma diminuição na frequência da portadora de RF (Figura 18-28 C).

Por outro lado, a amplitude da portadora de RF não varia.

A "velocidade" com que a frequência da portadora de RF varia (para mais ou para menos) depende da frequência do sinal modulador: quanto maior a frequência do sinal modulador de AF, tanto mais rapidamente irá variar a frequência da portadora de RF modulada.

Se a frequência do sinal modulador for de 1 kHz (ou 1000Hz), então a frequência da portadora de RF modulada irá aumentar e diminuir do sinal modulador de AF, na razão de 1.000 vezes por segundo.

Esses "desvios" de frequência, como vemos, ocorrem sempre em relação a frequência da portadora não modulada.

PROPAGAÇÃO DAS ONDAS ELETROMAGNÉTICAS E ANTENAS

A função de uma antena é a irradiação de energia eletromagnética no espaço. Após sua irradiação pela antena, a energia se propaga através do espaço até ser captada por uma antena receptora ou ser refletida por um objeto, como acontece com o radar.

É importante conhecer o que acontece a uma onda irradiada (sua trajetória, se é absorvida pelo solo, se é refletida pela atmosfera, etc.) para saber a distância que a onda é capaz de percorrer antes de ser captada. O estudo do que acontece a uma onda

eletromagnética, após deixar a antena, é chamado “propagação das ondas”.

Quando uma onda irradiada deixa a antena, parte da energia se propaga pelo solo, acompanhando a curvatura da terra e é chamada “onda terrestre”. O resto da energia é irradiado pelo espaço em todas as direções. As ondas que atingem o solo entre o transmissor e o horizonte recebem o nome de “ondas espaciais”. As ondas

que deixam a antena em um ângulo maior do que o formado pela antena e o horizonte são as “ondas celestes” ou “ionosféricas”.

A onda terrestre, as ondas espaciais e as ondas ionosféricas contêm a informação transmitida. Entretanto, em certas frequências uma dessas ondas será muito mais eficiente na transmissão da informação do que as outras.

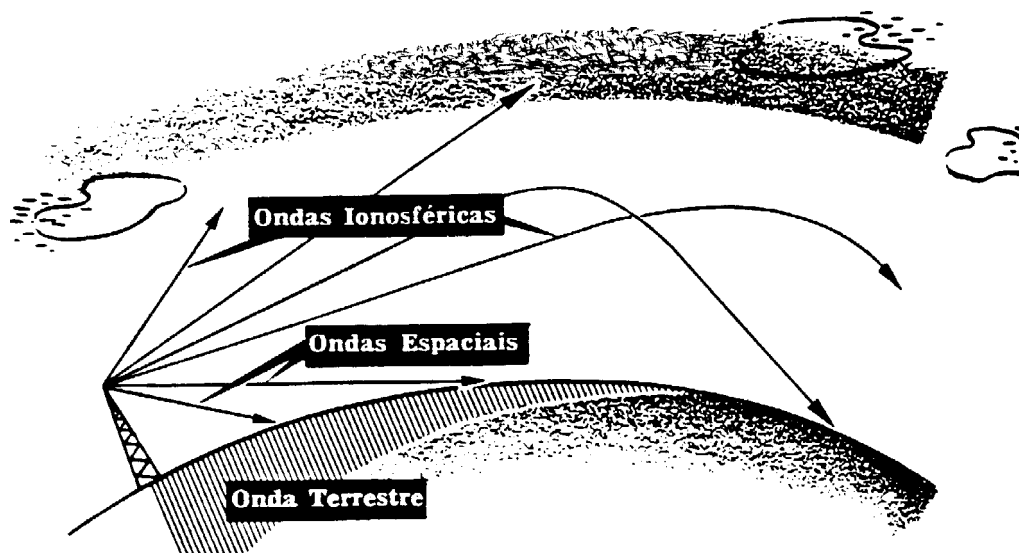


Figura 18-29 Componentes de uma onda irradiada

Na transmissão de frequências relativamente baixas, a maior parte da energia irradiada está na onda terrestre. Como o solo é um mau condutor, a onda terrestre é atenuada rapidamente e, portanto, não é eficaz para transmissão a grandes distâncias a não ser que se utilize muita potência. As estações de rádio locais são exemplos de transmissão por meio de ondas terrestres. Nas frequências em apreço, a irradiação efetiva está limitada a um raio de cerca de 200 quilômetros do transmissor. Em consequência, transmissores em cidades separadas por mais de 200 quilômetros de distância podem transmitir na mesma frequência, sem interferência mútua.

Ondas ionosféricas, espaciais e terrestres

À primeira vista, poderia parecer que as ondas ionosféricas não têm utilidade, propagando-se em linha reta e perdendo-se no espaço. Isto realmente pode acontecer com frequências muito altas e, portanto, neste caso a onda ionosférica se perderá.

Contudo, abaixo de certa frequência crítica a onda ionosférica não se propaga em linha reta, e sim se dobra nas camadas superiores da atmosfera, voltando à terra. Esta onda não é propriamente refletida, como acontece, à luz quando incide em um espelho. Ela é dobrada gradualmente, descrevendo uma curva, e é, portanto, chamada “onda refratada”. Esta onda assim que volta à terra, é refletida outra vez para o espaço, onde, novamente, é refratada e retorna à terra. Este processo de refração da atmosfera e reflexão da terra continua até que a atenuação completa da onda, pois a energia de uma onda irradiada diminui à medida que aumenta a distância percorrida desde a antena transmissora.

Uma antena receptora poderá captar o sinal em qualquer local que incidam as ondas refratadas. Se as ondas ionosféricas fossem irradiadas para as altas camadas da atmosfera em um único ângulo, não haveria sinal entre os pontos de incidência da onda refratada com a terra. Contudo, as ondas ionosféricas são irradiadas em todos os ângulos e, assim, a superfície terrestre (além de uma certa distância

mínima da antena) é totalmente coberta por sinais de rádio.

Com o crescimento do ângulo de irradiação, chega-se a um ângulo em que a onda deixa de ser refratada e continua a se propagar pelo espaço. Em consequência, há uma zona em torno da antena que não é alcançada por ondas refratadas.

A onda terrestre só é eficiente para pequenas distâncias. Portanto, a zona entre a

máxima distância de irradiação efetiva da onda terrestre e o ponto em que a primeira onda ionosférica volta à terra é uma área sem sinais de rádio chamada “Zona de Silêncio”.

A frequência crítica, isto é, a frequência acima da qual não há retorno das ondas ionosféricas, depende de numerosos fatores, tais como a hora do dia, a época do ano, as condições meteorológicas, etc.

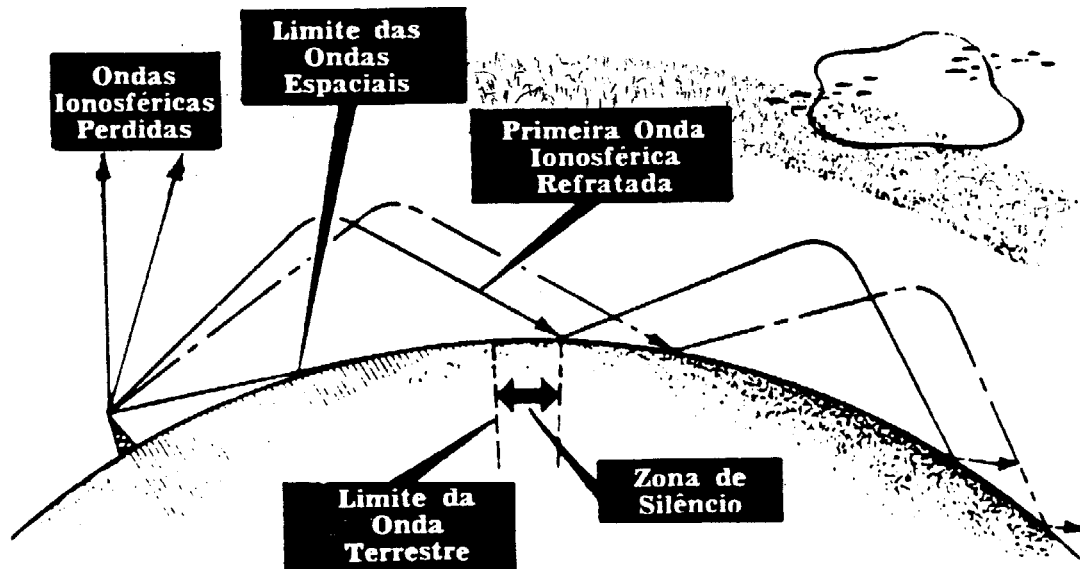


Figura 18-30 Ondas ionosféricas, espaciais e terrestres

Como resultado, algumas vezes são estabelecidas comunicações a grandes distâncias, por meio de frequências que normalmente não apresentam ondas de retorno.

Ondas diretas e desvanecimento (“*Fading”)

Em frequências superiores à frequência crítica, a onda terrestre e a onda ionosférica não podem ser usadas para transmissão. Nessas

frequências elevadas, a onda terrestre é atenuada rapidamente e a onda ionosférica não sofre refração e não volta à terra.

Como resultado, a única onda irradiada que pode ser usada para transmissão nessas frequências é a que se propaga em linha reta da antena transmissora para a receptora. Este tipo de transmissão é chamado “Transmissão de horizonte ótico”, e a onda irradiada é uma “onda direta”.

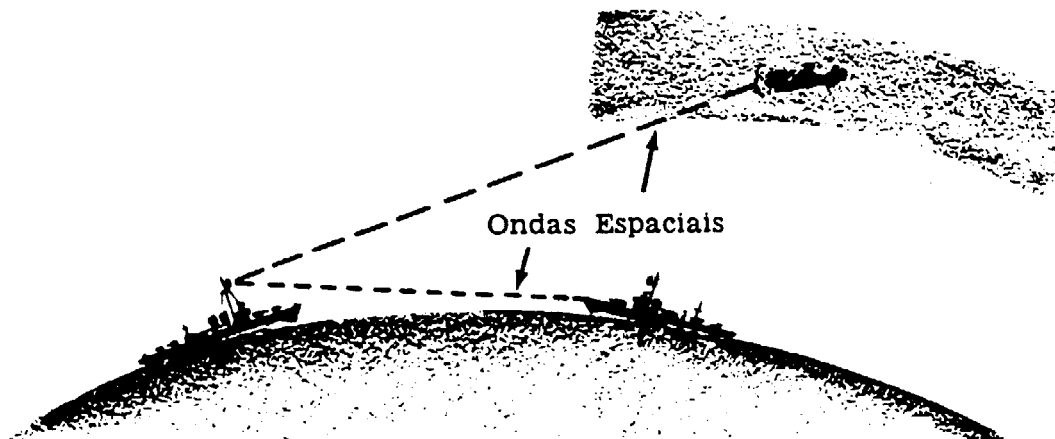


Figura 18-31 Transmissão de horizonte ótico

Este sistema de transmissão é usado em radar para a detecção de aviões e na comunicação entre navio e avião.

As frequências usadas são geralmente superiores a 30 MHz. Às vezes, uma antena receptora capta dois sinais provenientes da

mesma antena transmissora e que percorreram caminhos diferentes, por exemplo: um sinal pode ser recebido diretamente da antena transmissora e o outro ser refletido por um objeto, digamos um avião.

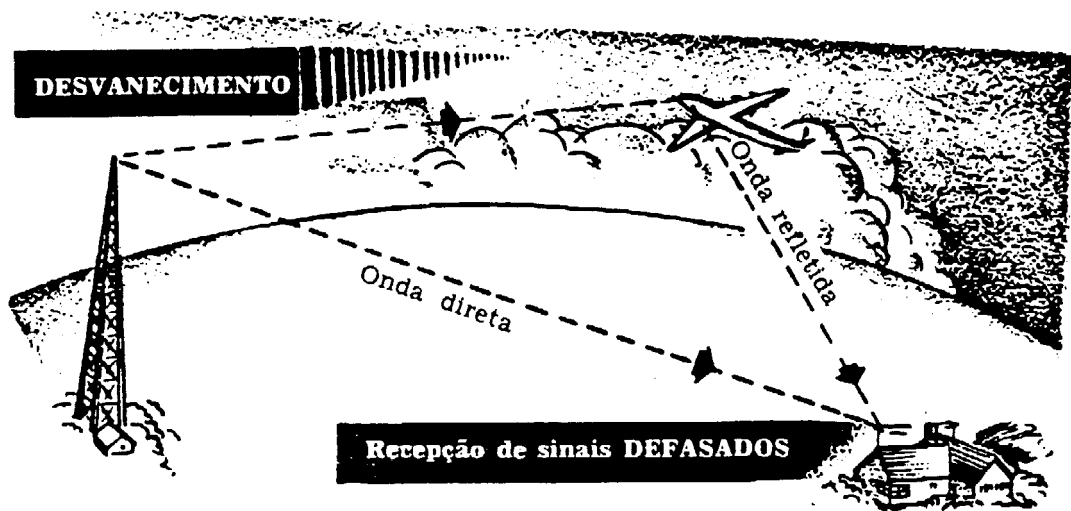


Figura 18-32 Desvanecimento

Como o comprimento relativo dos caminhos está variando constantemente, os dois sinais ora estarão em fase, ora defasados, e haverá a tendência de um anular ou reforçar o outro. O resultado é uma variação na intensidade do sinal que chega ao receptor, denominada desvanecimento (“Fading”).

FINALIDADE DE UMA ANTENA

A finalidade de uma antena transmissora é converter a energia entregue à linha de transmissão em uma onda chamada “onda eletromagnética”. Esta onda tem a propriedade

peculiar de se propagar através do espaço sem o auxílio de fios.

Todas as antenas funcionam segundo o mesmo princípio – a corrente na antena cria um campo eletromagnético que deixa a antena e se propaga sob a forma de uma onda eletromagnética..

Estudaremos agora as antenas projetadas para transmissão.

As antenas transmissoras trabalham em frequências muito mais elevadas do que as da rede de distribuição industrial, e atuam com muito maior eficiência (quanto à irradiação).

Contudo, é sempre a corrente na antena que produz o campo eletromagnético a ser irradiado.

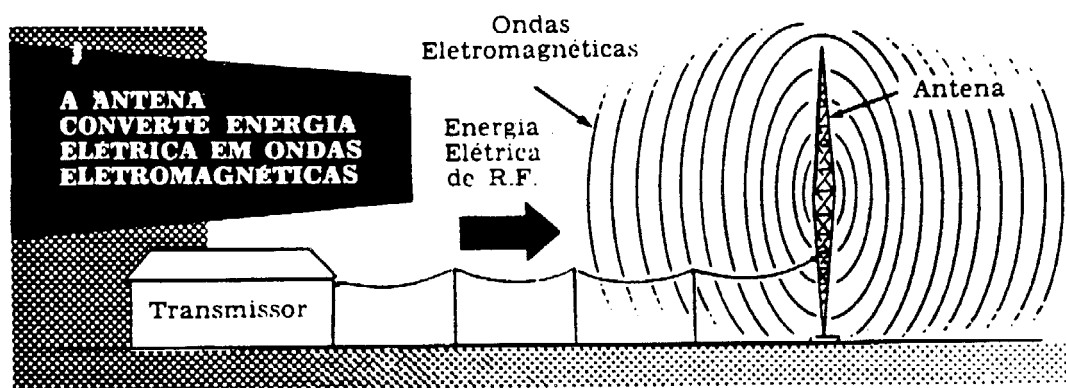


Figura 18-33 Antena transmissora

Você pode observar um exemplo interessante da ação de uma antena, tocando com o dedo o terminal de entrada vertical de um osciloscópio.

Você verá na tela do aparelho uma forma de onda de 60 Hz, que, evidentemente, provém do seu corpo.

O que realmente acontece é que o seu corpo capta ondas eletromagnéticas de 60 Hz que são irradiadas pelas redes que conduzem correntes de 60 Hz.

Estas linhas agem como antenas transmissoras, embora não sejam projetadas para a finalidade em apreço.

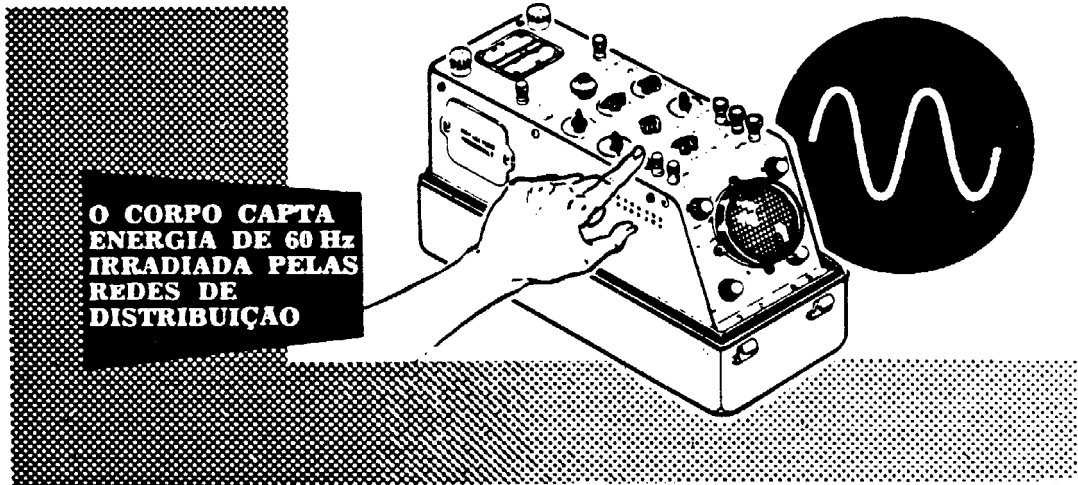


Figura 18-34 Teste de captação de energia pelo próprio corpo

Funcionamento da antena

Quando os fios de uma linha de transmissão aberta são dobrados em ângulo reto com a linha, em um ponto distante um quarto de

comprimento de onda do extremo aberto, forma-se uma antena simples conhecida como “Dipolo de meia onda” (“doublet”) ou “Antena Hertz”.

A distribuição de tensão e corrente na antena é igual à da linha de transmissão original.

A LINHA DE TRANSMISSÃO DEVE SER DOBRADA AQUI PARA FORMAR UMA

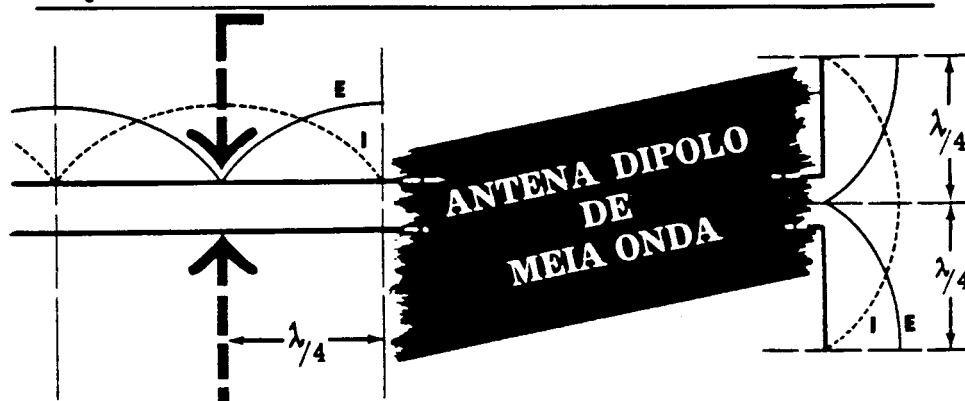


Figura 18-35 Antena dipolo de meia onda

Embora os potenciais de dois pontos quaisquer dos fios da antena (e também da linha de transmissão), equidistantes dos extremos tenham amplitudes iguais, suas polaridades são opostas, tal como acontece com os extremos de um enrolamento de transformador, cujos

potenciais têm amplitudes iguais e polaridade opostas. O mesmo é válido para a corrente. Portanto, para indicar a polaridade e a amplitude nos fios que compõem a linha de transmissão e a antena, as formas de onda são desenhadas conforme a figura 18-36.

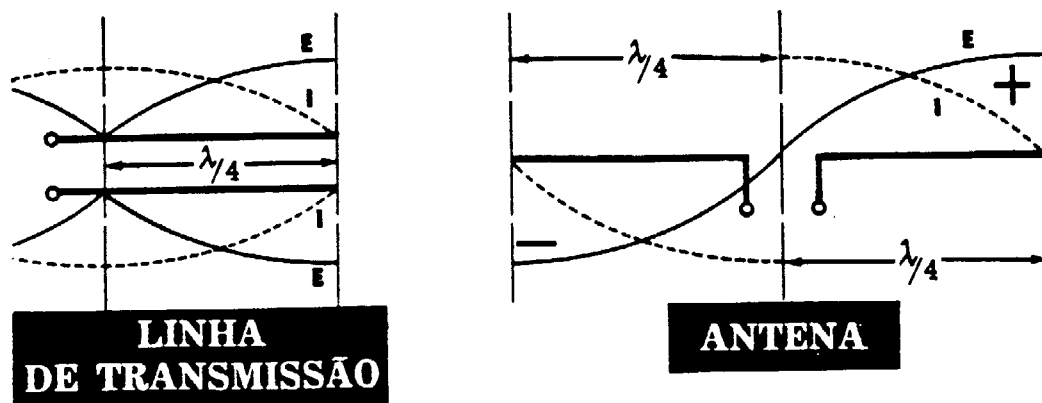


Figura 18-36 Formas de onda mostrando a polaridade e a amplitude

Observe que as ondas estacionárias de tensão e de corrente indicam que os extremos da antena são pontos de tensão máxima e de corrente mínima, enquanto que no centro da antena a corrente é máxima e a tensão é mínima.

Sempre que há uma diferença de potencial entre dois pontos, estabelece-se um campo elétrico entre eles. Você aprendeu em Eletricidade básica que, quando um capacitor se carrega, uma placa fica positiva e a outra negativa. Em consequência, estabelece-se um campo elétrico entre as placas do capacitor, no sentido da placa carregada positivamente, de acordo com a figura 18-37. Da mesma forma, a diferença de potencial entre os dois fios de uma antena também gera um campo elétrico com a forma e o sentido mostrados abaixo.

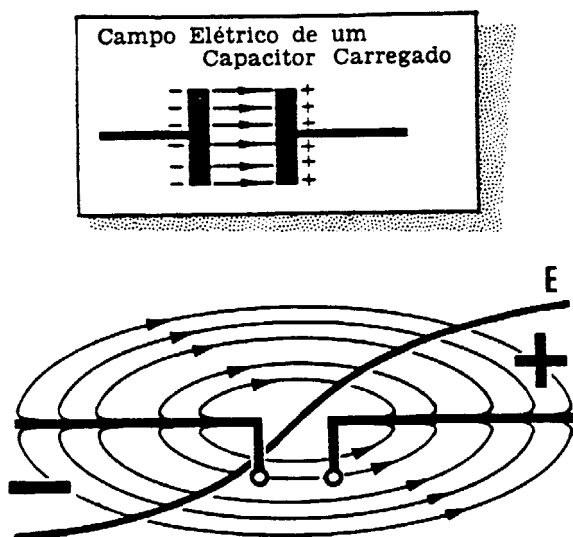


Figura 18-37 Campo elétrico em torno de uma antena

Além deste campo elétrico, há também um campo magnético gerado pela corrente na antena. O plano deste campo magnético é

perpendicular à direção da corrente e, portanto, à antena.

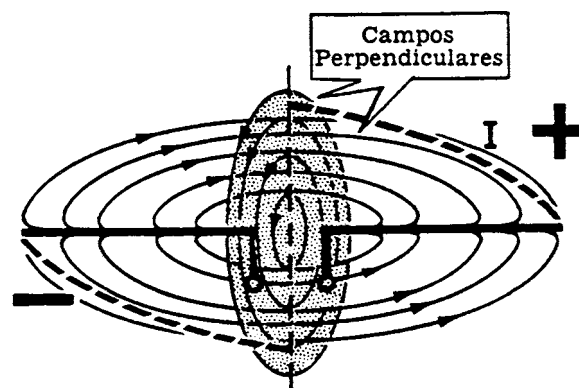


Figura 18-38 Campo magnético em torno de uma antena

Os campos elétrico e magnético são, assim, perpendiculares.

O campo elétrico e o magnético se alternam em torno da antena, crescendo, atingindo o valor máximo, entrando em colapso e crescendo novamente em sentido oposto, na mesma frequência da corrente da antena.

Neste processo de crescimento e de extinção, estes campos dão origem às ondas eletromagnéticas que se propagam através do espaço, conduzindo a informação transmitida aos receptores distantes.

ANTENAS BÁSICAS

O dipolo de meia onda ou antena Hertz é um tipo de antena básica de ampla aplicação em muitos tipos de equipamentos transmissores e receptores.

Outra antena básica é a vertical de um quarto de onda com extremo ligado à terra (massa), também conhecida como “Antena Marconi”. Se um dos elementos de uma antena

Hertz for removido e o fio que estava preso a ele for ligado à terra, o resultado será uma antena Marconi. Realmente a antena toma o lugar de um dos elementos de um quarto de onda, de modo que a terra e o elemento de um

quarto de onda restante formam efetivamente um dipolo de meia onda.

A figura 18-39 mostra os pontos de corrente máxima e tensão mínima na base da antena.

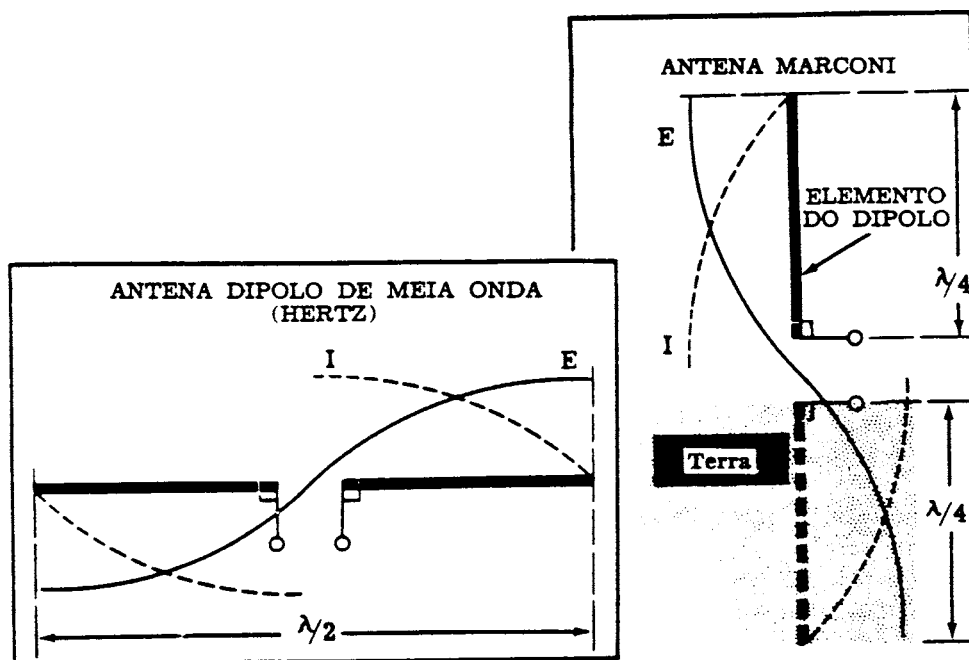


Figura 18-39 Antenas básicas

Quando se usa uma antena Marconi, o solo diretamente sob a antena deve ser um bom condutor elétrico. Algumas vezes são enterrados tubos de cobre na base da antena para melhorar a condutividade do solo.

Nos navios, uma antena vertical de um quarto de onda pode ficar um pouco acima do convés. Pode-se simular uma terra com vergalhões metálicos ligados à massa, pelo menos com um comprimento de um quarto de onda, colocados na base da antena. Esta terra simulada é chamada "Plano de terra" (antigamente chamava-se "contrapeso").

Como uma antena dipolo de um quarto de onda tem fisicamente a metade do comprimento de uma antena de meia onda ligada à terra, é quase sempre preferida nas baixas frequências (grandes comprimentos de onda), especialmente quando há limitações de espaço para a montagem da antena.

Nas altas frequências, o dipolo de meio comprimento de onda é amplamente usado porque, embora seja maior do que a antena de um quarto de onda, seu comprimento total será pequeno, e ele pode ser feito de tubos metálicos auto-sustentáveis.

Resistência de irradiação

Em uma antena dipolo de meia onda, a tensão no centro é mínima (praticamente nula), enquanto que a corrente é máxima.

Você deve lembrar que a tensão no circuito em série de ressonância é mínima quando a corrente através dele é máxima. Em seu centro, um dipolo de meia onda equivale a um circuito ressonante em série, quando opera na frequência correta.

Um gerador que fornece energia a um circuito ressonante em série trabalha com resistência pura, pois X_L e X_C se anulam – a resistência é, praticamente a oferecida pelo fio da bobina.

Da mesma forma, quando um dipolo de meia onda é ligado a uma linha de transmissão, ela trabalha com resistência pura. Esta resistência compreende a resistência do fio e a chamada "resistência de irradiação".

A resistência do fio é desprezível, e, assim, só se considera a resistência de irradiação.

Entretanto, a resistência de irradiação não é uma resistência real.

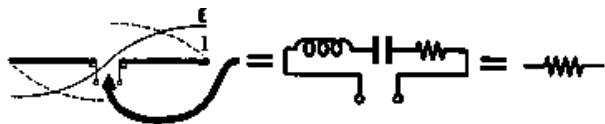


Figura 18-40 Resistência de irradiação

É, antes, uma resistência equivalente que, se fosse ligada em lugar da antena, dissiparia a mesma quantidade de energia que a antena irradia pelo espaço.

O valor da resistência de irradiação pode ser determinado com a fórmula de potência $R = P/I^2$, onde “P” é a energia irradiada pela antena e “I” é igual à intensidade da corrente no centro da antena.

Para um dipolo de meia onda, a resistência de irradiação é de aproximadamente 73 Ohms, medida no centro da antena.

Este valor é praticamente constante para dipolos de meia onda trabalhando em qualquer frequência.



Figura 18-41 Resistência de irradiação

Impedância da antena

Como um dipolo de meia onda atua como um circuito ressonante em série, ele pode apresentar propriedades indutivas ou capacitivas, à medida que varia a frequência da R.F. aplicada à antena.

Quando a frequência da R.F. é a correta, o dipolo tem exatamente meio comprimento de onda e é ressonante em série: sua impedância é puramente resistiva e igual à resistência de irradiação.

Em transmissão, sempre é desejável que a antena ofereça uma carga resistiva à linha de transmissão, de modo que o máximo de energia seja absorvido e irradiado pela antena.

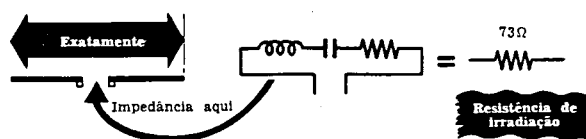


Figura 18-42 Irradiação máxima de energia

Quando a frequência do transmissor se eleva, a antena torna-se maior do que meio comprimento de onda. O circuito em série está, então, operando em uma frequência superior à sua frequência de ressonância. Nesta frequência aplicada, a reatância indutiva é maior do que a reatância capacitiva e a antena é “vista” pelo transmissor como uma carga “indutiva”.

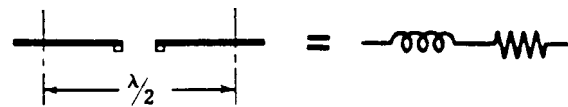


Figura 18-43 Dipolo Maior, visto como Indutivo

Quando a frequência do transmissor é reduzida, a antena torna-se ligeiramente menor do que meio comprimento de onda. O circuito em série está, então, operando em uma frequência inferior à sua frequência de ressonância.

A reatância capacitiva é maior do que a reatância indutiva e a antena é “vista” pelo transmissor como uma carga “capacitiva”.



Figura 18-44 Dipolo Menor, visto como Capacitivo

Sintonia da antena

Você aprendeu que quando a frequência do transmissor varia, também variam o comprimento elétrico da antena e a impedância em sua entrada.

Você também sabe que é desejável que a impedância da antena seja resistiva para todas as frequências do transmissor (para o máximo de energia irradiada), e, para tanto, a antena pode ser posta em ressonância pela adição de indutores ou capacitores para efetivamente aumentar ou diminuir o seu comprimento elétrico.

Por exemplo, se uma antena vertical de quarto de onda, com extremo à terra, for mais curta do que um quarto de comprimento de onda, a impedância de entrada em sua base será resistiva e capacitiva.

O comprimento da antena pode ser aumentado eletricamente (para torna-la

ressonante) pela adição de um indutor com o valor correto para anular o efeito da capacitância, tornando a antena resistiva.

O indutor deve ser ligado em série com a antena, em sua base, de acordo com a figura 18-45.

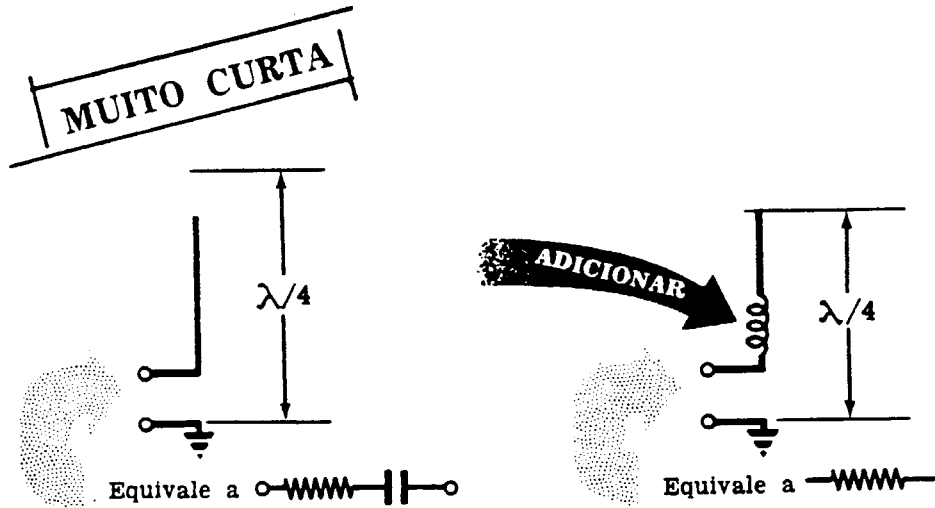


Figura 18-45 Sintonizando uma antena Marconi

Se uma antena vertical de quarto de onda, com extremo à terra, tiver comprimento maior do que um quarto de onda, a impedância de entrada na base será resistiva e indutiva. O

comprimento elétrico da antena pode ser diminuído com um capacitor de valor adequado, para anular o efeito da indutância, tornando a antena resistiva.

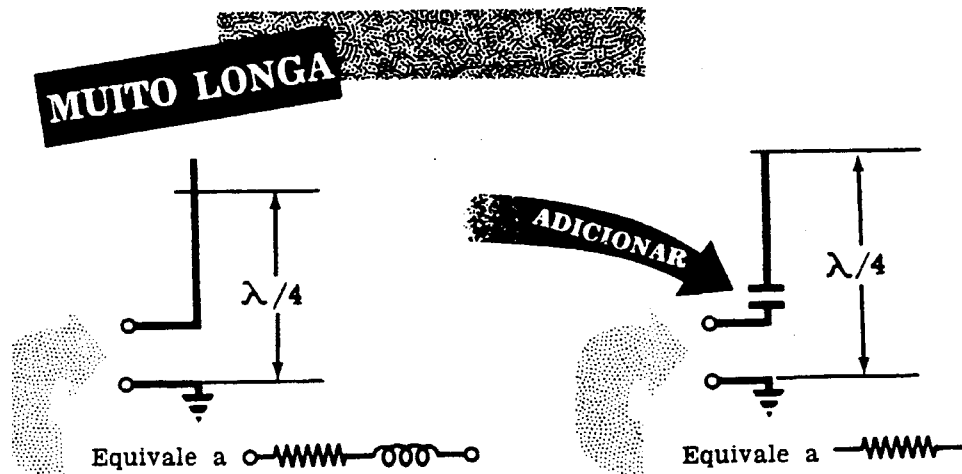


Figura 18-46 Anulando o efeito da indutância

Os transeptores usados nas comunicações podem fazer uso de acopladores automáticos de antena que fornecem o casamento automático de impedância da antena com a saída do transmissor.

Diagrama de irradiação

Quando uma antena irradia ondas eletromagnéticas, a irradiação é mais forte em algumas direções do que em outras.

A antena é considerada direcional ao longo da linha de irradiação mais intensa, que é perpendicular à parte de corrente máxima na antena. Se estas leituras forem usadas para fazer um gráfico em três dimensões, as curvas obtidas constituirão o diagrama de irradiação da antena. O diagrama de irradiação de um dipolo de meia onda disposta horizontalmente tem o formato mostrado na figura 18-47.

Observe que a parte mais espessa do diagrama está em um plano perpendicular ao centro da antena. Neste plano ocorre o máximo

de irradiação. A parte mais delgada do diagrama está ao longo do seu eixo que corresponde à linha de irradiação máxima.

Girando-se a antena 90 graus, em um plano vertical, a irradiação máxima tem lugar em um plano horizontal.

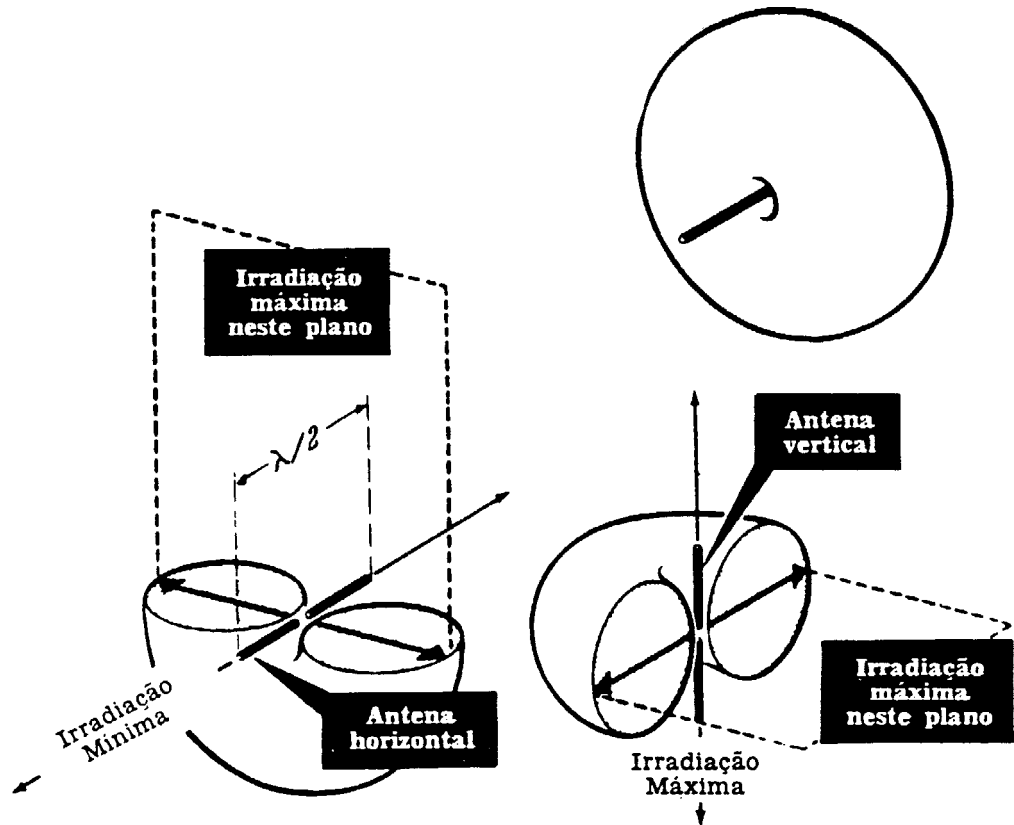


Figura 18-47 Diagrama de irradiação do dipolo de meia onda

A figura 18-47 ilustra o caso em que a antena está isolada no espaço, afastada da terra. Na prática, a antena fica próxima do solo, de modo que o padrão de irradiação se altera apreciavelmente.

Diagramas polares

A variação da intensidade de um sinal ao redor da antena pode ser representada graficamente por meio dos diagramas polares como na figura 18-48.

A distância zero se supõe encontrar no centro do gráfico que indica o centro da antena e as circunferências dos círculos tangentes se expressam em graus.

Os valores calculados ou medidos de intensidade de campo podem ser representados radialmente numa forma que mostra tanto a magnitude como a direção para determinada distância a partir da antena.

As intensidades de campo no plano vertical se representam sobre diagramas polares semicirculares (não indicados na figura) e são conhecidos como “diagramas polares verticais”.

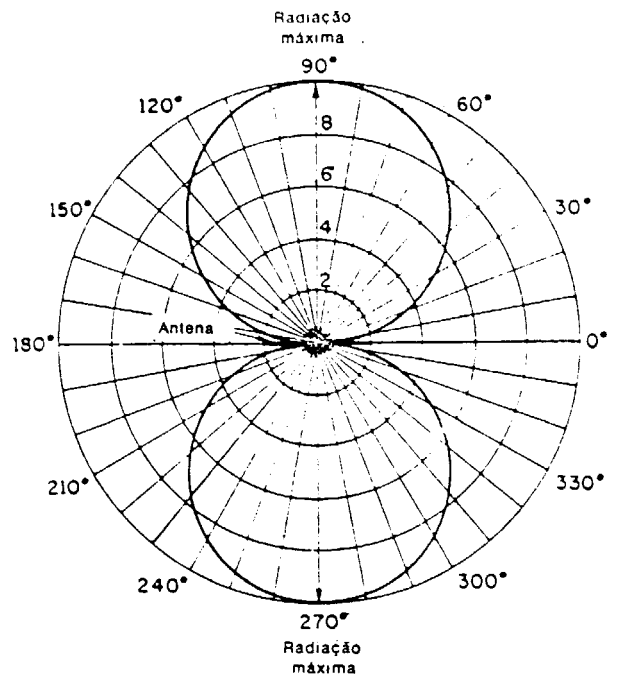


Figura 18-48 Diagramas polares

A figura 18-49 apresenta alguns tipos de antenas usadas em aeronaves.

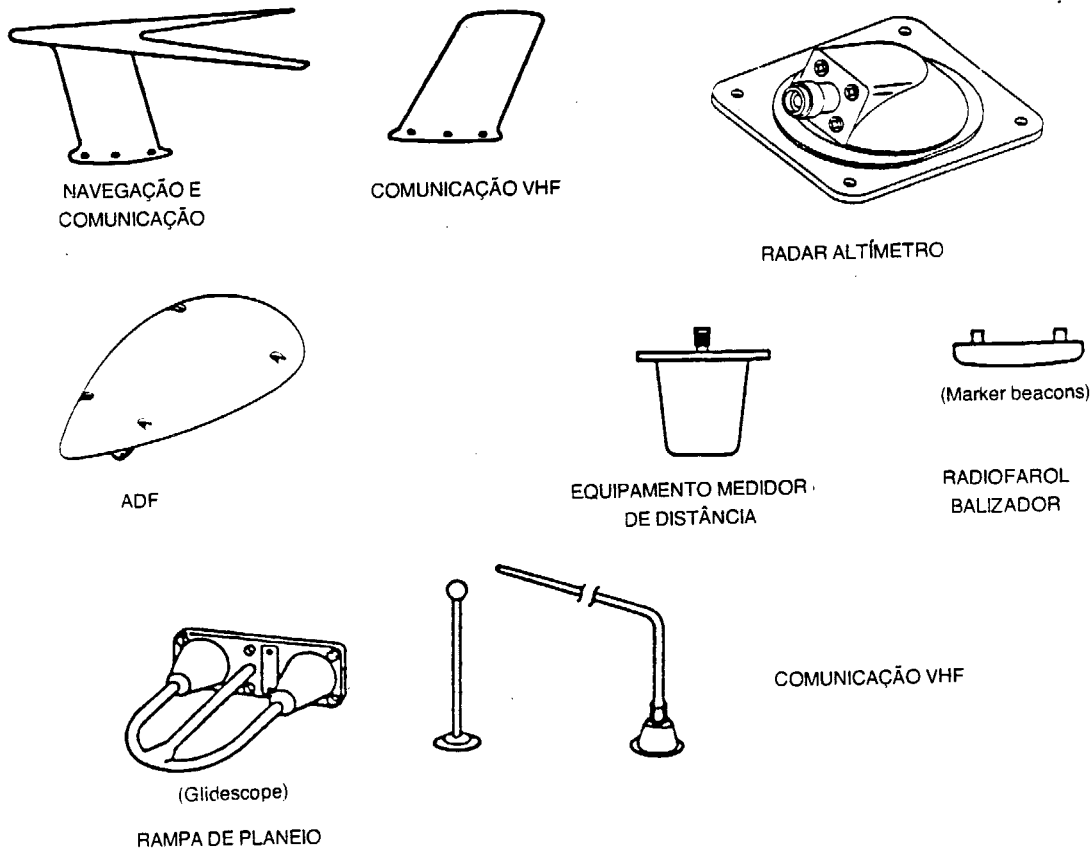


Figura 18-49 Tipos de antenas de aeronaves

SISTEMAS DE INTERCOMUNICAÇÃO

Sistema integrado de áudio

O sistema integrado de áudio tem as seguintes finalidades: selecionar, amplificar e distribuir os sinais de áudio, dos receptores, aos fones e alto-falantes; comunicação entre a cabine de comando e equipes de manutenção, através do interfone de rampa; comunicação entre os tripulantes, através do interfone de cabine, comunicação entre tripulantes e passageiros, controle do nível dos sinais de áudio, interconexão do microfone com os transmissores, apresentação simultânea de alarmes sonoros com o sistema geral de alarmes e fornecimento de sinais de áudio para o gravador de voz da cabine.

Descrição e localização dos componentes:

1 – Dois painéis de controle de áudio (CP) instalados no painel principal e mais um opcional.

2 – Uma unidade eletrônica remota (VER), instalada no compartimento eletrônico.

3 – Dois interruptores PTT / HOT MIC, instalados nos manches.

4 – Fones e “Jack” de fones, instalados nos consoles laterais e dois alto-falantes, instalados no teto da cabine de comando.

Painel de controle de áudio (ACP) – Os painéis de controle de áudio, um localizado no lado esquerdo do painel de instrumentos (piloto) e o outro localizado no lado direito (co-piloto), proporcionam, independentemente, as seguintes finalidades:

- a) Teclas seletoras de microfone.
- b) Botões de áudio dos receptores.
- c) Botão seletor de sensibilidade do Marker Beacon.
- d) Botão de filtro.
- e) Botão seletor de microfone e controle de volume principal.
- f) Botões seletores dos receptores de Marker Beacon.
- g) Botão de seleção do modo automático.
- h) Botão do modo emergência.
- i) Botão dos alto-falantes.
- j) Botão de chamada da atendente.

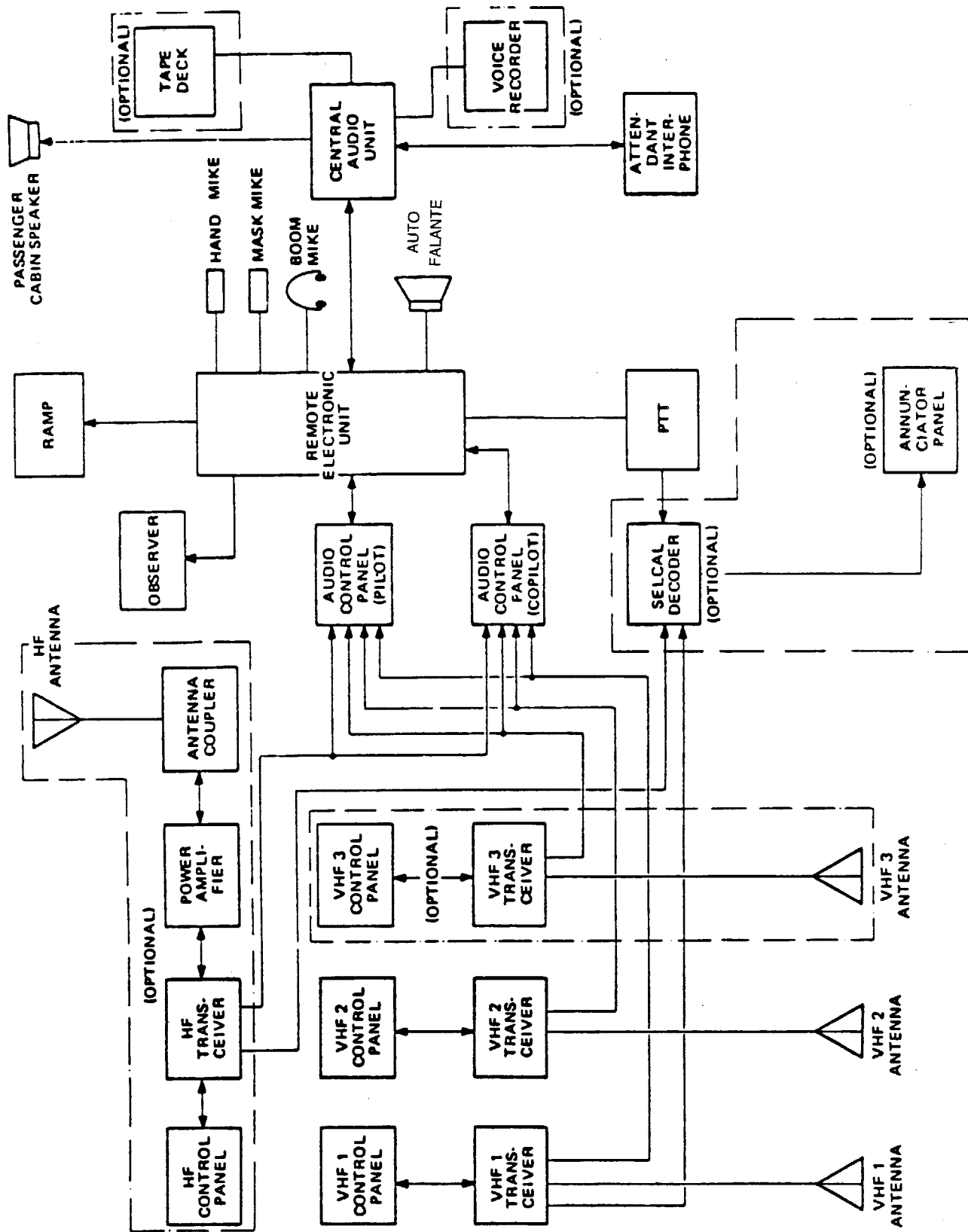


Figura 18-50 Sistema integrado de áudio

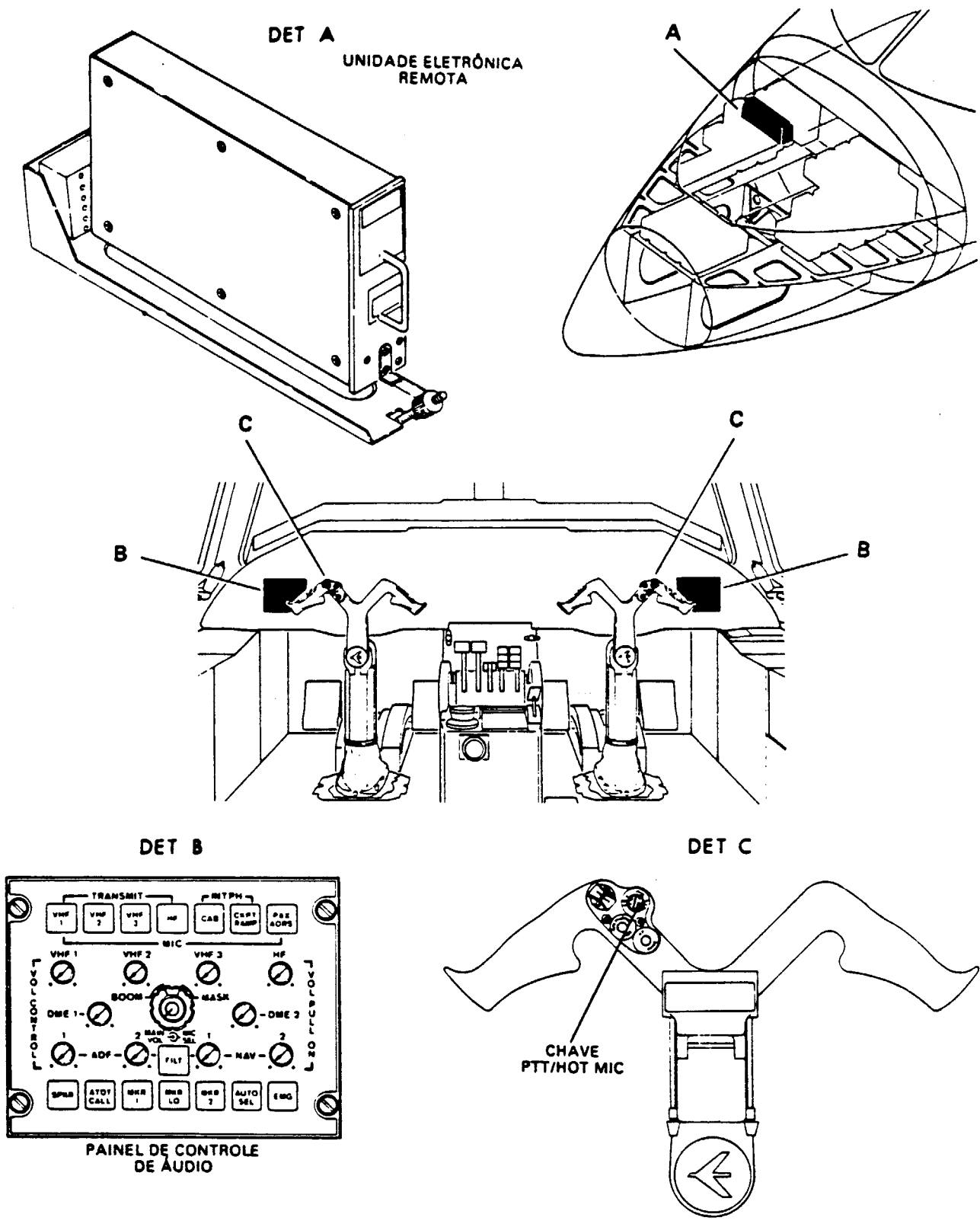


Figura 18-51 Localização dos componentes do sistema integrado de áudio

a) Teclas Seletoras de Microfone

Localizadas ao longo da parte superior do painel, são teclas do tipo INTERLOCK e permitem a seleção das seguintes funções: VHF1, VHF2, VHF3, HF, CABIN, CKPT RAMP e PAX ADDRS.

Quando pressionada, cada tecla atua do seguinte modo:

- VHF1: O microfone é conectado ao VHF1.
- VHF2: O microfone é conectado ao VHF2.
- VHF3: O microfone é conectado ao VHF3.
- HF: O microfone é conectado ao HF.
- CAB: Possibilita a comunicação com a atendente.
- CKP RAMP: Possibilita a comunicação com o operador de solo.
- PAX ADDRS: Possibilita a comunicação com a cabine.

b) Botões seletores de Áudio dos receptores

Localizados na parte central do painel de controle, estes botões são do tipo PULL-ON / PUSH-OFF (combinado com um supressor de ruído) que ligam ou desligam os seguintes receptores e controlam seus respectivos sinais de áudio: VHF1, VHF2, DME1, DME2, ADF1, NAV1, NAV2. Os botões VHF3, HF e ADF2 são opcionais.

c) Botão de sensibilidade do Marker Beacon

Localizado na parte central inferior do painel de controle, este botão é do tipo de ação momentânea e, quando pressionado, permite a mudança de sensibilidade do receptor de Marker Beacon selecionado.

d) Botão Filtro (FILT)

Localizado na parte central inferior do painel de controle, entre os botões seletores de áudio dos receptores NAV1 e ADF2, este botão é do tipo PUSH-ON / PUSH-OFF e, quando atuado, o sinal de identificação de 1020 Hz, associado aos sinais de NAV e ADF é filtrado, deixando passar somente os sinais de voz.

e) Botão Seletor de Microfone e Controle Principal de Volume

Localizado na parte central do painel de controle, este botão é a combinação de dois botões.

O botão externo é do tipo rotativo, para seleção do microfone da máscara de oxigênio ou microfone labial.

O botão interno é um potenciômetro para o controle principal de volume.

f) Botões Seletores dos Receptores do Marker Beacon

Localizados na parte inferior do painel de controle, estes botões são do tipo PUSH-ON / PUSH-OFF e selecionam o áudio dos receptores Marker 1 e Marker 2.

g) Botão do Modo Automático (AUTO-SEL)

Localizado no lado direito inferior do painel de controle, este botão é do tipo PUSH-ON / PUSH-OFF e, quando pressionado, possibilita a seleção automática do receptor correspondente ao transmissor selecionado.

Neste caso, somente é possível, o controle individual de volume, dos receptores.

h) Botão do Modo Emergência (EMERG)

Localizado na parte inferior direita do painel de controle, este botão do tipo PUSH-ON / PUSH-OFF, quando pressionado, em caso de falha de um canal de áudio, proporciona uma conexão em paralelo com o outro canal, para os fones e conexão do microfone para o VHF (VHF1 para o piloto e VHF2 para o lado do co-piloto).

As atuações do botão de emergência em ambos os lados (canais) ou a perda de energia em ambos, proporciona a conexão do microfone e fones do piloto para o VHF1 e ADF1 e o do co-piloto para o VHF2 e NAV1.

i) Botão do Alto-falante (SPKR)

Localizado na parte inferior esquerda do painel de controle, este botão, do tipo PUSH-ON / PUSH-OFF, quando pressionado, permite a escuta simultânea dos sinais de áudio, nos fones e alto-falantes da cabine de comando.

j) Botão de chamada da Atendente (ATDT CALL)

Localizado na parte inferior esquerda do painel de controle, este botão é de ação momentânea e, quando pressionado, envia um tom de áudio para a chamada da atendente, à cabine de comando.

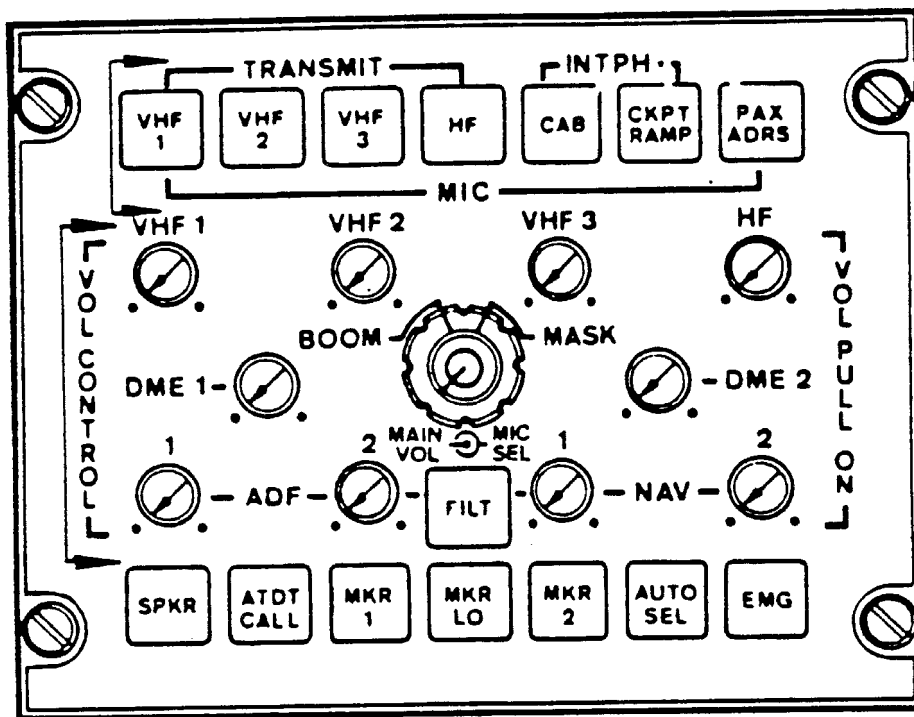


Figura 18-52 Painel de controle de áudio

Unidade Eletrônica Remota (REU) – A unidade eletrônica remota é a unidade central do sistema de áudio e possui dois canais idênticos e independentes, um para o piloto e outro para o co-piloto. Um terceiro canal é agora instalado para o sistema de áudio do observador.

Esta unidade possui todos os circuitos, de comutação, necessários para o funcionamento do sistema.

Todos os ajustes de SIDETONE são acessíveis pela parte frontal da unidade.

Os controles e ajustes de SIDETONE, identificados na parte frontal da unidade, são:

a) – PAST – Ajusta o nível de SIDETONE dos alto-falantes dos passageiros, em função do áudio do microfone.

b) – INPH ST – Ajusta o nível do SIDETONE para os fones, durante a operação do interfone.

c) – HS ST – Opcional (Ver ajustes VHF1 / VHF2).

d) – VHF3 ST – Opcional (Ver ajustes VHF1 / VHF2).

e) – VHF1 ST – Ajusta o nível de SIDETONE do microfone, para o amplificador do fone durante a operação do VHF1.

f) – VHF2 ST – Ajusta o nível de SIDETONE do microfone, para o amplificador do fone, durante a operação do VHF2.

g) – SPKR ST – Ajusta o nível do SIDETONE, do alto-falante da cabine de comando, durante a transmissão.

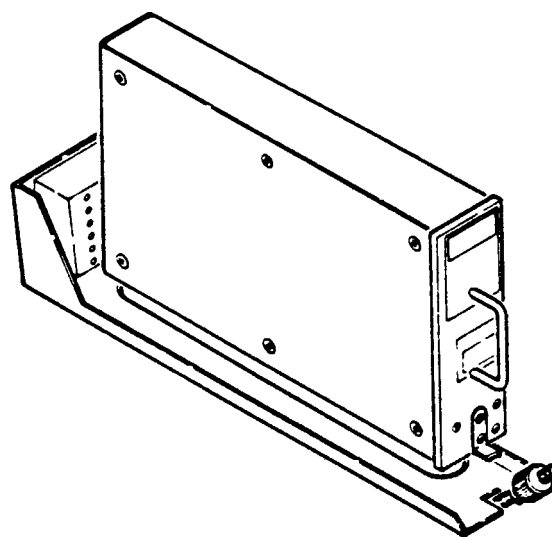


Figura 18-53 Unidade central do áudio

Interruptor PTT / HOT MIC – Os dois interruptores PTT / HOT MIC, instalados no manche de ambos os postos de pilotagem, são usados para transmissão e intercomunicação entre os pilotos.

Este interruptor é do tipo deslizante e possui três posições a saber:

- a) – Posição central – o interruptor está desligado.
- b) – Posição PTT – é uma posição momentânea e possibilita a transmissão em VHF ou HF e a comunicação entre pilotos.
- c) – Posição HOT – é uma posição fixa e possibilita de maneira contínua a comunicação entre pilotos.

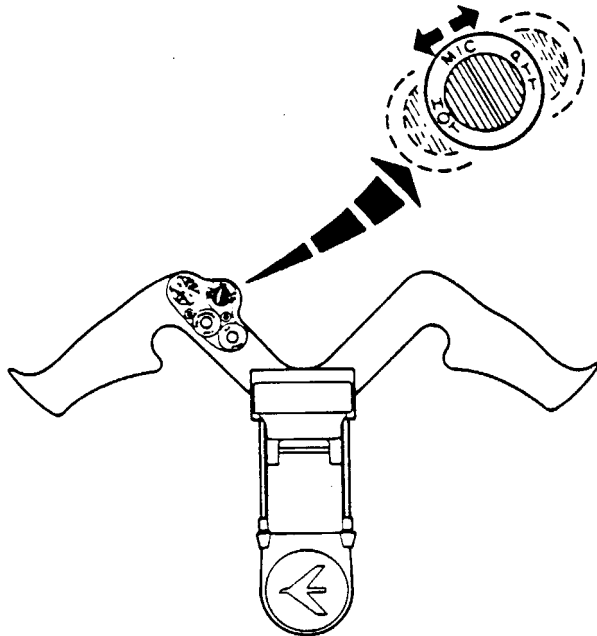


Figura 18-54 Interruptor PTT / HOT MIC

Fone, Microfone e Alto-falantes – Ambos os postos de pilotagem possuem um par de fones, um microfone de mão e um microfone instalado na máscara de oxigênio.

Os “Jacks” estão instalados nos consoles laterais. Dois alto-falantes são instalados no teto da cabine de comando, um em cada posto de pilotagem, permitindo a recepção de áudio, sempre que desejada.

Dois outros alto-falantes, exclusivos dos sistemas de alarme, também são instalados no teto da cabine de comando, um em cada posto de pilotagem.

Operação do sistema – Cada painel de controle de áudio possui uma linha, conectada à unidade eletrônica remota, cuja linha envia todas as informações, sobre as posições dos controles, para esta unidade (REU).

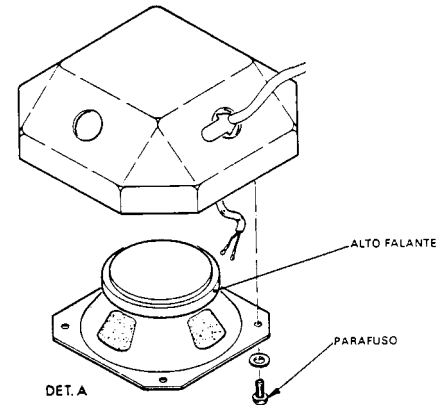
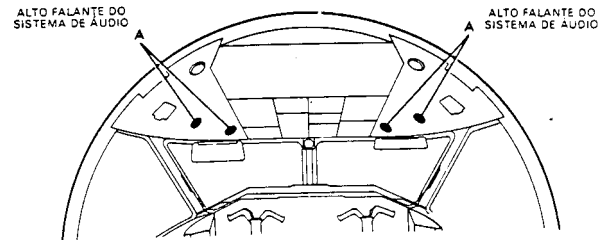


Figura 18-55 Localização dos alto-falantes da cabine de comando

Cada painel de controle transmite as seguintes informações para a unidade eletrônica: seleção de todos os transmissores, seleção de todos os interfones, seleção de mensagens aos passageiros, o controle de volume de todos os receptores e posições dos interruptores ON/OFF, seleção do microfone de mão ou da máscara de oxigênio, controle principal de nível de volume, seleção da posição filtro, seleção do MKR1 e MKR2, sensibilidade do Marker Beacon, seleção de alto-falante e controle da função emergência.

Há outra linha, para cada painel de controle de áudio, conectada diretamente à unidade central de áudio, que permite a ativação do gerador de tons a fim de efetuar a função de chamada da atendente.

Interfone

O avião está equipado com um sistema de interfone o qual é constituído por quatro modos de operação: Interfone da cabine de comando / rampa, interfone de cabine, interfone do observador, interfone de cabine de comando.

- 1) Interfone Cabine de Comando / Rampa - É usado para comunicação entre o operador de solo e a cabine de comando.

- 2) Interfone de Cabine – É usado para comunicação entre a cabine de comando e a atendente e vice-versa.
- 3) Interfone do Observador – É usado para comunicação entre pilotos e observador.

- 4) Interfone de Cabine de Comando – É parte do sistema integrado de áudio (já descrito).

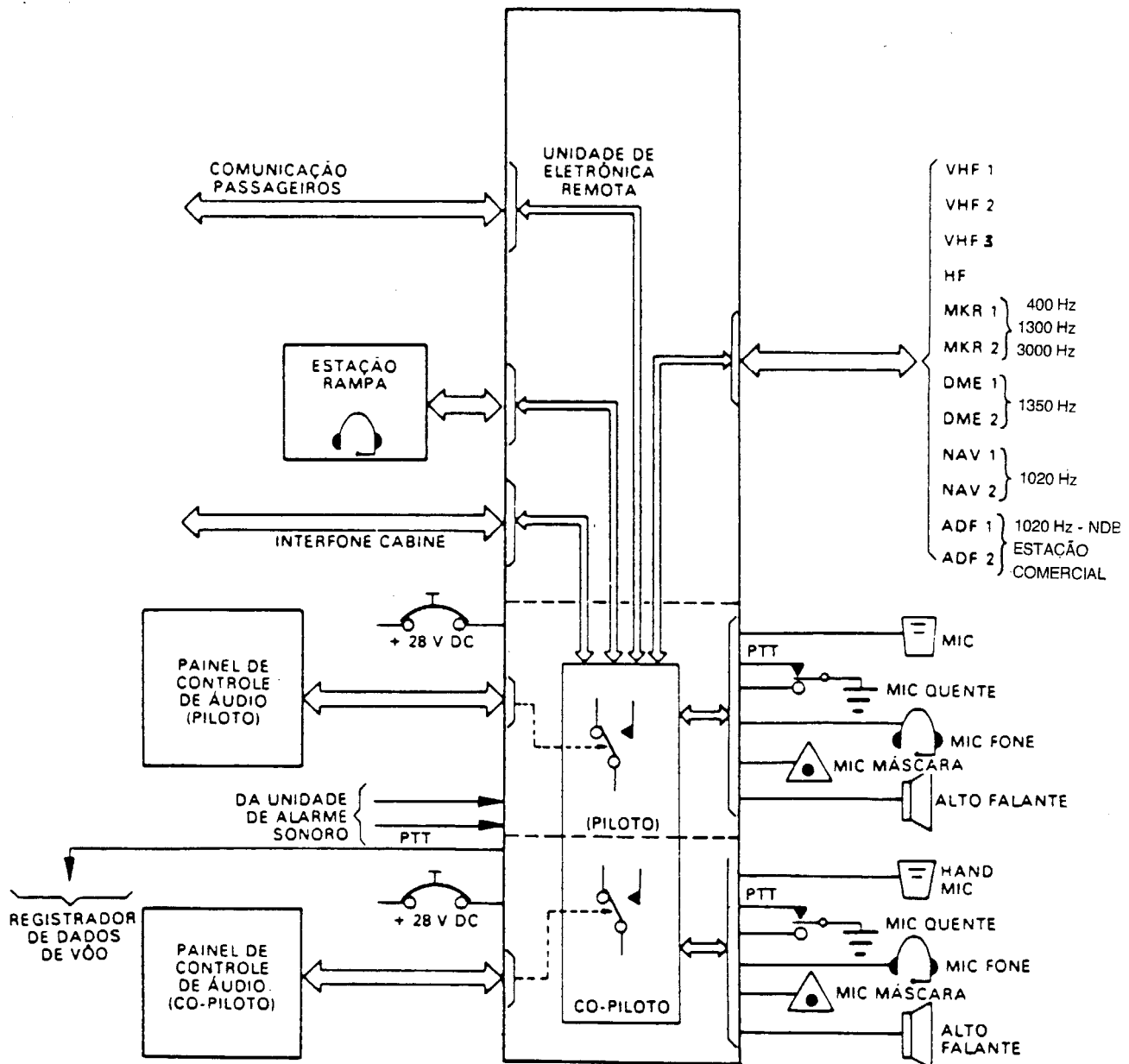


Figura 18-56 Interfone de Cabine de Comando / Rampa

É composto de um painel que contém um “Jack” de interfone e um botão de ação momentânea, COCKPIT-CALL, para a chamada da cabine de comando.

Um painel de interfone de rampa, instalado no lado esquerdo do nariz do avião.

O interfone cabine de comando / rampa é ativado pela seleção da tecla CKP / RAMP, no painel de controle de áudio ou através do botão COCKPIT-CALL, instalado no painel de interfone de rampa.

Neste modo é possível que o piloto ou o co-piloto mantenha uma conversação simultânea ou não, com o operador de terra, através do HOT-MIC.

Operação do sistema – Quando o interruptor COCKPIT-CALL é pressionado, no painel de controle do interfone de rampa, um tom de 600Hz, gerado pela unidade eletrônica remota, será ouvido nos fones e alto falantes da cabine.

Em seguida o piloto(e ou co-piloto)pressiona o botão CKPT / RAMP, cuja luminosidade aumenta (no painel de controle de

áudio) e posiciona o interruptor PTT / HOT MIC para HOT MIC, então ele poderá falar com o operador de solo.

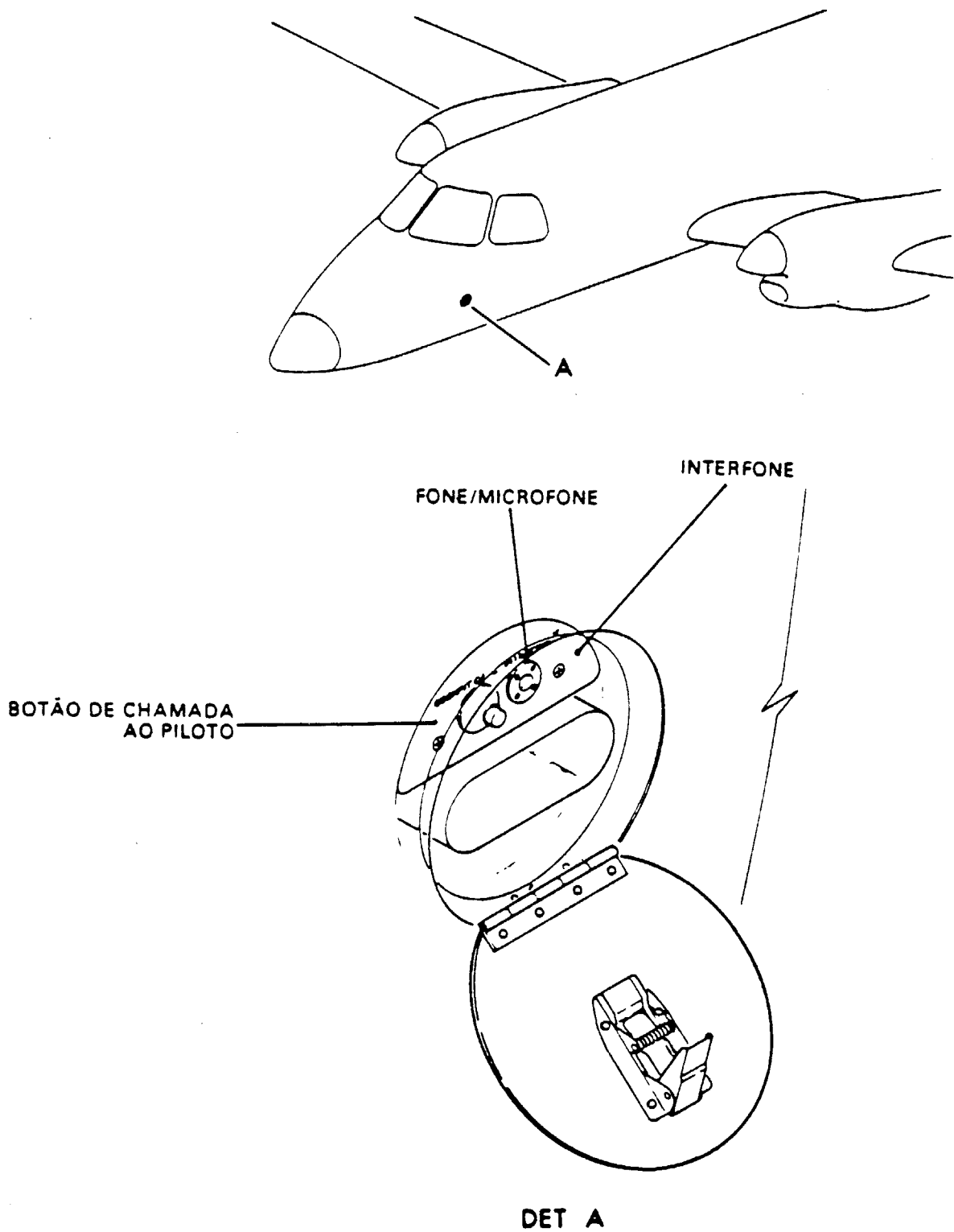


Figura 18-57 Painel de interfone de rampa

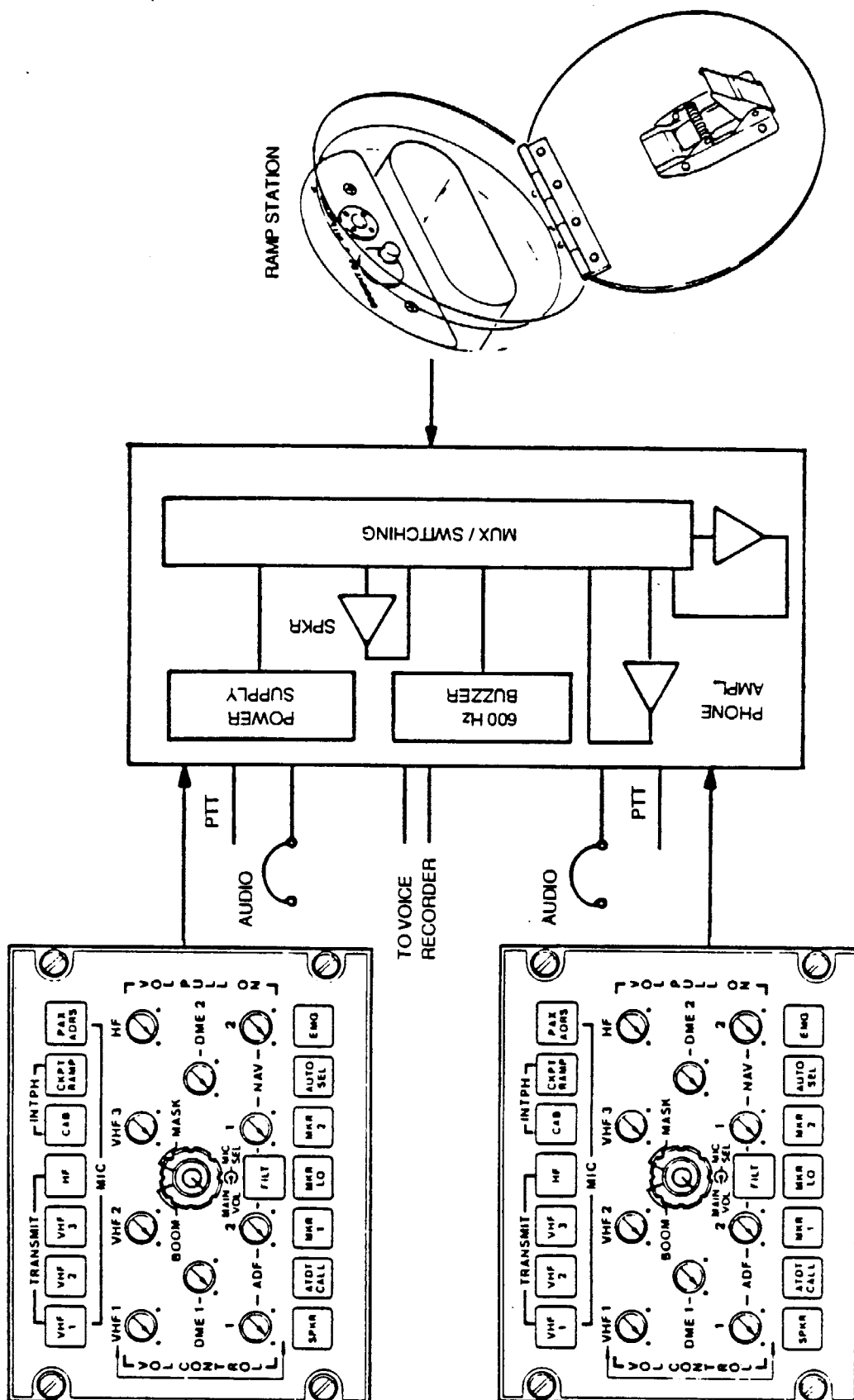


Figura 18-58 Sistema de Interfone de Cabine de Comando / Rampa

Interfone de Cabine –

Este modo possibilita, ao piloto ou copiloto, falar simultaneamente ou não, com a atendente, através do HOT-MIKE.

Quando o modo interfone de cabine é ativado a indicação através do anunciador CAB é visível simultaneamente em ambos os painéis de controle de áudio e seu sinal sonoro HI-LO é

apresentado pelo sistema de endereçamento aos passageiros.

O interfone de cabine é constituído de:

-Uma unidade central de áudio, instalada no compartimento eletrônico.

-Um conjunto de interfone da atendente, instalado no lado esquerdo da cabine, atrás do assento do piloto.

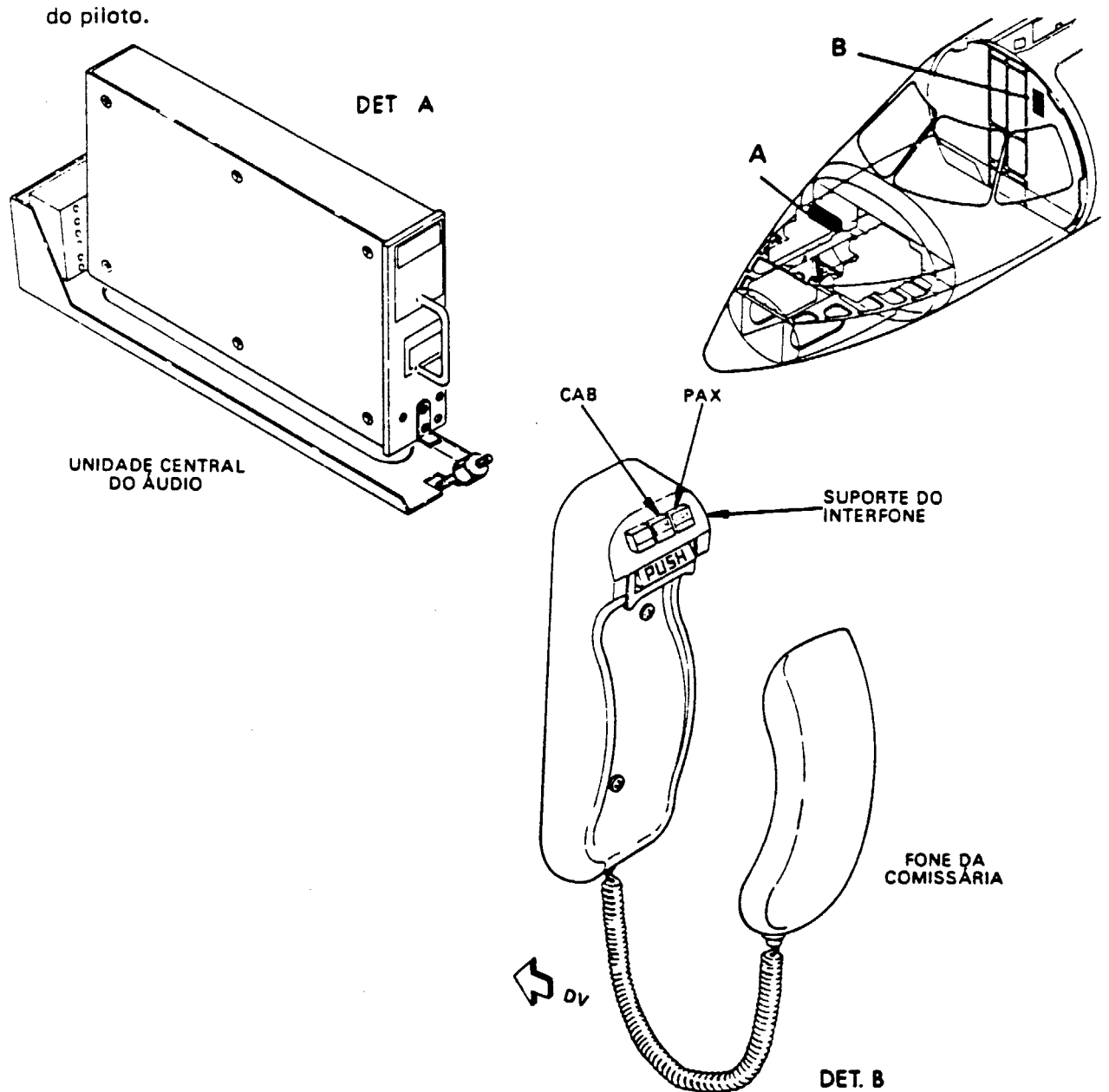


Figura 18-59 Localização dos componentes do interfone da cabine de passageiros

A unidade central de áudio recebe sinais do microfone da cabine de comando e da estação da atendente e controla os sinais de PTT da cabine de comando e da atendente e envia sinais para os alto-falantes da cabine de passageiros, SIDETONE de endereçamento aos passageiros, sinais sonoros para a cabine de

comando e para os fones dos pilotos e atendente.

A unidade possui internamente um gerador de tons.

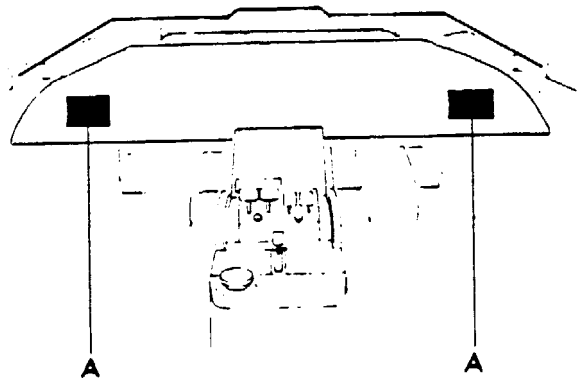
Os tipos de tons gerados e apresentados, com o propósito de chamada e endereçamento, são:

- a) Chamada da atendente, pela cabine de comando – TOM-HI-LO.
- b) Chamada da cabine de comando, pela atendente – TOM HI-LO.
- c) Chamada para endereçamento aos passageiros – TOM-HI.
- d) Aviso – APERTE O CINTO – TOM-LO.
- e) Aviso – NÃO FUME – TOM-LO.
- f) Chamada da atendente, pelos passageiros – TOM-HI.

PAX, MUS e botão com a função de PTT, localizado no interfone.

- a) Botão CAB – Este botão é responsável pela chamada da cabine de comando, através de um sinal HI-LO. Quando pressionado, ele cicla até que o piloto e/ou co-piloto selecione o anunciador correspondente.
- b) Botão PAX – Quando pressionado, esse botão iluminar-se-á possibilitando a comunicação entre a atendente e os passageiros..
- c) Botão MUS – Quando pressionado, ativa o sistema de entretenimento aos passageiros.

O suporte da estação da atendente possui três botões para a seleção das funções CAB,



DET. A

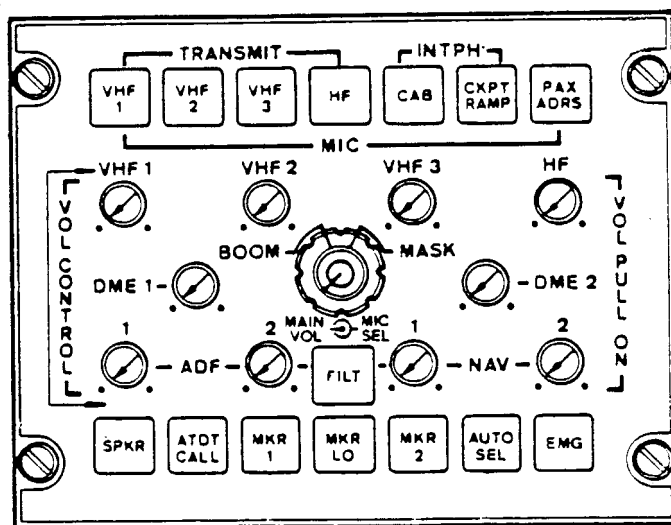


Figura 18-60 Instalação do painel de controle de áudio

Operação – A comunicação entre pilotos e atendente e vice-versa, é efetuada pressionando-se o botão CAB num dos painéis de controle de áudio ou na unidade de controle da atendente.

Na unidade central de áudio um sinal de áudio HI-LO (DIM / DOM) é gerado e distribuído aos alto-falantes para chamar a atenção.

O botão CAB fica ciclando até que seja pressionado.

Quando a atendente remove o fone de seu braço o interruptor ON/HOOK/OFF HOOK conecta o microfone ao sistema.

Quando termina a comunicação, a ligação é desativada automaticamente, quando a atendente coloca o seu fone no gancho (berço).

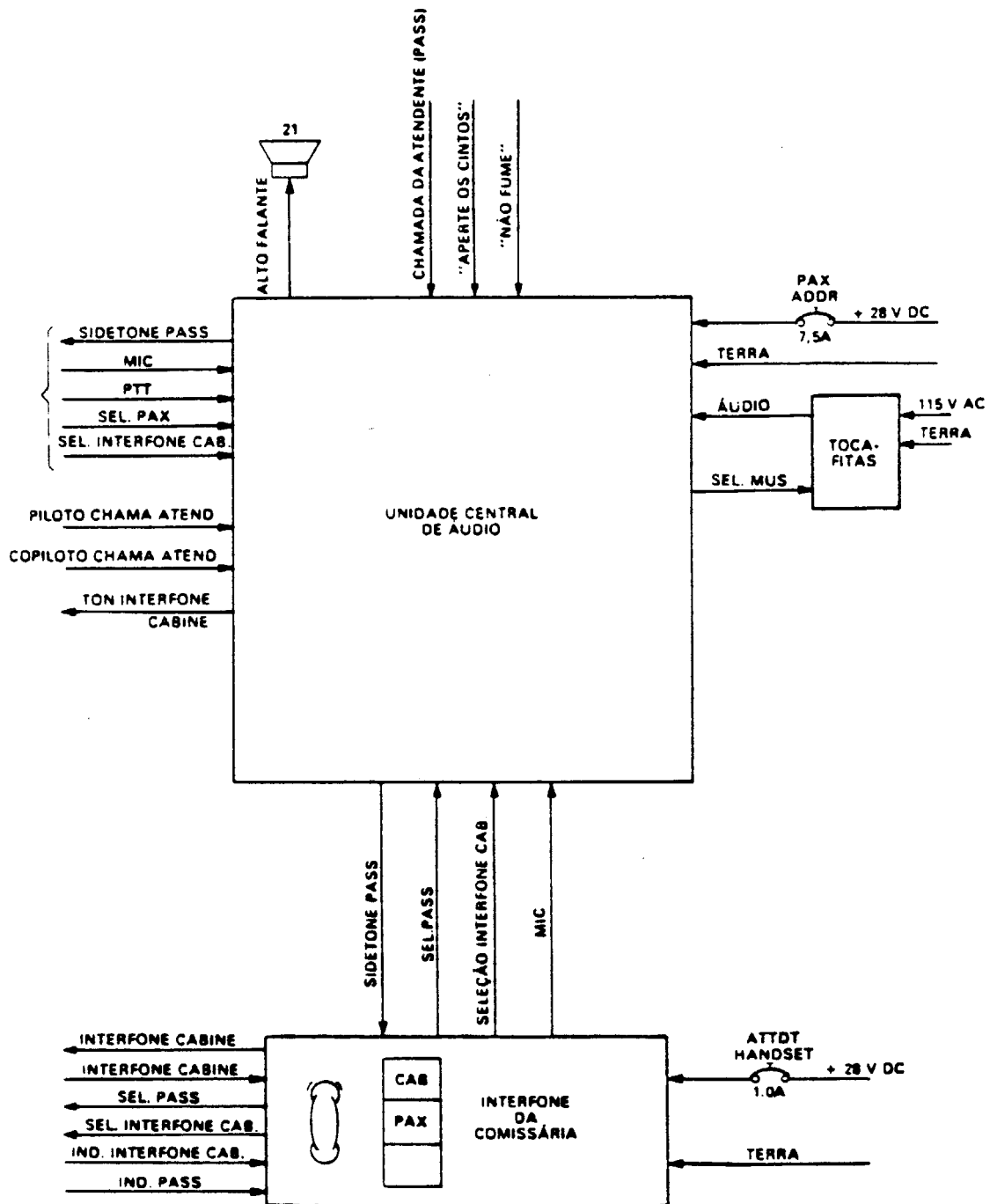


Figura 18-61 Operação do modo interfone cabine dos pilotos

Modo interfone do observador – O modo interfone do observador possibilita comunicação entre pilotos e observador.

Há duas versões para o modo de interfone do observador.

- Versão Certificado FAA – Esta versão tem meios de controlar o áudio dos receptores e selecionar o modo de intercomunicação da tripulação. Ela é normalmente instalada em aeronaves com certificado FAA.
- Versão Certificado CTA – Esta versão somente controla o volume e o PTT do

modo intercomunicação. Não existem meios de controlar o áudio dos receptores. O modo interfone do observador consiste de:

- Um painel de controle de áudio, instalado á direita do painel de forração da linha do duto do ar condicionado.
- Um painel de interconexão de fone e microfone, instalado abaixo do painel de controle de áudio do observador.
- Um microfone labial, instalado acima da cadeira do co-piloto.

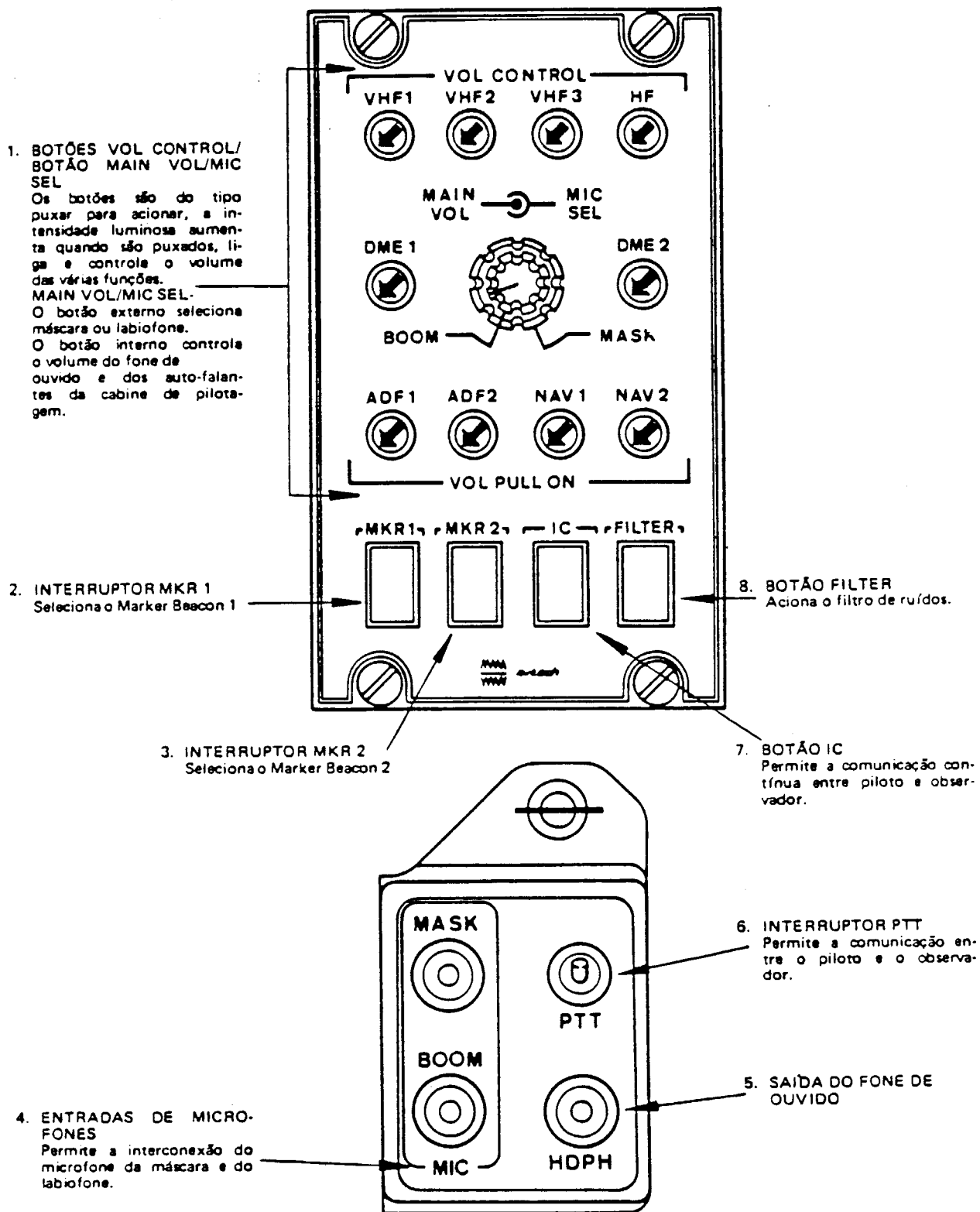


Figura 18-62 Painel de áudio do observador

Na versão Certificado FAA, o painel de áudio do observador é composto dos controles abaixo discriminados.

Botões dos Receptores – Ligam, desligam e controlam o volume para seleção das seguintes funções: VHF 1, VHF 2, VHF 3, HF,

DME 1, DME 2, ADF 1, ADF 2, NAV 1 e NAV 2. Se dois botões forem selecionados os seus sinais serão superpostos.

Botões de seleção de Microfone e Volume Principal – O seletor externo, seleciona microfone labial ou microfone de máscara. O

interno é o controle principal de volume, atuando sobre os sinais que estão sendo enviados para os fones ou auto-falantes da cabine de comando.

- Botão Marker Beacon 1 (MKR1) - Possibilita a seleção de áudio do Marker Beacon nº 1.
- Botão Marker Beacon 2 (MKR2) - Possibilita a seleção de áudio do Marker Beacon nº 2.
- Botão Intercomunicação (IC) - Possibilita comunicação contínua entre o observado e os pilotos.
- Botão filtro (FILTER) - Quando pressionado possibilita a audição do sinal de identificação de 1020 Hz do VHF, NAV e ADF.

O painel de interconexão de fone / microfone do observador possui os seguintes “Jacks” e interruptores:

- a) “Jack” de Microfone – Conecta o microfone de máscara ou o microfone labial.
- b) “Jack” de fone – Conecta o fone do observador.
- c) Interruptor PTT / HOT – PTT é uma posição momentânea que permite comunicação entre observador e pilotos.
- d) “HOT” é uma posição fixa.

Na versão Certificado CTA, o painel de áudio do observador possui os controles discriminados a seguir:

- Interruptor Seletor Piloto/Co-piloto – Possibilita ao observador selecionar o áudio do piloto ou co-piloto.
- Interruptor PTT / HOT – Possibilita intercomunicação com os pilotos. Este interruptor possui três posições
 - a) Posição central – o interruptor está desligado.
 - b) Posição PTT – é uma posição momentânea e possibilita a comunicação com os pilotos.
 - c) Posição HOT – é uma posição fixa e também permite a comunicação com os pilotos.
- Controle de volume – É um potenciômetro usado para controlar o volume de áudio, no fone do observador.
- HDPH-MIC – “Jack” de fone e microfone.

O microfone labial do observador é constituído de um fone e um microfone, cujos “jacks” deverão ser conectados ao painel de controle de áudio, do observador.

Através do interruptor PTT (HOT), do painel de controle de áudio do observador, este se comunica com os pilotos.

A comunicação, entre o piloto ou o co-piloto e o observador, é efetuada por meio do interruptor PTT / HOT MIC (nos manches) ou por meio do botão CKP / RAMP (no painel de controle de áudio do piloto ou do co-piloto).

Sistemas de Endereçamento aos passageiros

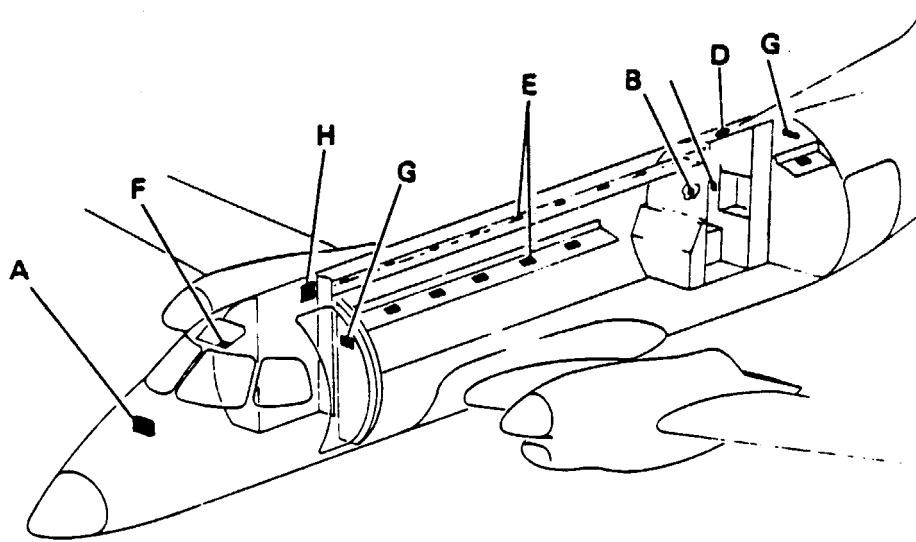
Os sistemas de endereçamento aos passageiros e entretenimento, possibilitam um aviso de voz e música para os passageiros. Possibilita também a transmissão de um aviso para os passageiros através dos pilotos e atendente, assim como, sinais de tom.

O avião é opcionalmente provido de música de bordo para entretenimento dos passageiros.

Descrição e localização dos componentes – O sistema de endereçamento aos passageiros, possibilita um aviso de voz, comunicação entre pilotos e atendente e chamada da atendente pelos passageiros, assim como geração de tons para a sinalização de áudio.

O endereçamento aos passageiros é efetuado através de:

- a) Alto-falantes instalados na cabine dos passageiros e no teto do toalete.
- b) Dois interruptores de avisos aos passageiros – “Não fume” e “Aperte os cintos” – instalados no painel superior afim de ativas sinais de áudio aos passageiros.
- c) Avisos – “Não fume” e “Aperte os cintos” – instalados nas unidades de serviço dos passageiros e na parte superior direita do armário da atendente.
- d) Aviso “Retorne ao seu lugar” – Instalado no toalete e conectado ao aviso - “Aperte o cinto”.
- e) Botões de chamada da Atendente, instalados na unidade de serviço dos passageiros e toalete.



LEGENDA

- A. UNIDADE CENTRAL DE ÁUDIO
- B. SINALIZAÇÃO DE AVISO - RETORNE A SUA POLTRONA
- C. TECLA DE CHAMADA DA COMISSÁRIA
- D. ALTO-FALANTE DO TOALETE
- E. UNIDADE DE SERVIÇOS DE PASSAGEIROS PSU's
- F. CHAVES PAX SIGNS
- G. PAINÉIS DE AVISOS DA COMISSÁRIA
- H. FONTE DE ALIMENTAÇÃO E TOCA-FITAS

Figura 18-63 Localização dos componentes do sistema de avisos aos passageiros

Operação – Os avisos aos passageiros, pelo piloto/co-piloto, são selecionados no painel de controle de áudio (PCA). Os avisos de mensagens aos passageiros (PAX ADRS) têm o brilho aumentado em ambos os painéis (PCA) e, simultaneamente, o anunciador PAX iluminar-se-á na unidade da atendente.

O tom da cabine é ativado em HI (DIM).

O piloto e/ou co-piloto pressiona o PTT do manche ou o PTT do microfone e fala.

Terminada a comunicação, a função é automaticamente desativada, quando o piloto ou o co-piloto seleciona outra função relacionada ao microfone.

Sistema de alarme

O sistema de alarme alerta os membros da tripulação, por meios visuais e sonoros, quando da ocorrência de qualquer situação anormal de vôo.

Descrição e localização dos componentes:

-Um painel múltiplo de alarmes (PMA), instalado no painel principal.

-Dois pares de luzes de alarme geral, instaladas nos lados esquerdo e direito do PMA.

-Dois botões de cancelamento, instalados ao lado de cada par das luzes de alarme geral.

-Um controlador das luzes de alarme, instalado no console lateral direito.

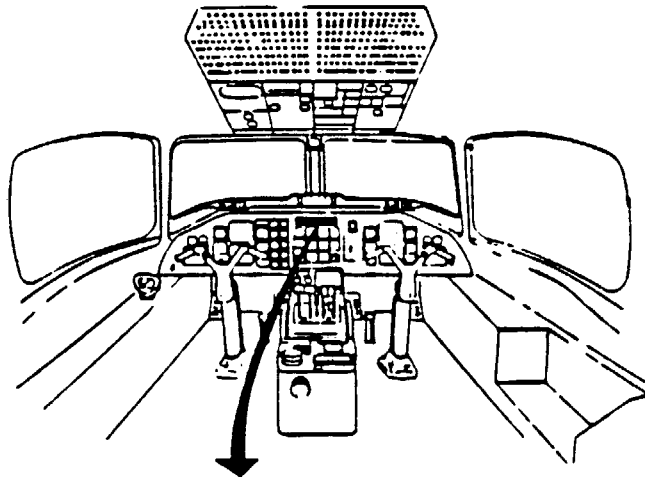
-Um interruptor BAT/DIM/TEST, instalado no painel superior.

-Várias luzes discretas de indicação de alarme, distribuídas em diversos painéis da cabine de comando.

-Uma unidade de alarme sonoro, instalada no compartimento eletrônico e dois alto-falantes, instalados no teto da cabine de comando.

Painel Múltiplo de Alarmes (PMA) – Este painel consiste de um mostrador de falhas, com capacidade de apresentar até 40 legendas coloridas e iluminadas.

Estas legendas são agrupadas em módulos de atenção (WARNING) e alerta (CAUTION), os quais identificam imediatamente o sistema ou equipamento em falha.



CHIP DETR 1	ATTITUDE DISPLAY	ELEC BAY EFIS OVHT	OIL PRESS 1	CABIN ALT	SMOKE	OIL PRESS 2	STEER INOP	AIR COND	CHIP DETR 2
AHRS 1 TEST	FUEL	FLAP	L W/S OVERHEAT	-	GEAR	R W/S OVERHEAT	CONTR DISENG	DE-ICE	AHRS 2 TEST
RUDDER	HYD	ELEC	TRIM FAIL	DUCT LEAK	DOORS	AUTO PLT FAIL	AURAL WARNING	CREW OXY	EMERG LT NOT ARMED
RUDDER SPEED SW	APU	ELEC BAY LOW TEMP	STALL WARN	BATT OVERHEAT	FIRE APU	-	POWER OFF	BRAKES	ADVANCED S.W.S.

Figura 18-64 Painel Múltiplo de Alarmes

As legendas em vermelho (WARNING), quando acesas, indicam a necessidade de uma ação corretiva imediata e as legendas em âmbar (CAUTION), quando não se requer necessariamente uma ação corretiva e imediata.

As legendas dos módulos são ilegíveis quando não estão iluminadas.

Quando uma falha ocorre, o módulo correspondente é iluminado de modo intermitente, a uma frequência de 4 Hz. Assim que o piloto percebe o alarme, ele pode, através do botão ALARM CANCEL, cancelar a alternância da luz, que permanecerá continuamente acesa enquanto a falha persistir. Se o sinal de falha for removido antes ou depois da operação de cancelamento, o módulo indicador apagar-se-á imediatamente, indicando que a falha não mais existe.

Sempre que o módulo âmbar é ativado (acende-se) são gerados dois sinais: um sinal de massa (4 Hz negativo) para comandar as luzes de alarme geral (âmbar) de advertência (CAUTION) e um outro sinal típico, para disparar o sistema de alarme sonoro.

Existem também, avisos sonoros associados às lâmpadas vermelhas. Os sinais de comandos para estes avisos são gerados no PMA.

O PMA tem um circuito que continuamente monitora o suprimento de energia. Caso uma das entradas de alimentação seja cortada, o módulo POWER OFF ficará piscando. Uma vez rearmado, o módulo iluminar-se-á num nível estável, até que a energia seja restabelecida ou a segunda entrada também seja cortada.

Existem dois tipos de legendas:

a) Legendas específicas – São as que permitem aos pilotos a identificação do sistema em falha, sem a necessidade de maiores informações de qualquer outro painel.

b) Legendas de sistema – São as que indicam aos pilotos somente o sistema que apresenta-se em falha. O piloto precisa olhar para o painel correspondente ao sistema em falha e observar qual a lâmpada de indicação ou alarme que está acesa, a fim de identificar a falha.

Exemplo:

- Porta de entrada dianteira destravada.
- Legenda DOOR, no painel múltiplo de alarmes.
- Luz discreta de indicação e alarme FORWARD, no painel de portas, piscando, indicando a porta dianteira destravada.

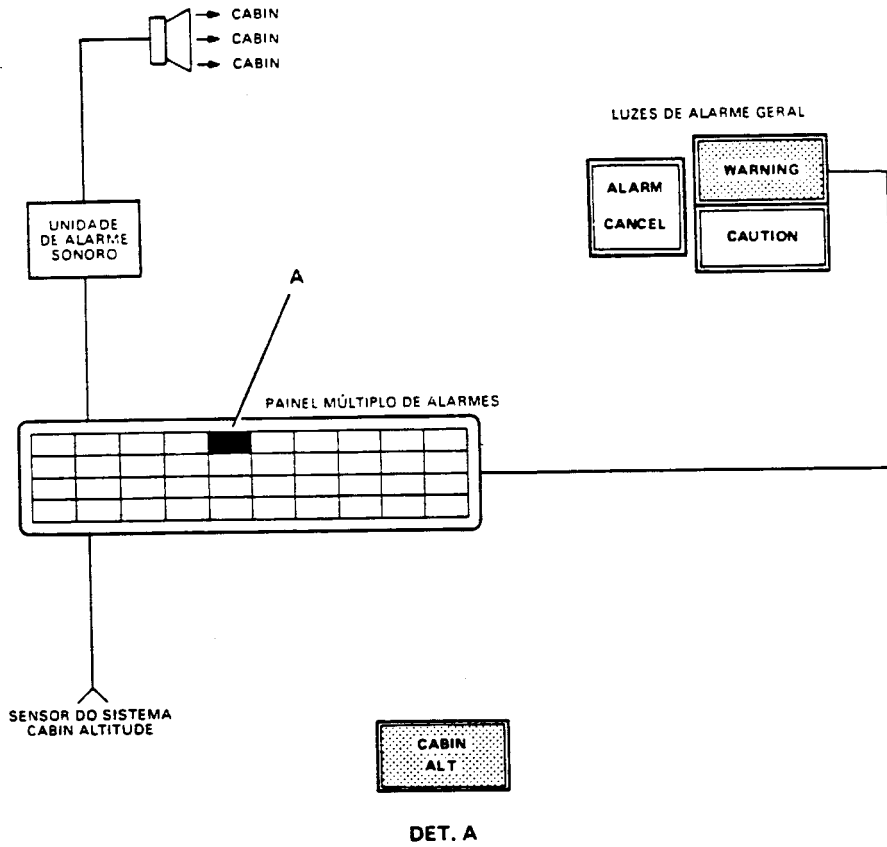


Figura 18-65 Diagrama bloco de legenda específica

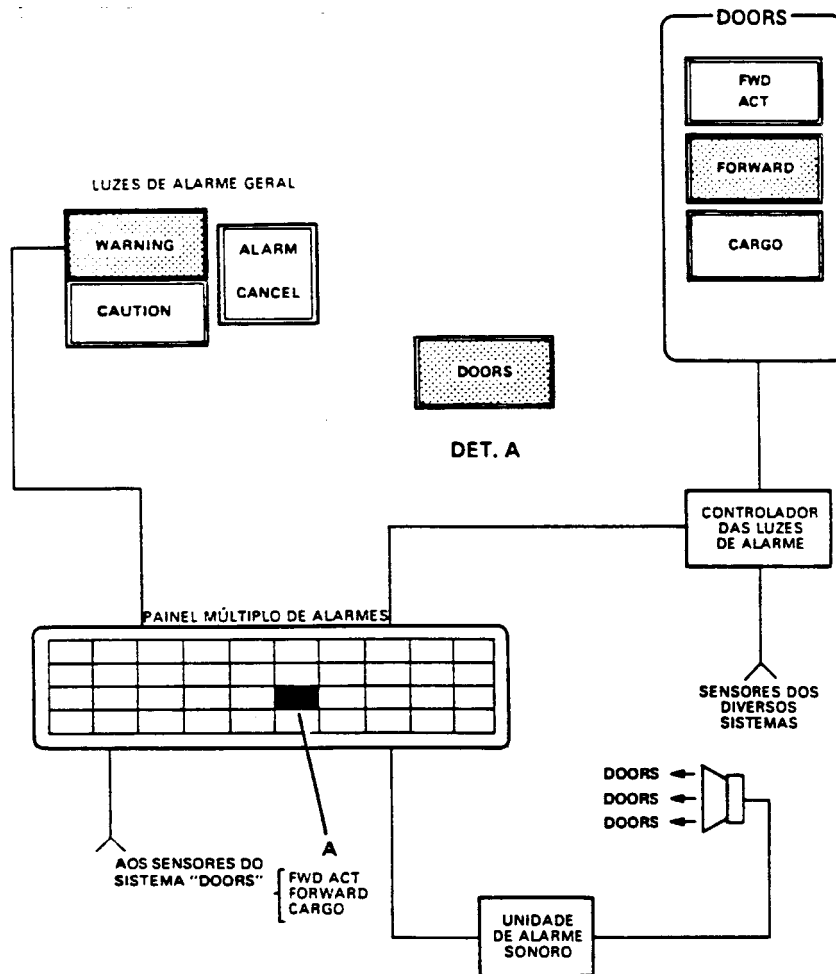


Figura 18-66 Sistema tipo Legenda Cativa

Unidades de Alarme Sonoro – O sistema de alarme sonoro pertence ao sistema de alarme e funciona em conjunto com o sistema de alarme visual.

A unidade de alarme sonoro está instalada no compartimento eletrônico. Algumas condições de alerta, em alguns sistemas essenciais, são anunciadas em ambos os sistemas, visual e sonoro.

O sistema de alarme sonoro apresenta dois tipos de alarmes: mensagens faladas e/ou sons.

As mensagens faladas são precedidas por três alarmes de apito que chamam a atenção para a mensagem que virá logo a seguir.

As mensagens faladas e os alarmes de apito são apresentados, na cabine de comando, por dois alto-falantes e também pelo sistema de áudio.

A unidade de alarme sonoro pode ser cancelada, inibindo as mensagens faladas e os apitos de alarme, por intermédio dos botões de cancelamento, ALARM CANCEL, das luzes de alarme geral.

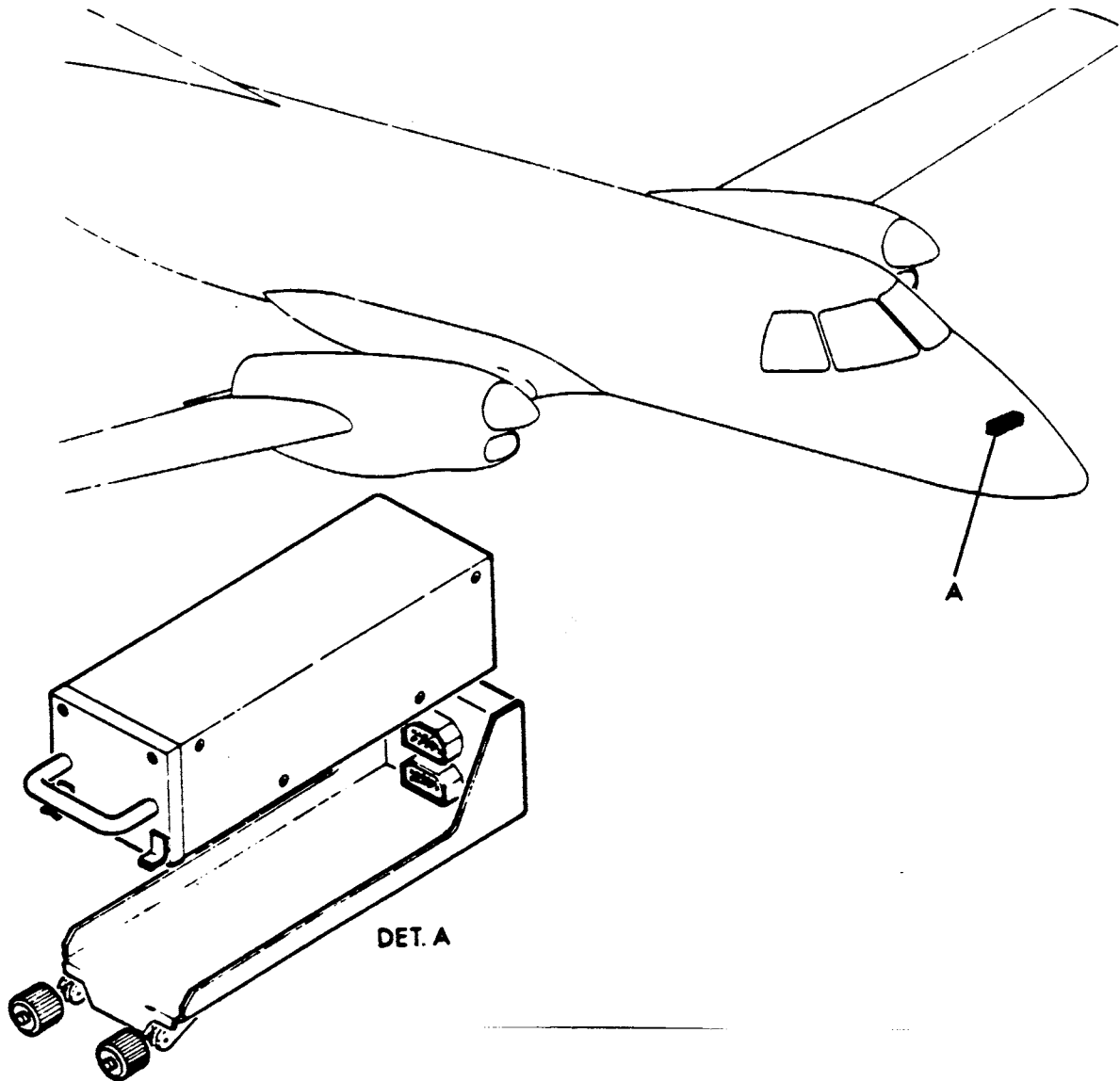


Figura 18-67 Unidade de alarme sonoro

A unidade de alarme sonoro constitui-se de dois canais idênticos, para maior segurança. Durante a operação normal, somente um deles é ativado.

Um circuito de falha, interno, detecta qualquer falha em qualquer das partes

especificadas da unidade, automaticamente, efetua a troca entre os dois canais.

Em caso de falha do segundo canal, a luz do sistema de alarme sonoro, no painel múltiplo de alarmes, será ativada e a unidade de alarme sonoro deverá ser desativada.

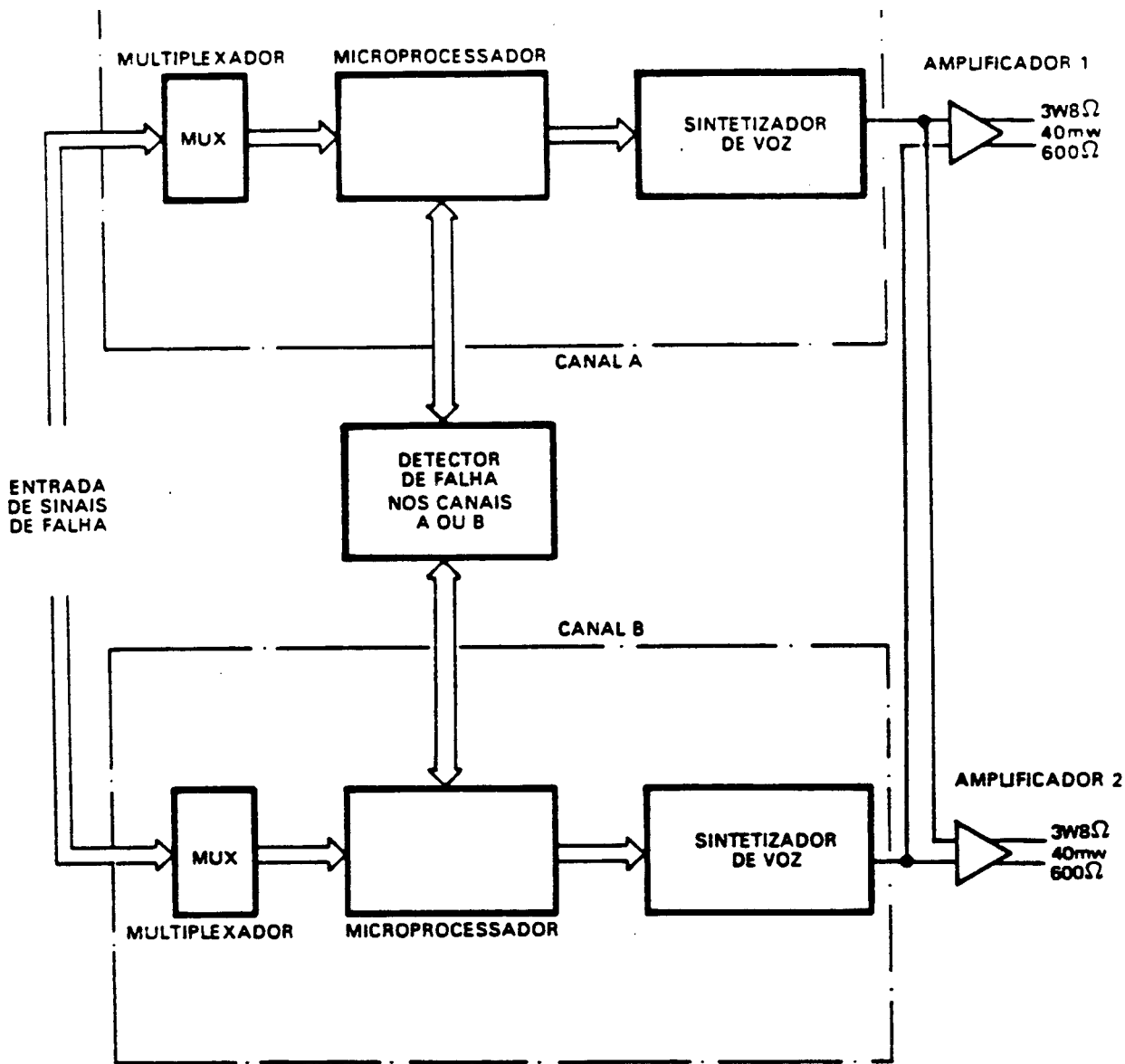


Figura 18-68 Diagrama de bloco da unidade de alarme sonoro

Quando a unidade do alarme sonoro é ligada, pela primeira vez, ambos os canais executam um teste funcional, com entradas e saídas de sinais inibidas, a fim de evitar informações errôneas.

Se não for detectada nenhuma falha no auto teste, a unidade de alarme sonoro anuncia AURAL UNIT OK e o canal B será desativado, permanecendo na reserva.

Se um dos dois canais, A ou B, falhar no auto teste, ele será comandado para desligar-se, pelo detector de falha (monitor) e o canal remanescente anunciará: AURAL UNIT ONE CHANNEL (Unidade sonora com um canal). Uma falha nos dois canais desconecta (do sistema) a unidade de alarme sonoro e uma luz de alerta acender-se-á no painel múltiplo de alarmes.

Em qualquer situação os amplificadores de áudio continuarão em funcionamento.

Durante a operação normal, alguns testes dos multiplexadores RAM, ROM, sintetizador de voz, são efetuados, semelhantes ao auto teste feito quando a unidade é ligada pela primeira vez. Sempre que for pressentido algum problema interno, a unidade de alarme sonoro agirá como se estivesse sendo ligada pela primeira vez, efetuando um teste completo.

A unidade de alarme sonoro possui dois conjuntos de entrada de alimentação elétrica, internamente intercruzados com diodos, para prevenir um novo ciclo de partida, se um dos conjuntos entrar em falha.

Em caso de interrupção na alimentação, a unidade não reiniciará o funcionamento, antes de decorridos dez segundos

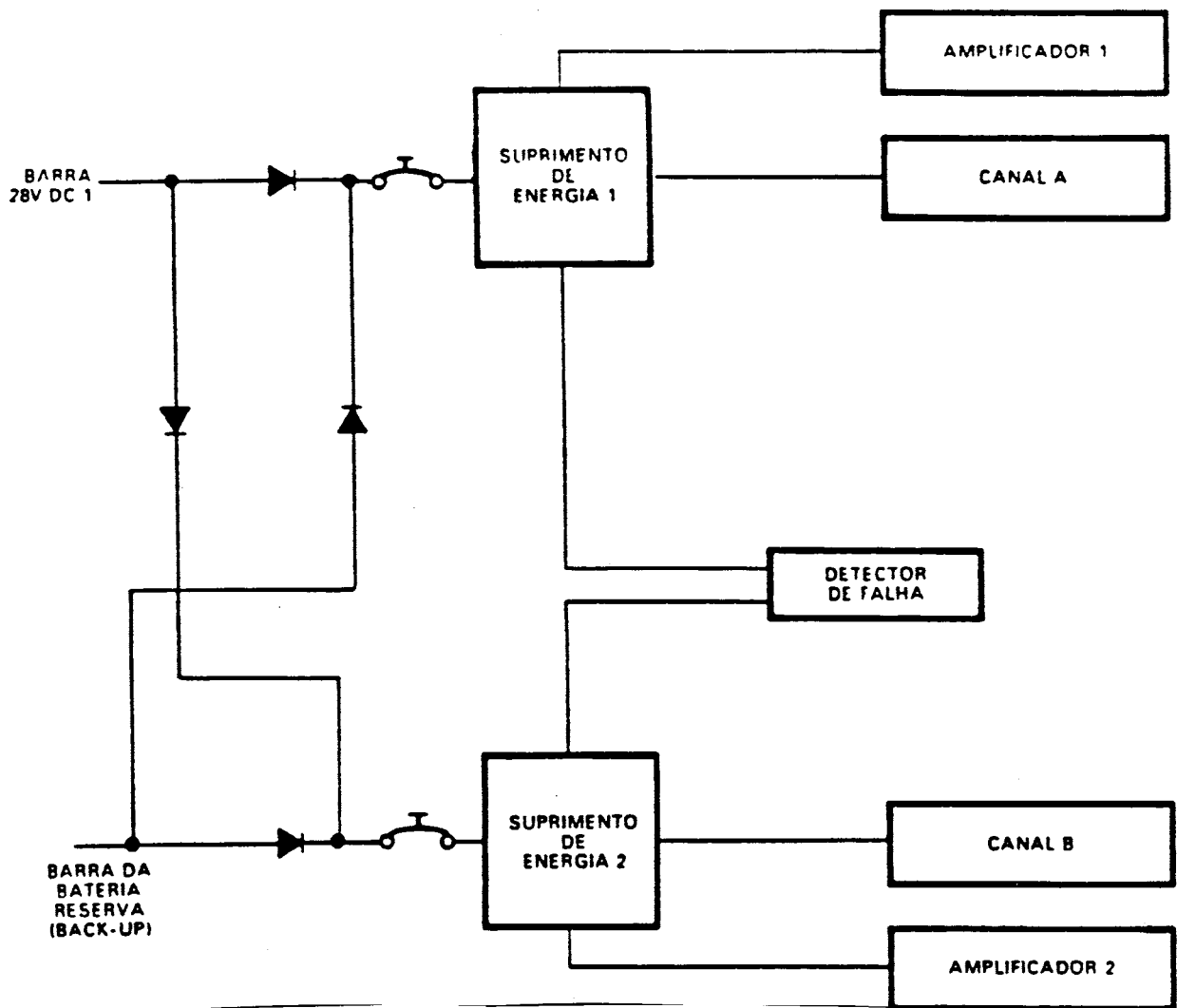


Figura 18-69 Diagrama de bloco da alimentação de energia elétrica na unidade de alarme sonoro

Operação do sistema – As luzes discretas de indicação de alarme, as luzes do painel múltiplo de alarmes e as luzes de alarme geral, permanecem apagadas durante o voo normal.

Tão logo ocorra uma falha, a luz de alarme geral WARNING ou a CAUTION começará a piscar. Antes de cancelar estas luzes, o piloto deverá olhar no PMA e observar qual a legenda que também está piscando.

As luzes de alarme geral (LAG) e a cor na legenda, no painel múltiplo de alarmes, fornecem ao piloto uma classificação da seriedade da falha.

No caso de um alarme vermelho, o sistema de alarme sonoro gerará um triplo sinal de campainha, seguido de uma mensagem falada.

No caso de um alarme âmbar, o sistema de alarme sonoro gerará somente um sinal de campainha.

Pressionando-se qualquer um dos dois botões do cancelamento de alarme, ao lado das LAGs, ambas as LAGs apagam-se, a legenda, no PMA, fica com a luz acesa constante e os sinais sonoros são cortados.

O sistema de alarme sonoro gera, além das mensagens faladas, seis diferentes tipos de sons discretos.

Três deles são usados em falhas específicas e são definidos de acordo com padrões largamente utilizados em aviação, de maneira que a tripulação possa associá-las mais facilmente às falhas.

- a) Estalido (clacker): Onda quadrada 1600 Hz modulada por um sinal de 20 Hz, dois segundos ligado e dois segundos desligado, que é ativado quando a aeronave aproxima-se da condição de STALL

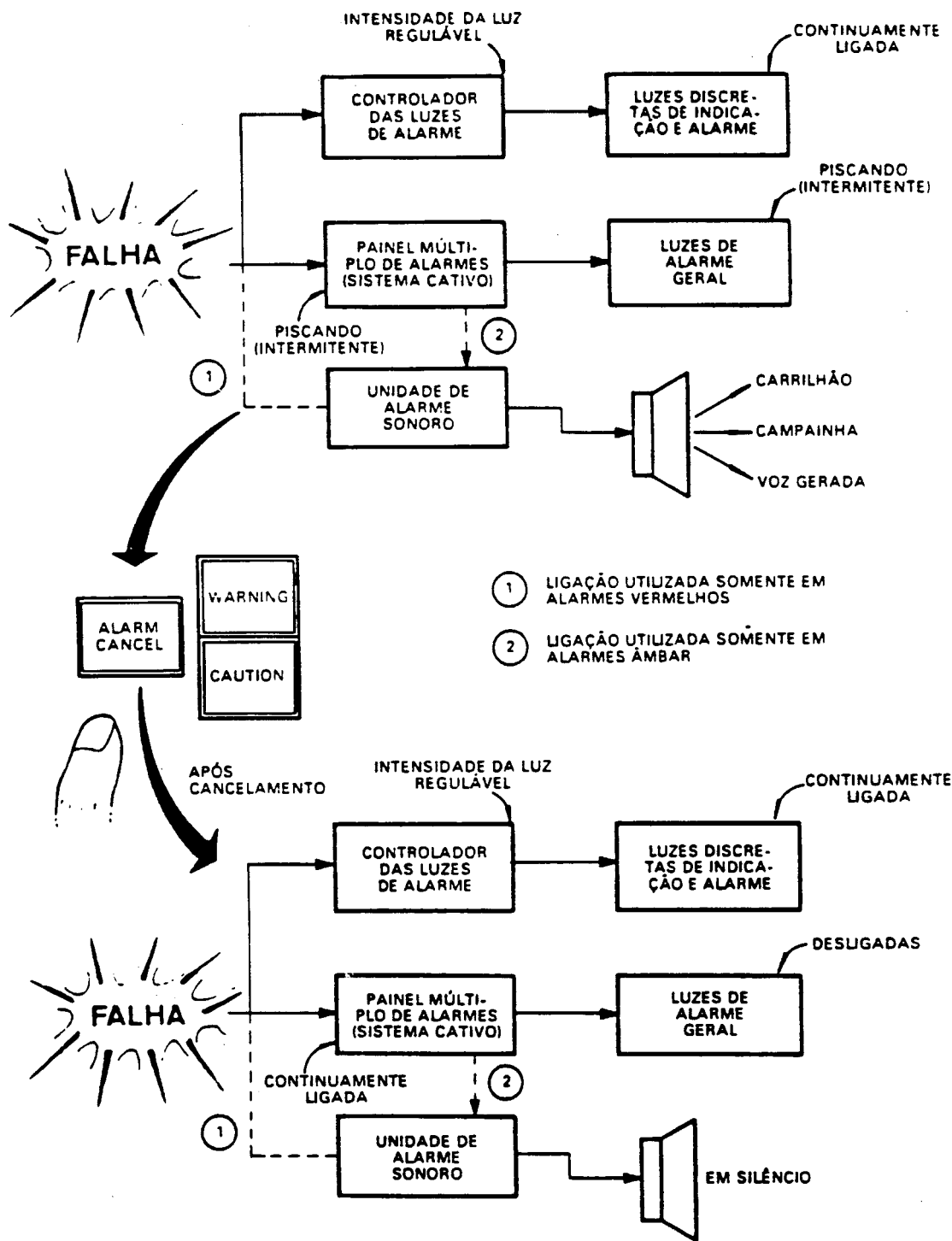


Figura 18-70 Operação do sistema de alarme

- b) Campainha: Um toque de onda quadrada de 700 Hz modulada por um sinal de 20 Hz, usado para alarme de fogo.
- c) Som para ALTITUDE ALERTER: Três tons de 2900 Hz, espaçados, 0,4 segundos ligado e 0,4 segundos desligado.

Existe também, um som de bip e dois tipos de som mestre, para chamar a atenção (ATENÇÃO).

- a) Beep : sinal de 1000 Hz com duração de 0,06s.
- b) ATENÇÃO Nível 3 (3 chamadas): Onda quadrada modulada por um sinal de 4 Hz gerada sempre que uma falha de emergência for sentida.
- c) ATENÇÃO nível 2 (1 chamada): Similar ao ATENÇÃO nível 3, mas com somente uma chamada, repetida a cada 5

segundos. O som WHOOP-WHOOP e as mensagens faladas PULL UP e GLIDE SLOPE, são gerados externamente por um equipamento opcional que é o Sistema de Alarme de Aproximação do Solo (GPWS).

SISTEMA GRAVADOR DE VOZ

O sistema gravador de voz registra toda conversação e comunicação entre a tripulação de vôo, com o propósito de auxiliar as investigações, em caso de acidente da aeronave.

O sistema prevê uma gravação contínua, nos últimos 30 minutos de vôo e oferece quatro pistas separadas para gravação de sinais transmitidos e recebidos pelas estações do

piloto, co-piloto, sistema de endereçamento aos passageiros e área da cabine de comando.

Os sinais são gravados numa fita magnética, protegida contra quaisquer acidentes da aeronave.

Descrição e localização dos componentes: - O sistema de gravação de voz é composto de:

- 1) Uma unidade de controle, instalada no painel dianteiro do pedestal.
- 2) Uma unidade gravadora, instalada no cone de cauda.
- 3) Um balizador acústico submarino, instalado no mesmo conjunto da unidade gravadora.
- 4) Um interruptor de impacto, instalado no cone de cauda.

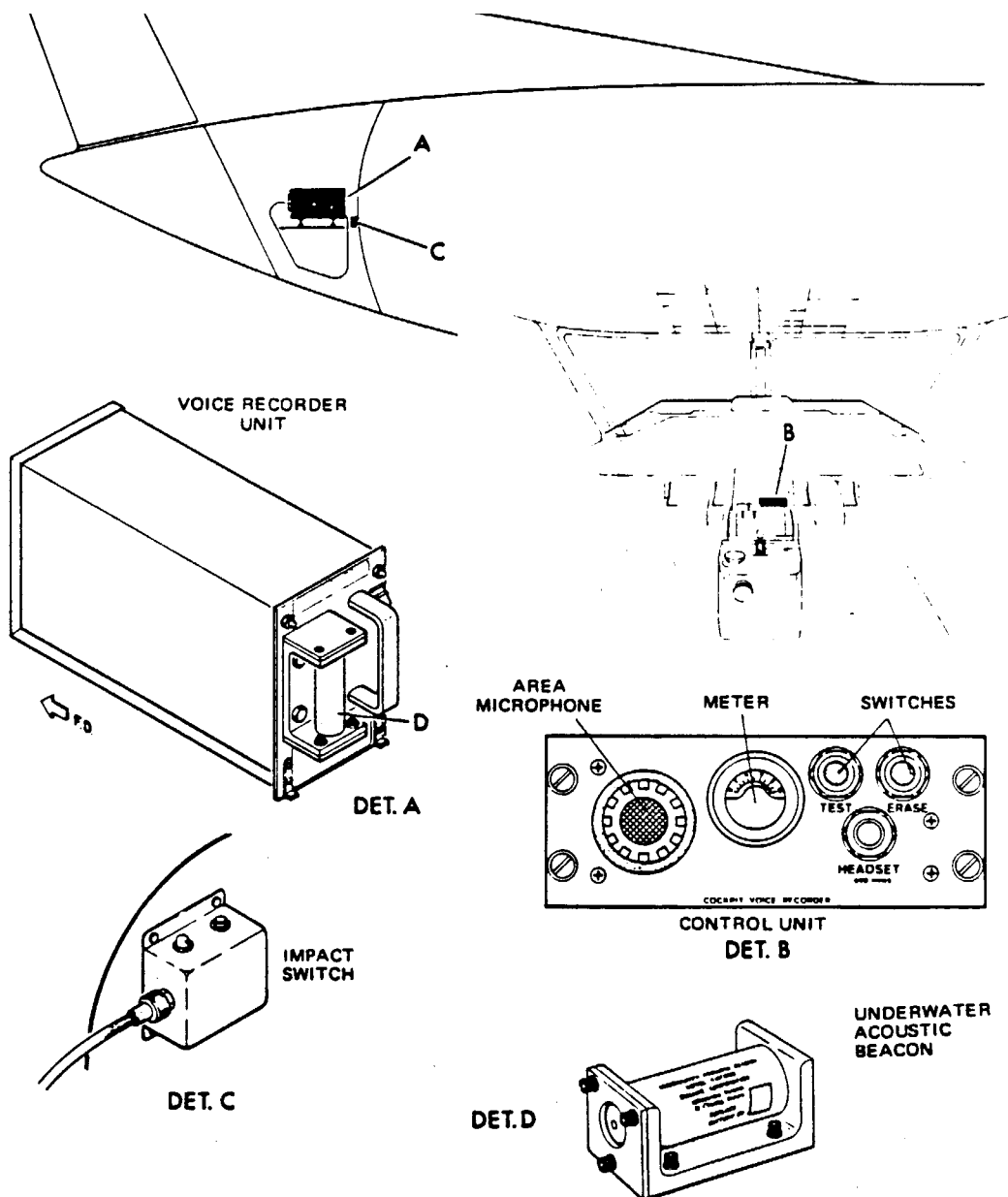


Figura 18-71 Localização dos componentes do sistema Gravador de voz

Unidade de controle – A unidade de controle provê meios, à tripulação de, remotamente, controlar e testar a unidade gravadora de voz e também apaga a gravação, se algumas condições forem satisfeitas.

A unidade de controle contém um microfone de área, um indicador de nível de sinal, um “Jack” para fones e interruptores de teste e apagamento da fita.

O microfone de área detecte qualquer ruído da cabine de comando e envia este sinal para a unidade gravadora de voz a fim de ser gravado em uma das quatro pistas.

O medidor indica o nível dos sinais sendo gravados.

Um “Jack” de fone é instalado, a fim de monitorar o sinal de áudio do teste, que é gerado através da unidade gravadora de voz, quando o interruptor TEST é pressionado.

O interruptor de apagamento tem a finalidade de apagar a gravação da fita, depois do vôo, quando desejado.

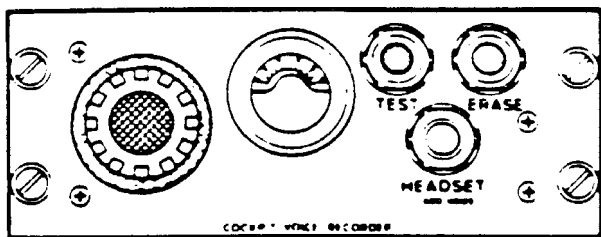


Figura 18-72 Unidade de controle

Unidade gravadora de voz – A unidade é uma caixa de cor laranja (internacional), para fácil localização do gravador de voz, em caso de acidente da aeronave.

Esta unidade contém uma fita magnética para gravação simultânea, nas quatro pistas, dos últimos 30 minutos de comunicação da aeronave.

A fita é do tipo sem fim (LOOP) e sempre inicia uma regravação após decorridos os 30 minutos iniciais.

As quatro pistas disponíveis, recebem sinais da estação do piloto, co-piloto, microfone de área e sistema de endereçamento aos passageiros. As pistas estão distribuídas como abaixo indicadas.

CANAL 1 – Sistema de endereçamento aos passageiros (ou observador).

CANAL 2 – Sistema de áudio do co-piloto.

CANAL 3 – Sistema de áudio do piloto.

CANAL 4 – Microfone de área.

O sistema inicia a gravação destes sinais, sempre que as barras CC são energizadas. Portanto não existe nenhum interruptor (ON/OFF) no sistema de alimentação. Há um disjuntor para proteção dos circuitos internos, assim como um interruptor de impacto, o qual é instalado em série com a alimentação de 28 VCC de entrada, para prevenir o apagamento da fita, após o impacto.

A unidade gravadora de voz suporta um impacto de até 100 Gs e uma temperatura de 1100° C. A unidade não é afetada por água doce ou salgada.

Balizador acústico submarino – O balizador acústico submarino está instalado na unidade gravadora de voz, a fim de auxiliar a equipe de busca e salvamento, na localização da unidade gravadora, em caso da aeronave acidentarem-se no mar.

Ele consiste de uma bateria de mercúrio, um módulo eletrônico e um transdutor.

A bateria fornece energia para o módulo eletrônico, por um período de 12 a 30 dias (dependendo do tipo instalado), assim que a unidade entra em contato com a água. O módulo eletrônico, que nada mais é que um oscilador aciona o transdutor que, por sua vez, produz uma onda acústica de 37 KHz, que pode ser detectada por um sonar, num raio de aproximadamente, até 2 milhas náuticas.

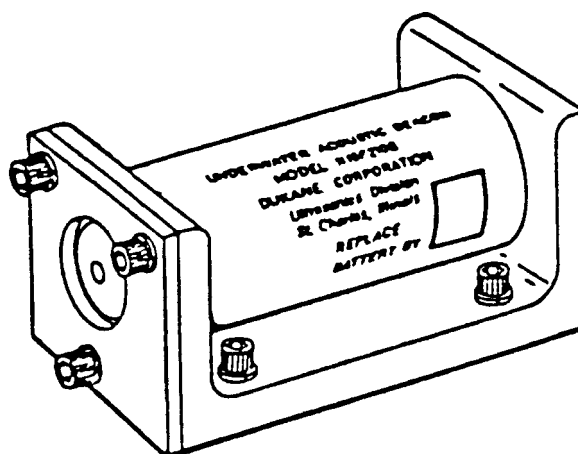
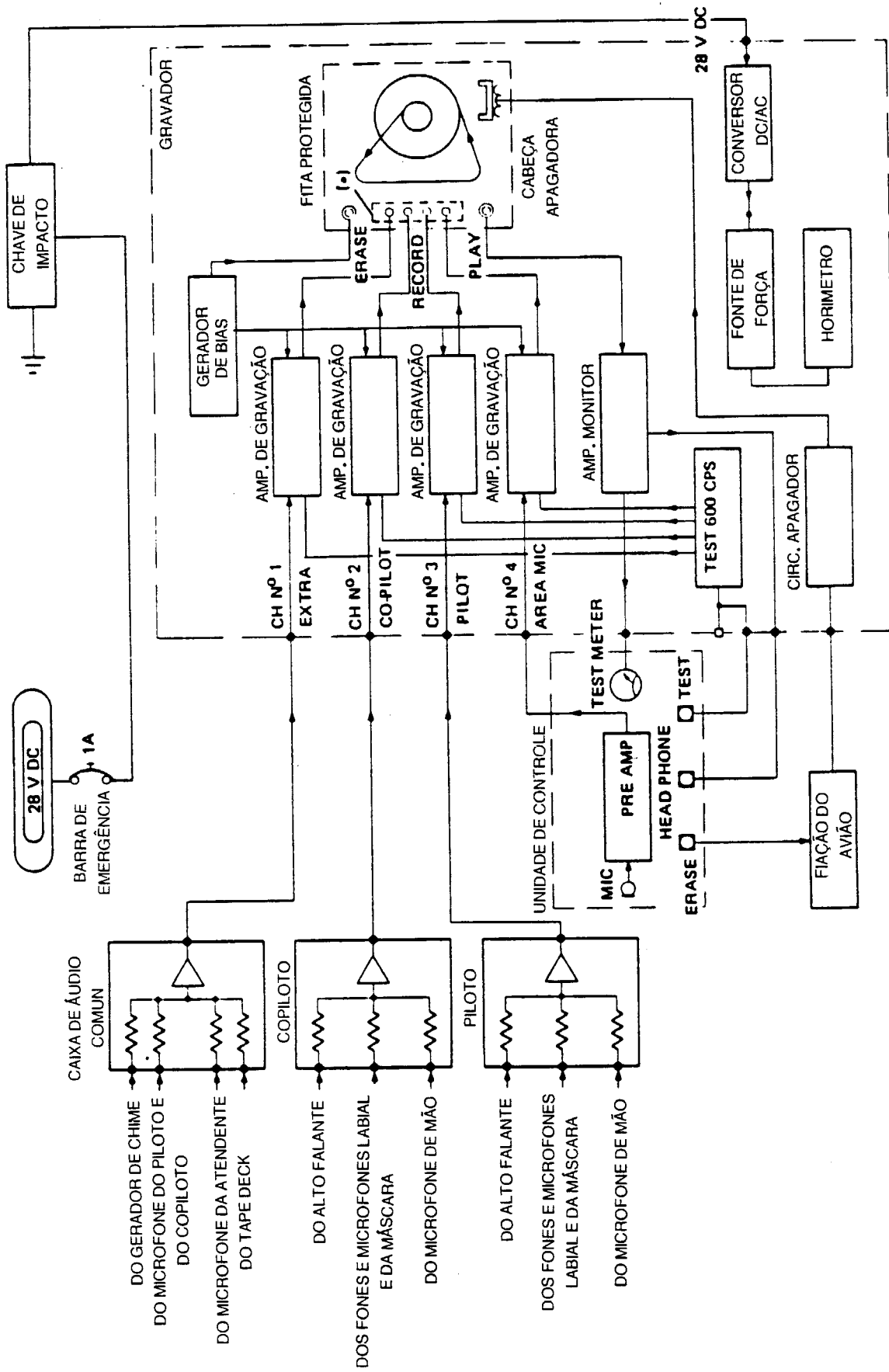


Figura 18-73 Balizador acústico submarino



SISTEMA GRAVADOR DE VOZ

Figura 18-74 Sistema Gravador de voz

SISTEMAS DE RADIOCOMUNICAÇÃO

Sistema de comunicação em VHF

Normalmente as aeronaves são equipadas com dois sistemas distintos de comunicação em VHF. O sistema VHF opera na faixa de frequência de 118.00 MHz a 135.975 MHz, perfazendo um total de 720 canais, com espaçamento de 25 KHz entre eles.

Descrição e localização dos componentes –

Cada sistema é composto por:

- Um transceptor instalado no compartimento eletrônico.
- Um painel de controle de VHF, instalado no painel principal.
- Uma antena de VHF, instalada na fuselagem.

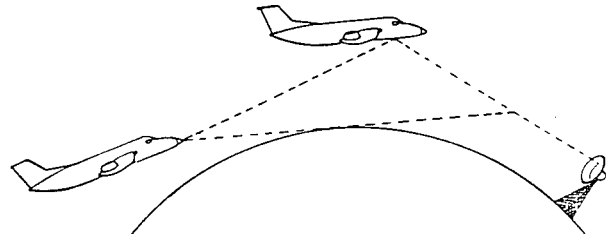


Figura 18-75 Comunicação em VHF

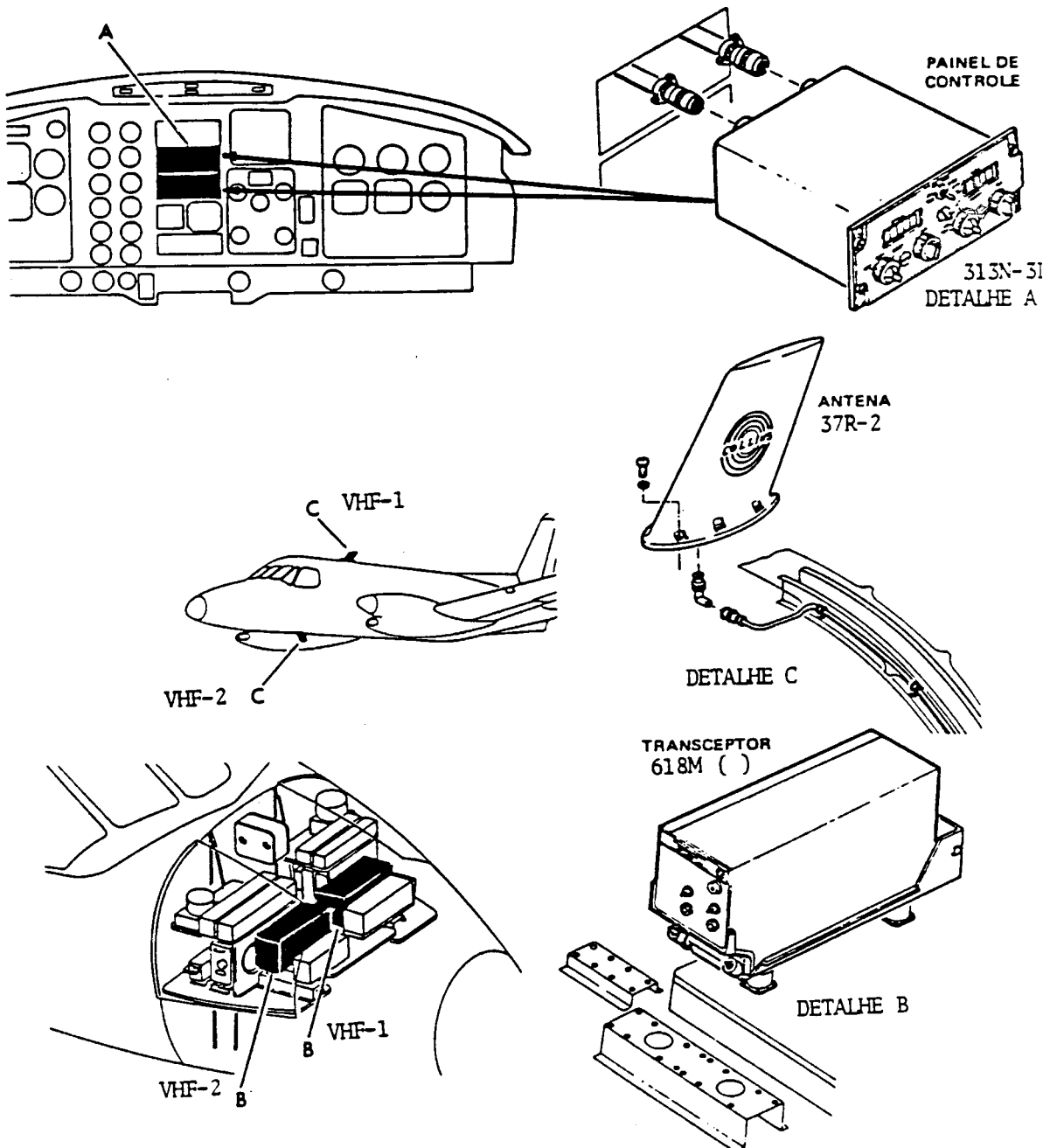


Figura 18-76 Localização dos componentes do sistema VHF

Painel de controle de VHF – O painel de controle estabelece e apresenta as condições de operação para todas as funções do transceptor de VHF.

Dependendo da posição, o seletor de função ativa, desativa, ou testa a operação do transceptor.

Cada painel possui os seguintes controles:

- Seletor – Com as posições OFF – PWR – TEST

- OFF – Desliga o sistema VHF.

- PWR – O sistema é alimentado, permitindo transmissão e recepção.

- TEST – O circuito do abafador (Squelch) é removido, permitindo a recepção de qualquer ruído de fundo no áudio.

- Controle de volume – Permite ajustar o nível de saída de áudio do receptor.

- Chaves seletoras de frequência – A chave da esquerda, concêntrica ao seletor (OFF-PWR-TEST), seleciona as frequências de VHF em intervalos de 1MHz. A chave da direita, concêntrica ao controle de volume, seleciona as frequências de VHF em intervalos de 0.025 MHz. As frequências selecionadas são mostradas na janela indicadora.

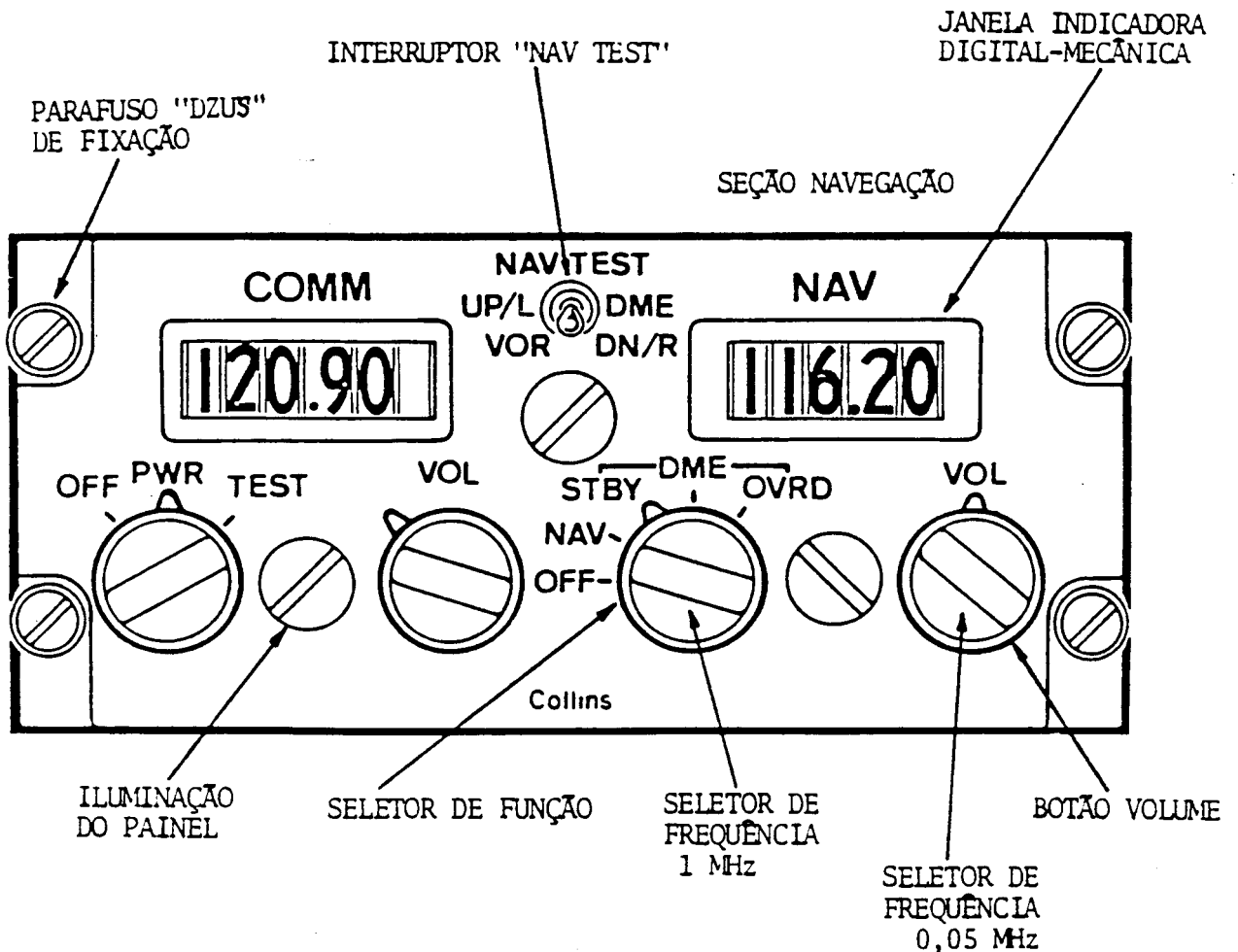


Figura 18-77 Painel de controle de VHF

Transceptor de VHF

O transceptor de VHF é uma unidade totalmente transistorizada, dispoindo de 720 canais para comunicação em voz.

Antena de VHF

A antena de VHF é do tipo “Blade”. A antena do VHF 1 está instalada na parte superior da fuselagem e a do VHF 2 na parte inferior.

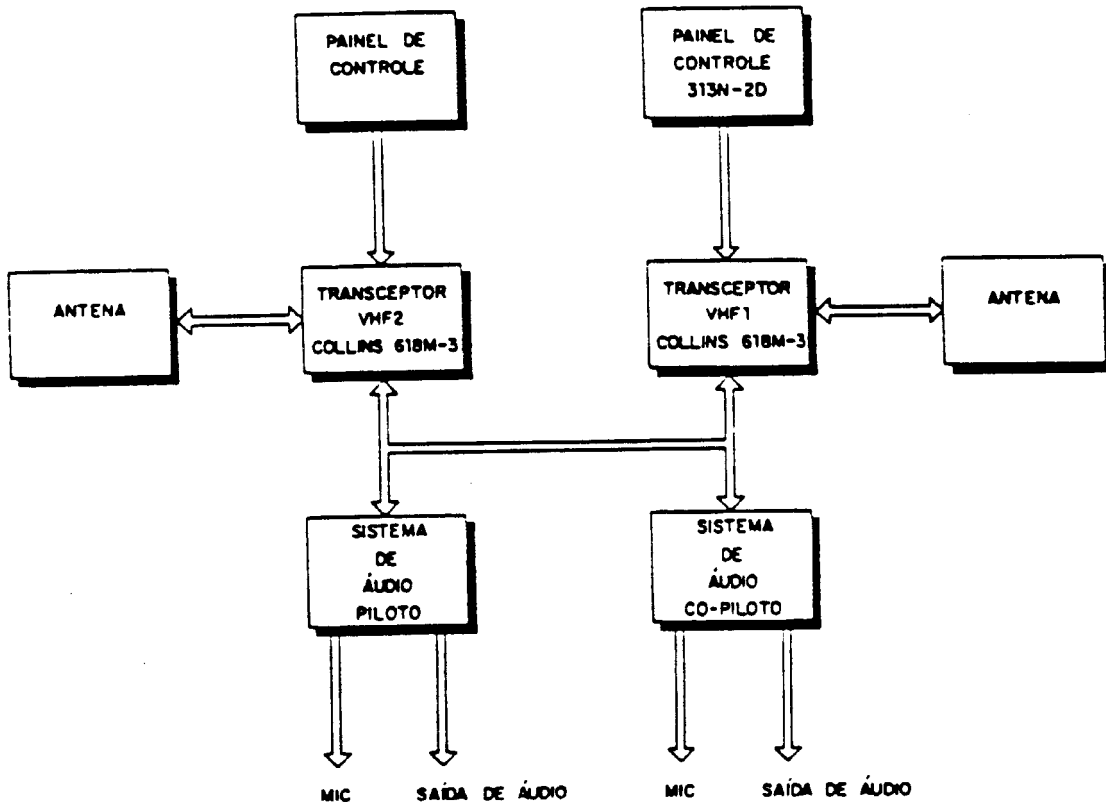
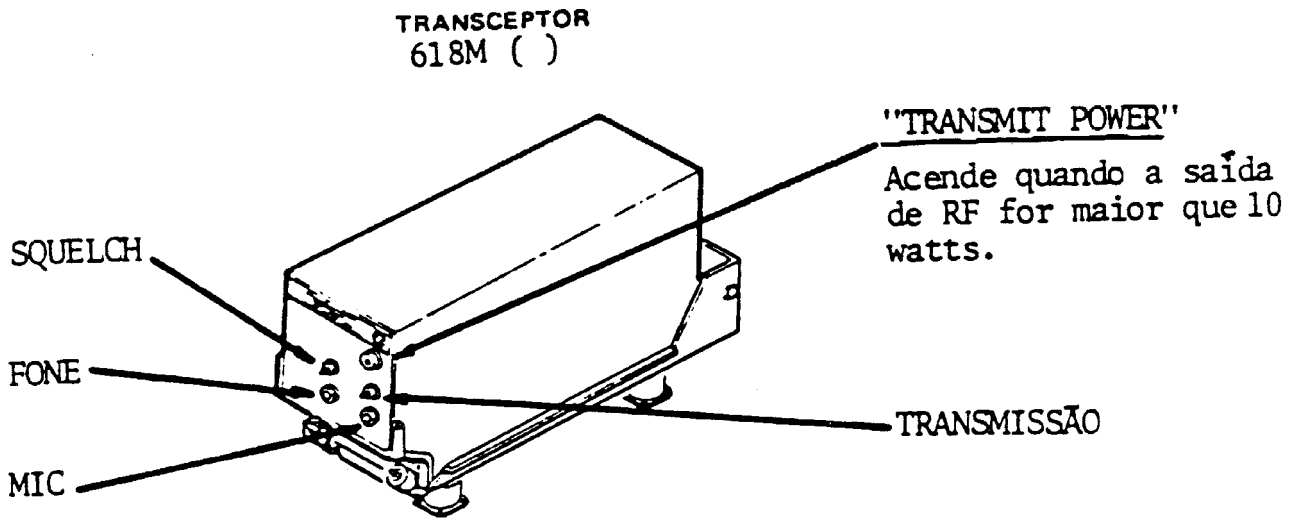


Figura 18-78 Transceptor de VHF

Especificações técnicas:

Energia requerida	
Recepção	27,5 VCC 1A max.
Transmissão	27,5 VCC 7A Max.
Frequência	
Faixa	118.00 a 135.95 MHz
Canais	720
Incrementos	25 KHz
F.I.	20 MHz
Modulação	90% AM
Potência de saída	
R.F. nominal	25 Watts
R.F. mínimo	20 Watts
Áudio	10 mW com 30% de modulação
Peso do transceptor	4,99 Kg
Temperatura	-54 a +55°C
Umidade	95%
Altitude	55000 pés
Tempo	
Troca de canal	40 ms max.
Intervalo Rx / Tx	40 ms max.
Impedância	
Saída de antena	52 Ohms
Saída de áudio	600 Ohms
Entrada de áudio	150 (carvão ou dinâmico transistorizado)
Antena 37R-2	
Polarização vertical	52 Ohms
Resposta de áudio	300 a 2500 Hz

Sistema de comunicação HF-230

É um equipamento de bordo que permite comunicação a longa distância através de sinais modulados por voz em AM ou em SSB, abrange a faixa de frequência de 2 a 29.999 MHz perfazendo um total de 280.000 canais espaçados em 100Hz.

O sistema provê operação simplex, semi-duplex ou somente recepção.

As frequências discretas em USB e AM são para operação SIMPLEX somente, ou seja, transmissão e recepção na mesma frequência. Na posição CHAN qualquer um dos 40 canais programados pelo usuário ou um dos 176 canais ITU (International Telecommunication Union) programados, pode ser selecionado.

A sintonia do conjunto HF 230 é totalmente automática, tem uma potência de RF de 100W p.e.p.(potência de envelope de pico).

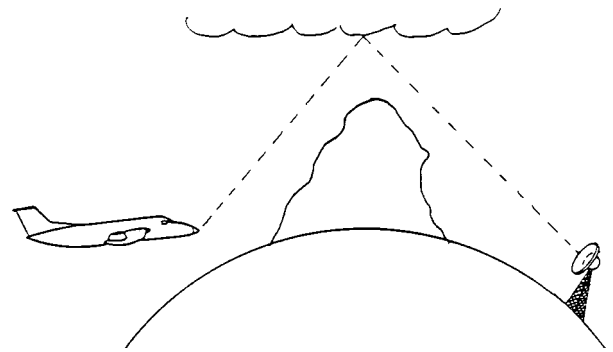


Figura 18-79 Sistema de comunicação HF

Descrição e localização dos componentes

- O sistema é composto por:

- Um painel de controle de HF, instalado no painel principal.
- Um transceptor de HF, instalado no compartimento eletrônico.
- Um amplificador de potência instalado no compartimento eletrônico.
- Um acoplador automático de antena, instalado no armário elétrico.
- Uma antena, instalada na parte superior da aeronave.

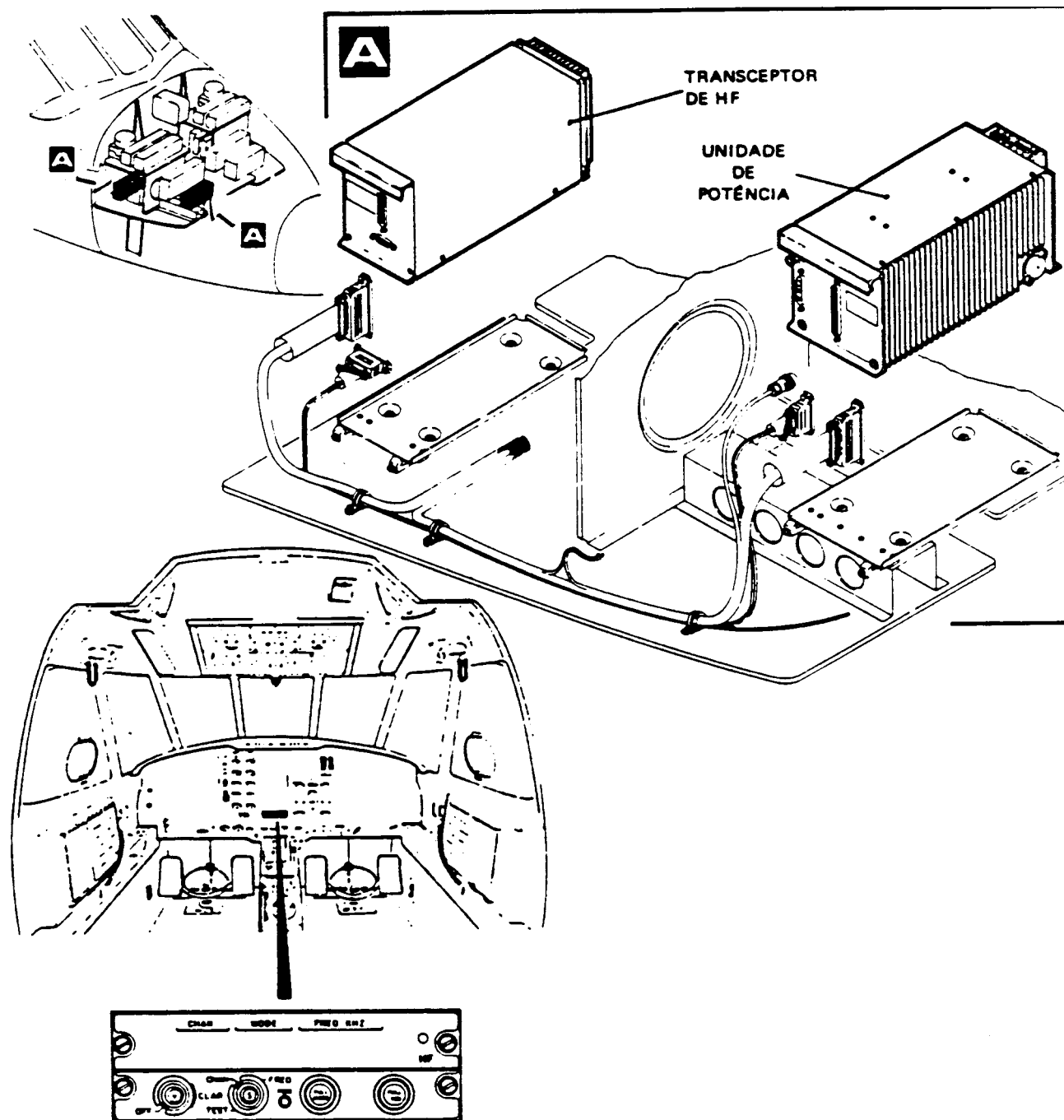
Painel de controle do HF: Esse painel é uma unidade fundamentada em um microprocessador que eletricamente varre os interruptores do painel frontal para as informações de modo e frequência / canal, as quais são apresentadas no “display” e provê dados seriados para o transceptor.

O microprocessador, também aplica um pulso para o acoplador sempre que a frequência é trocada ou quando o interruptor FREQ/CHAN é trocado de posição.

O painel de controle CTL-230, possui na sua parte frontal os seguintes controles e indicações:

- Botão CLARIFIER – Este controle permite que o sinal recebido possa ser variado a ± 100 Hz, quando o sistema estiver operando nas modalidades SSB. O ajuste é feito para o ponto de máxima inteligibilidade do sinal recebido. A função desempenhada por este controle não afeta a recepção em AM e é desativada, durante a transmissão.

- Botão OFF / VOL – Permite ligar e desligar o sistema e controlar o nível de áudio.



LOCALIZAÇÃO DE PAINEL DE CONTROLE CTL-230 HF

Figura 18-80 Localização dos componentes do sistema HF

- Botão SQUELCH / TEST – Com o botão na posição TEST o circuito abafador de ruído é eliminado do circuito áudio do receptor; nesta posição será ouvido o máximo ruído de fundo (dependendo da posição do botão VOL).

Girando-se no sentido horário obtém-se o limiar requerido para recepção em todas as modalidades do sistema.

- Botão CHAN / FREQ – Este interruptor seleciona dois modos de operação: CHAN e FREQ.

- Na posição FREQ, qualquer um dos 280.000 canais podem ser selecionados com incrementos de 100 Hz.

- Na posição CHAN qualquer dos 40 canais programados pelo usuário ou um dos 176 canais ITU programados pode ser selecionado.

Todos os 176 canais ITU são semiduplex ou seja, transmitem numa frequência e recebe em outra.

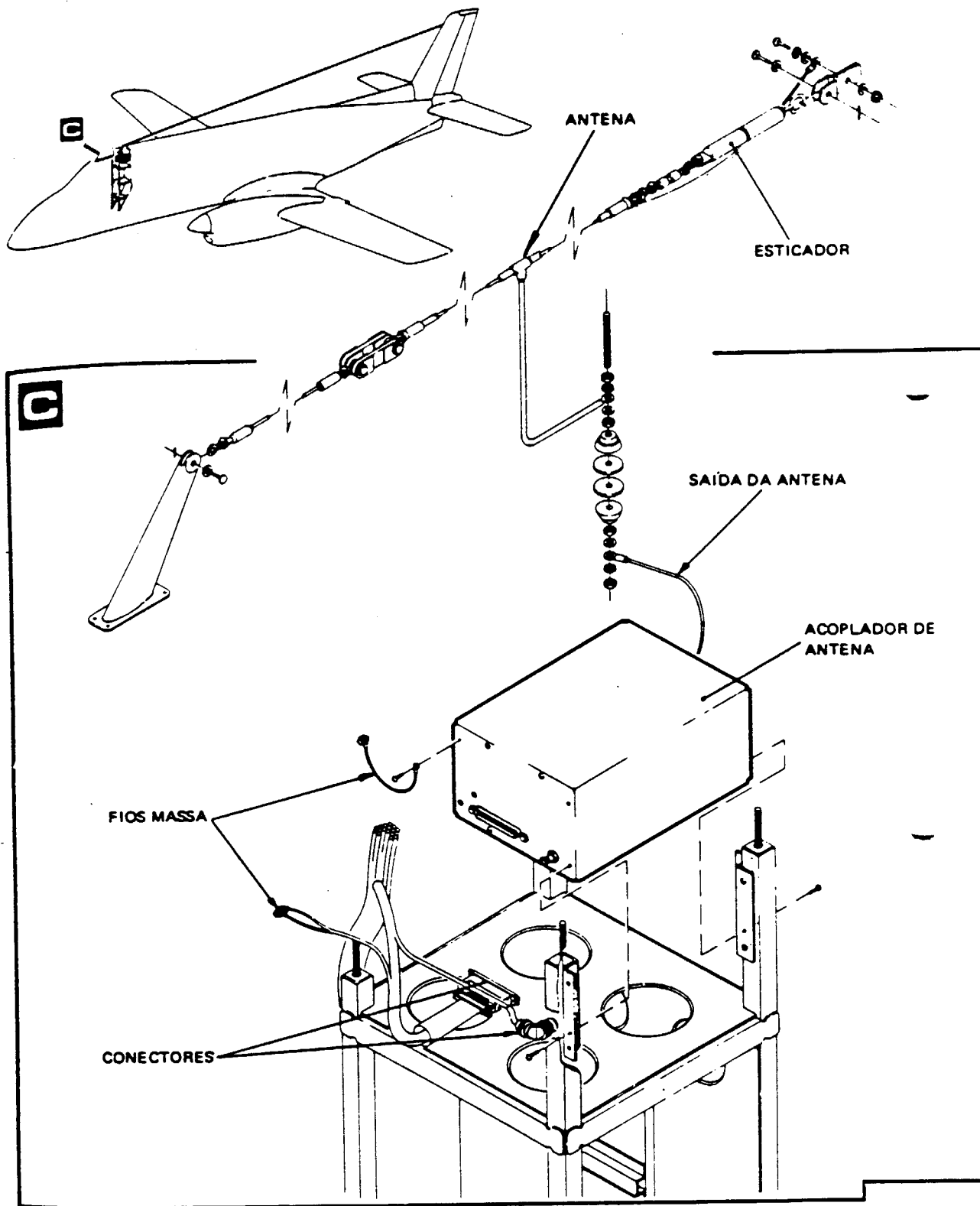


Figura 18-81 Instalação da antena de HF

- Botão de programação (PGM) – É usado para programar os 40 canais, seleccionados pelo usuário.
- 1 MHz CONTROL – Montado concêntrica-mente com o controle PULL MODE / 100 kHz, selecciona os dígitos de 1 MHz quando no modo

- FREQ e os dígitos de centésimo e milésimo quando em CHAN, que correspondem os 2 dígitos indicadores de faixa dos canais ITU, no display CHAN.
- PULL MODE / 100 kHz – Quando pressionado, este controle selecciona os dígitos de

100 kHz no display de frequência, com o controle CHAN / FREQ na posição FREQ.

Quando puxado seleciona os modos de operação AM, USB e LSB, quando o controle CHANNEL / FREQUENCY estiver na posição FREQ; se estiver na posição CHANNEL com um canal ITU selecionado, selecionará as modalidades TEL.

Se estiver, com um dos 40 canais selecionados pelo operador, poder-se-á selecionar um dos cinco modos de operação.

- 10 kHz CONTROL – Este controle montado concentricamente com o controle de 100 Hz / 1 kHz, seleciona os dígitos de 10 kHz, quando o controle CHAN / FREQ estiver na posição

FREQ. Quando estiver em CHAN, seleciona os dígitos das unidades e das dezenas, que corresponde ao número do canal selecionado no display CHAN.

- CHAN DISPLAY – Mostra o canal de ITU ou os canais programados pelo usuário, quando o sistema estiver posicionado para CHAN. Quando em FREQ aparecerão traços no display.

- MODE DISPLAY – Mostra o modo de operação do sistema (USB – AM – LSB – TEL SUP CAR ou TEL PLT CAR).

- FREQ kHz DISPLAY – Mostra a frequência de operação e os indicadores de recepção (R) ou transmissão (T).

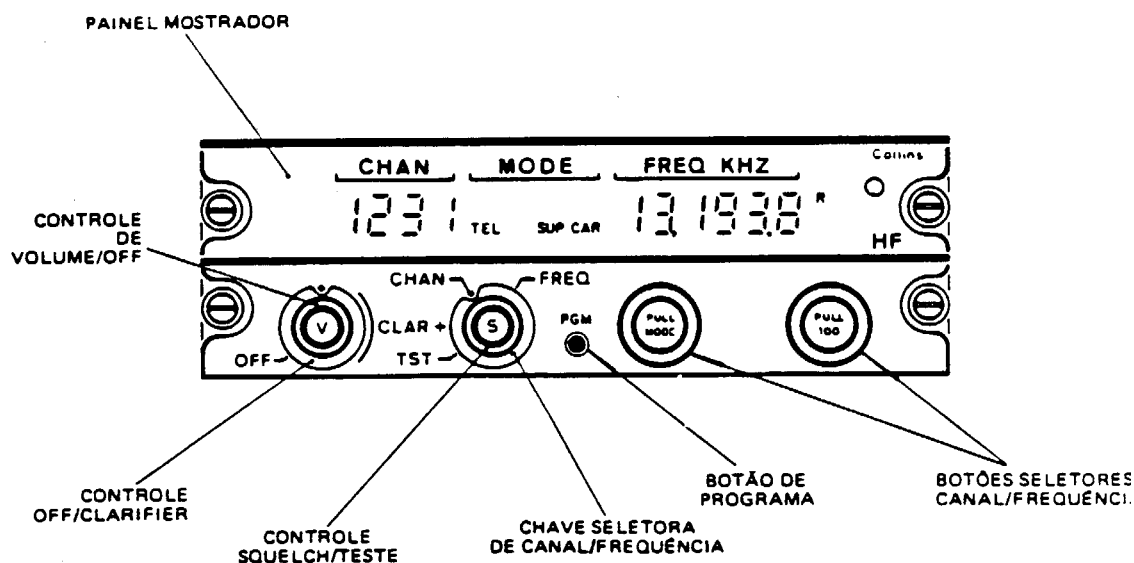


Figura 18-82 Painel de controle do HF

- Transceptor de HF- Faz parte do sistema de comunicação, o qual opera na faixa de frequência de 2 a 29.999 MHz, perfazendo um total de 280.000 canais com espaçamento de 100 Hz.

- Amplificador de potência – A finalidade do amplificador de potência é fornecer amplificação de HF capaz de produzir uma potência de 100W PEP na saída, a qual corresponde a 25W médio.

- Acoplador Automático de Antena – Este acoplador, fornece o casamento automático de impedância, de várias antenas, de modo a apresentar uma carga resistiva de 50 Ohms ao amplificador de potência.

Esse efeito é conseguido pela detecção de uma amostra do sinal de RF a fim de determinar sua carga. Então, os controles lógicos internos comutam uma quantidade de

impedância e/ou capacitância, capaz de sintonizar o acoplador automático de antena, para o perfeito casamento (de 50 Ohms, com o amplificador de potência).

Operação do Sistema HF

Ajuste inicial do sistema – Assegure-as de que os interruptores estejam em ON e os disjuntores pressionados. Gire o interruptor ON-OFF para a direita e espere 15 minutos (tempo para estabilização de frequência).

OBS: Sempre que um novo canal é selecionado, o acoplador de antena estará desalinhado. Isto faz com que a antena fique fora de sintonia para o novo canal selecionado, reduzindo a sensibilidade do receptor. Para evitar a perda de recepção de sinais de menor intensidade, recomenda-se que o PTT seja

pressionado momentaneamente para que o acoplador de antena inicie um ciclo de sintonia para o novo canal. O tempo necessário de sintonia é de 5 a 15 segundos, durante os quais um sinal contínuo de 1000 Hz será ouvido nos fones ou alto-falantes. Um segundo após ter completado o ciclo de sintonia, o sinal cessa, indicando que o equipamento está pronto para uso. Caso não haja a sintonia do acoplador em ± 30 segundos o tom de 1000 Hz inicia um BIP indicando uma falha do equipamento ou a necessidade da tentativa de um novo ciclo de sintonia.

Comunicação em voz – A transmissão ou recepção do sinal de áudio pode ser efetuada na mesma frequência ou em frequências diferentes, dependendo do modo de operação selecionado no painel de HF.

NOTA: Se o sintetizador não sintonizar, na frequência selecionada, um tom BIP, será injetado no sistema de áudio e o transmissor será inibido.

Para recepção, o controle individual de volume, do sistema de HF, no painel de controle de áudio, deve ser puxado e girado de modo a obter-se um nível de áudio confortável. Gire lentamente para a direita, o controle “S”, até que o ruído desapareça.

ATENÇÃO: Não gire o controle muito rapidamente, o circuito “Squelch” tem uma constante de tempo relativamente larga e se o controle for muito além do ponto correto, poderá resultar no emudecimento dos sinais fracos.

Seleção de frequência – A seleção de frequência envolve a chave CHAN / FREQ e o controle de frequência/canal do painel de controle, assim como da programação utilizada e do multiplicador/divisor de frequência do transceptor.

A sintonia direta do painel de controle permite a seleção de qualquer frequência dentro da faixa operacional de 2.0 a 29.999 kHz, com espaçamento de 100 Hz. As linhas Freq/Data do painel de controle enviam os dados da frequência selecionada em forma seriada ao programador.

A sintonia por canal, no painel de controle, permite a operação de qualquer um dos 40 canais programados pelo operador ou qualquer um dos 176 canais pré-programados pelo fabricante.

As frequências de transmissão e recepção do sistema são fornecidas pelo sintetizador do transceptor.

No modo de sintonia direta o programador do painel de controle envia dados da frequência selecionada sob a forma seriada para o sintetizador.

No modo de sintonia por canal o painel de controle usa informações armazenadas na memória para enviar ao programador.

Se o sintetizador não estiver locado ao oscilador padrão, um BIP é levado ao sistema de áudio e o transmissor é inibido.

- Programação – Os 40 canais programados pelo usuário podem ser conseguidos (programados) facilmente tanto em terra como em vôo. Todas as informações de programação são armazenadas numa memória não volátil e podem ser facilmente requisitados, selecionando-se o número do canal desejado.

Há três tipos de programação:

- Semiduplex – Duas frequências diferentes são programadas: uma para recepção e uma para transmissão. Um dos modos disponíveis (LSB, USB, AM, TEL SUP CAR ou TEL PLT CAR) também é atribuído ao canal selecionado. A semiduplex é uma modalidade também utilizada pelas estações de radiotelefonia marítima.
- Simplex – A mesma frequência é programada para recepção e para transmissão. Um dos modos de operação disponíveis (LSB, USB, AM, TEL SUP CAR ou TEL PLT CAR) é também atribuído ao canal selecionado.
- Somente recepção – O usuário programa uma frequência para recepção e a ela atribui um dos modos de operação disponível, mas não programa a frequência de transmissão. Os canais somente para a recepção são usados para escuta de frequência padrão (tempo, horário, informações sobre estações OMEGA, estações de BROADCASTS, para alerta a geofísica).

Procedimentos de programação

Modo Simplex

- a) Com o sistema energizado, certifique-se que o seletor CHAN / FREQ esteja posicionado em CHAN.

- b) Gire o seletor externo, da esquerda, até que um dos canais (1 a 40) apareça no lado direito do display de CHAN. Em seguida, opere o seletor externo da direita a fim de selecionar o número do canal desejado.
- c) Pressione o botão PGM uma vez a fim de dar início à seqüência de programação. Todo display FREQ kHz, começa a piscar lentamente.

Selecione a freqüência de operação através dos quatro seletores de freqüência. Este procedimento é idêntico ao descrito anteriormente para sintonia se sua freqüência discreta.

A freqüência selecionada aparecerá no display. Em seguida selecione o modo de operação desejado, puxando o botão PULL MODE e girando-o até que o modo de operação desejado apareça no display.

Com a freqüência e modo desejado sendo mostrados, pressione o botão PGM uma vez mais, a fim de armazenar os dados. O display do CTL ficará apagado por um curto espaço de tempo, confirmando o armazenamento dos dados.

Quando o display retornar a sua condição normal, estará piscando mais rapidamente, mostrando a freqüência de transmissão (a mesma programada para recepção). A partir deste ponto, há 20 segundos disponíveis para completar a programação.

Se nenhuma modificação for efetuada a freqüência de transmissão torna-se inválida e a programação terá sido somente para a freqüência de recepção. Contudo se o PGM for pressionado uma vez mais, a freqüência será armazenada e o display ficará apagado, por um curto espaço de tempo, como confirmação do armazenamento.

Em seguida o display volta a sua condição normal, mostrando o número do canal, o modo de operação e a freqüência.

Na operação simplex as freqüências de transmissão e recepção são iguais. A freqüência de recepção aparece no display, indicada com a letra “R” à direita, até que o microfone seja acionado quando, então, a letra “T” aparecerá a fim de indicar a freqüência de transmissão. Se as letras aparecem piscando, é sinal de alguma falha no equipamento.

Somente para Recepção – Quando programado um canal somente para recepção, só a freqüência de recepção é introduzida e armazenada. Esta programação é semelhante ao do canal simplex, exceto que o botão PGM é pressionado somente uma vez após a entrada da freqüência de recepção e do modo de operação.

A programação é encerrada sem entrar sem entrara com a freqüência de transmissão.

Este encerramento pode ser efetuado de um dos seguintes modos:

- a) Esperando 20 segundos;
- b) Ativando o microfone momentaneamente; ou
- c) Posicionando-se para FREQ o controle CHAN/FREQ e, em seguida de volta a CHAN.

Quando somente a recepção for selecionada, os amplificadores de potência e o transmissor ficam automaticamente desativados. Neste caso, mesmo que o microfone seja acionado, nenhum sinal será transmitido. Se o indicador “R” (recepção) piscar no CTL 230, significa que a freqüência de recepção da CTL não bate com a do TCR 230, havendo alguma discrepância no equipamento.

Semi Duplex – Esta operação é possível somente quando o sistema é operado no modo CHAN.

Para programar os canais em “semi-duplex” obedecerá os seguintes passos:

- a) Com energia aplicada ao sistema, certifique-se de que o controle CHAN/FREQ seja posicionado em CHAN;
- b) Gire o botão seletor de canais, externo à esquerda, para que apareça um número do canal (de 1 a 40), no display de CHAN à direita.

Em seguida use o botão seletor de canais, externo da direita, para conseguir o número do canal desejado a ser programado.

Pressione o botão PGM uma vez a fim de iniciar a seqüência de programação. Neste ponto todo o display (FREQ kHz) começa a piscar lentamente.

Ajuste a freqüência desejada para recepção, usando os quatro botões de seleção de freqüência e, em seguida, o modo desejado para operação puxando o botão PULL MODE e girando-o até que o modo correto apareça no

display. Com a frequência de recepção e o modo desejado sendo mostrado pressione o botão PGM novamente para armazenar os dados. O display ficará apagado por um curto espaço de tempo confirmando o armazenamento.

Quando o display retornar ao normal, estará piscando mais rapidamente, com a frequência de transmissão sendo mostrada (no início é a mesma frequência que foi programada para a recepção). A partir deste momento, há 20 segundos disponíveis para que seja programada

a frequência de transmissão desejada. Se após decorridos 20 segundos, não for programada uma frequência para transmissão, aquela que está piscando torna-se inoperante e o equipamento terá sido programado somente para recepção.

Se, ainda não decorridos os 20 segundos, ajuste a frequência de transmissão, usando os quatro botões de seleção de frequência. Este procedimento é igual ao descrito acima, para a frequência de recepção.

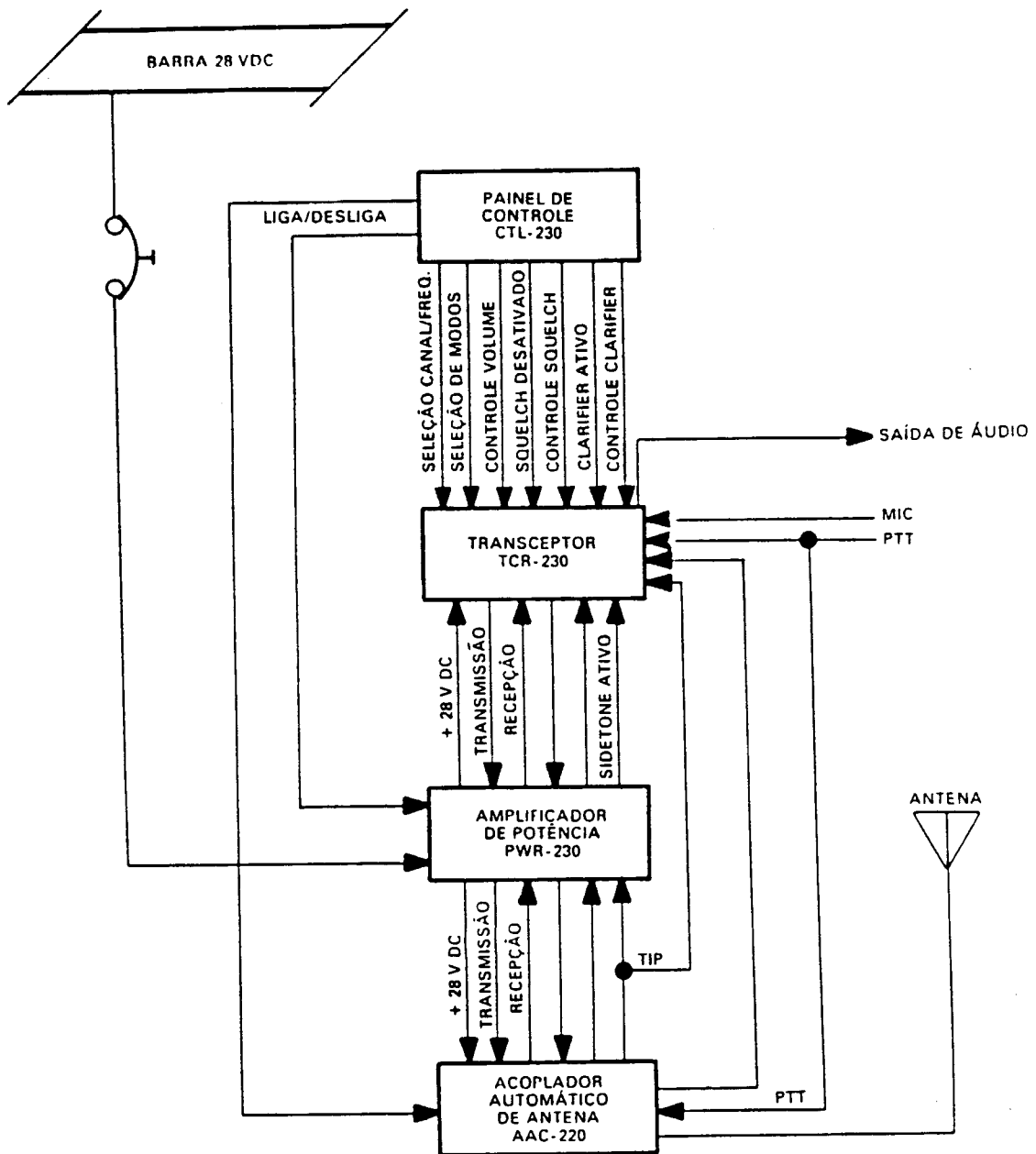


Figura 18-83 Diagrama de bloco do sistema HF

Agora, com a frequência desejada para transmissão mostrada no display, pressione novamente o botão PGM a fim de armazenar os dados.

Como no procedimento anterior, o display ficará apagado por um curto espaço de tempo, confirmando o armazenamento. Em seguida voltará a sua condição normal, com os

dados do novo canal (número, modo e frequência de recepção).

Na operação semi-duplex, o modo selecionado controlará, tanto a frequência de transmissão, como a de recepção.

A frequência de recepção é mostrada no display e identificada pela letra “R”, até que o microfone seja acionado, ocasião em que a frequência de transmissão passa a ser mostrada e identificada com a letra “T”.

Se a letra “T” ou a “R” (conforme o caso) piscar, indica que a frequência do TCR é a mesma selecionada na CTL, logo há uma discrepância no equipamento.

TRANSMISSOR LOCALIZADOR DE EMERGÊNCIA (ELT)

O Transmissor Localizador de Emergência destina-se em casos de emergência, a fornecer uma orientação para busca e salvamento.

O sistema irradia omnidirecionalmente uma portadora de RF modulada em amplitude por um tom cíclico variável e decrescente de 1600 a 300 Hz, nas frequências simultâneas de 121.5 e 243.0 MHz.

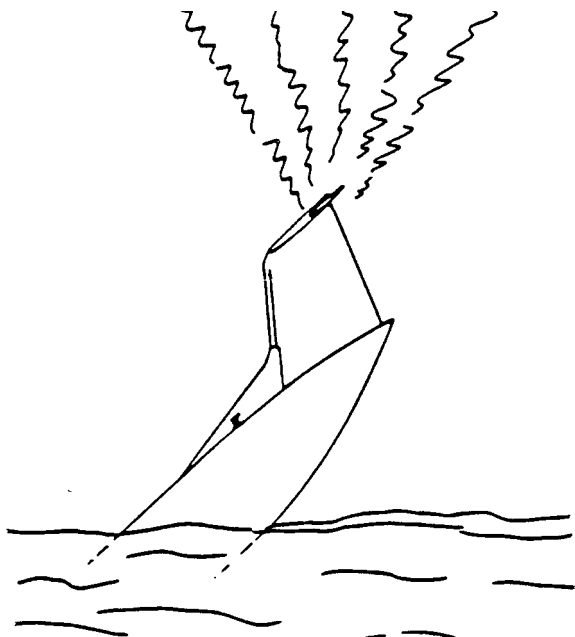


Figura 18-84 Localização do ELT

Descrição e localização dos componentes – O sistema é composto por:

- Um transmissor, instalado no cone de cauda;
- Uma antena, instalada no cone de cauda;

- Um interruptor ARM/ON-REARM, instalado no painel principal.

Transmissor de emergência – O transmissor localizador de emergência foi projetado a fim de transmitir sinais de frequências de 121.5 e 243.0 MHz, automaticamente, em condições de emergência ou manualmente como pedido de socorro em caso de acidente do avião.

O transmissor de emergência é equipado com um interruptor de três posições (ON – AUTO – OFF), uma bateria e um interruptor de impacto.

O interruptor seletor controla o modo de operação do transmissor. Na posição ON, opera manualmente o equipamento. Em AUTO, a operação será automática, quando o interruptor de impacto sentir uma desaceleração de 5 a 7 G, no sentido da linha de vôo. Com o interruptor na posição OFF o sistema estará desativado. Quando ativado, esta unidade pode transmitir por 48 horas contínuas.

Antena – Uma antena flexível é conectada ao transmissor através de um cabo coaxial de RF, a fim de irradiar o sinal transmissor.

Interruptor ARM/ON/REARM – Ele é um interruptor protegido por uma guarda de segurança, montado em um painel, o qual possibilita à tripulação, ligar manualmente o transmissor.

Este interruptor é normalmente conservado na posição ARM, a qual corresponde à posição AUTO do interruptor seletor do transmissor. Se comandado para a posição ON/REARM, ele sobrepõe a posição AUTO do interruptor do transmissor e a transmissão é ativada.

Operação do sistema – O transmissor é comandado manual ou automaticamente. No caso de comando manual, aciona-se para a posição LIGA O INTERRUPTOR localizado no painel principal. O comando automático é feito por um acelerômetro, localizado no próprio transmissor, quando a aeronave for submetida a uma força de desaceleração de 5 (+2, -0) G, no sentido de seu eixo longitudinal.

A operação do transmissor de emergência é restrita a condições específicas. Fora destas condições, o transmissor somente poderá ser operado, obedecendo à autorização do DAC.

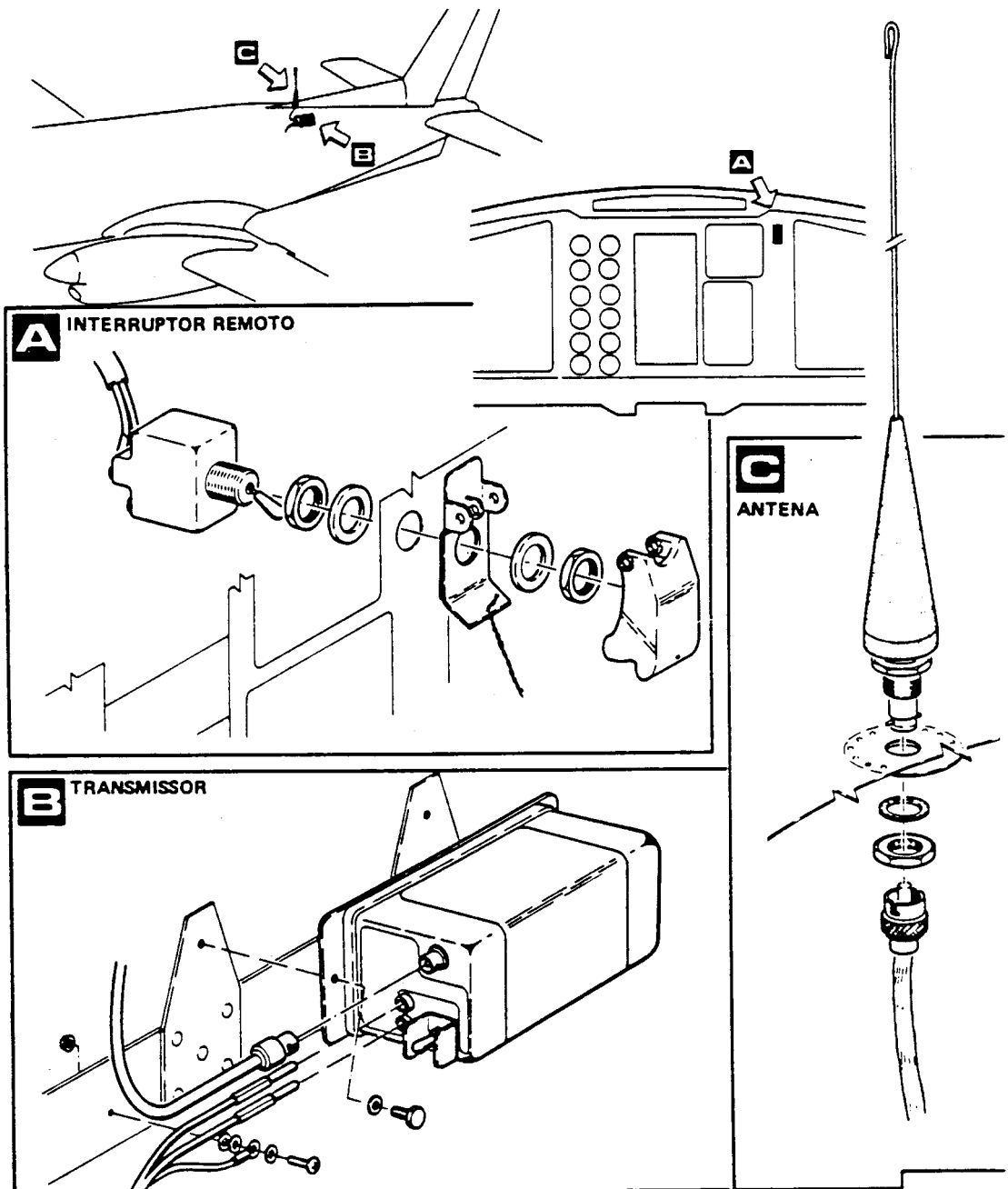


Figura 18-85 Componentes do sistema ELT

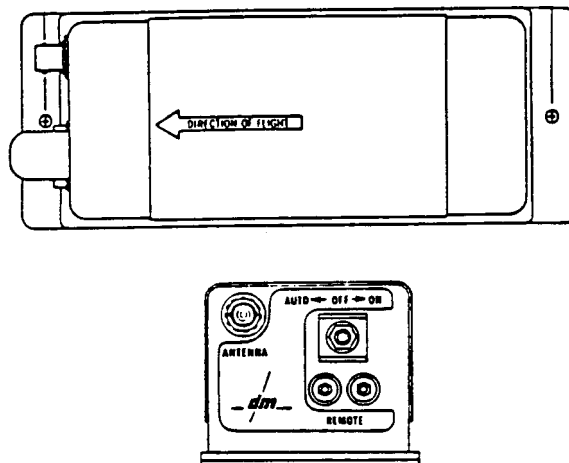


Figura 18-86 Transmissor de emergência

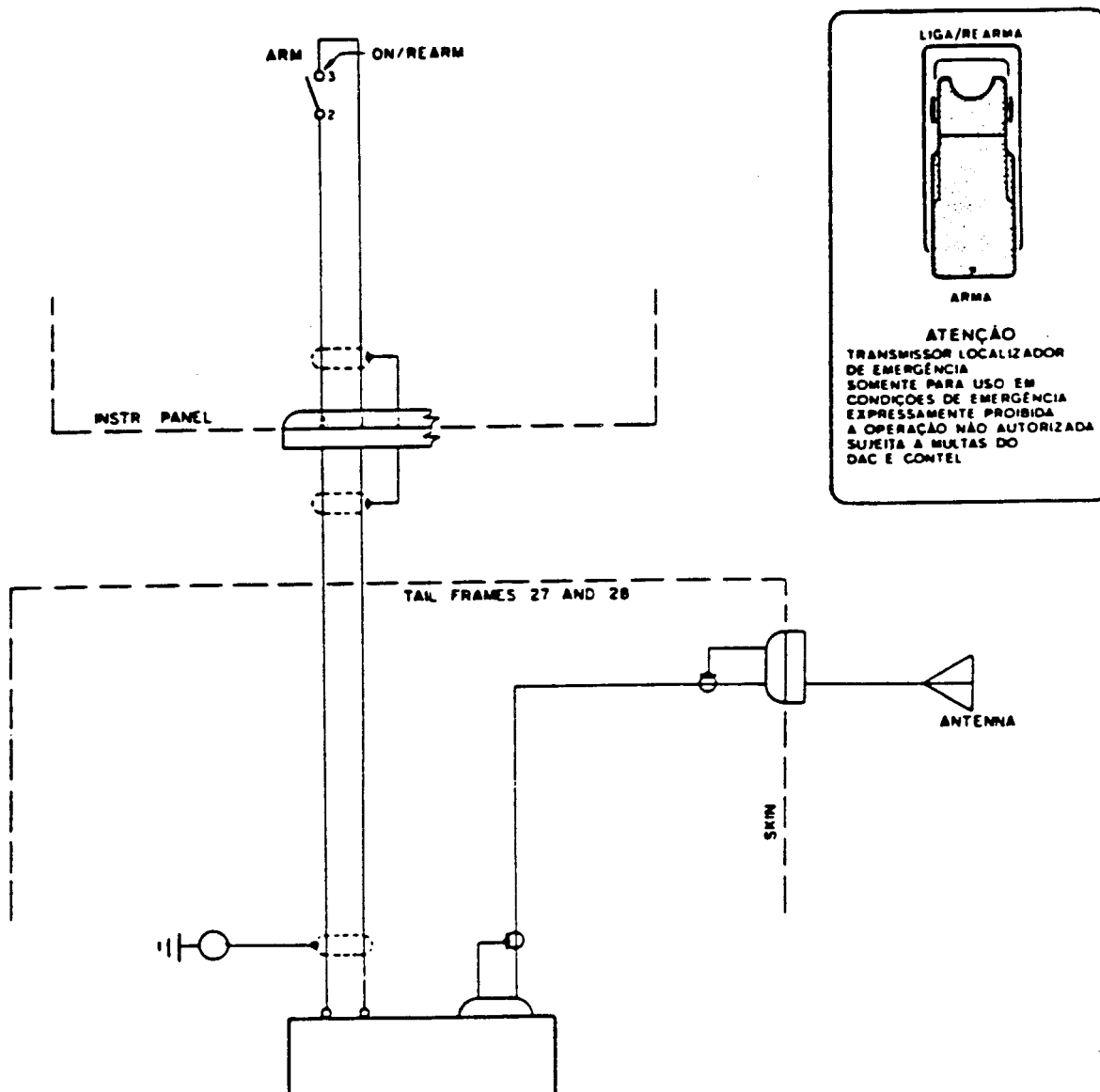


Figura 18-87 Sistema Transmissor de Emergência

SISTEMA DE CHAMADA SELETIVA (SELCAL)

Introdução

O Sistema de Chamada Seletiva (SELCAL) possibilita, a uma estação de terra, chamar um avião particular, através do sistema radiocomunicação VHF ou HF, sem a necessidade do piloto monitorar constantemente as frequências de comunicação.

As estações de terra, com equipamentos de transmissão codificados, podem chamar um avião, individualmente, através da transmissão de 4 tons de áudio, modulando uma frequência de VHF ou HF, os quais ativarão uma unidade única decodificadora, que será ajustada a fim de receber esta combinação, em particular.

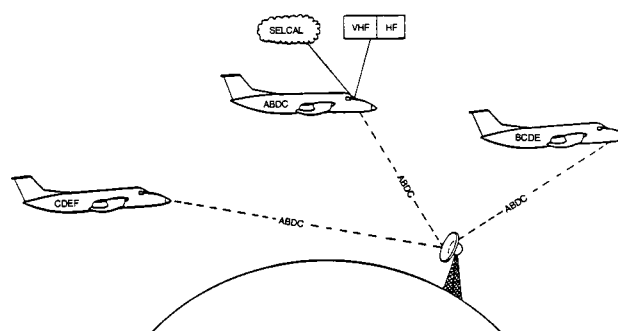


Figura 18-88 Comunicação pelo sistema SELCAL

Localização e descrição dos componentes

Um sistema SELCAL, é constituída de:

- 1 – Um decodificador SELCAL, instalado no compartimento eletrônico.
- 2 – Um painel anunciador, instalado no painel principal.

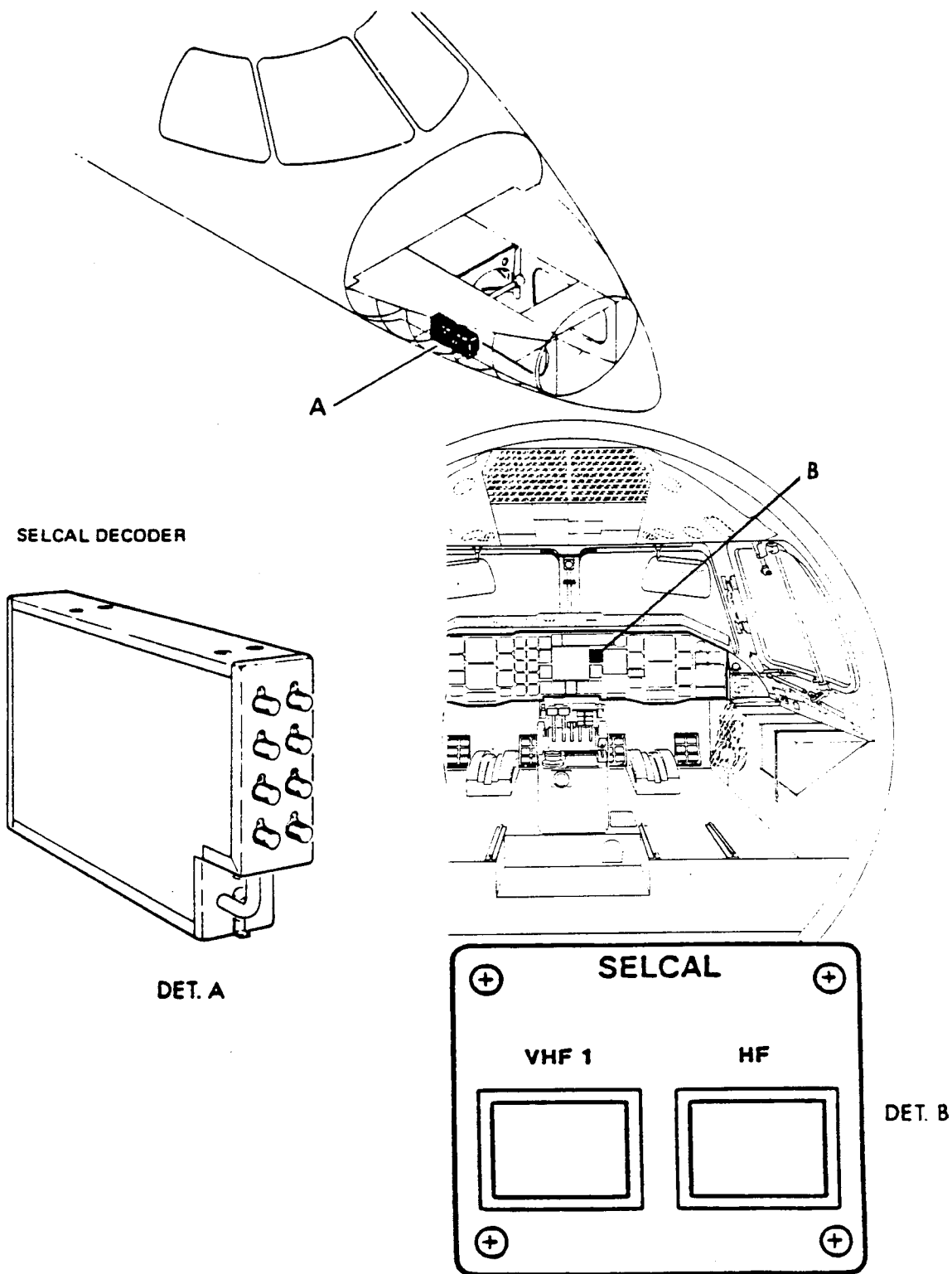


Figura 18-89 Localização dos componentes do sistema SELCAL.

Decodificador SELCAL – A unidade decodificadora contém dois canais idênticos e independentes. A seleção de código é efetuada por oito seletores rotativos, sendo quatro por canal, instalados na parte frontal da unidade.

Acima de cada seletor há uma janela, onde aparece a letra indicativa da frequência

selecionada. A cada letra é atribuída uma frequência de áudio (veja tabela abaixo). Deste modo a combinação das letras, em cada canal, fornece o código selecionado para uma aeronave, em particular, para a qual o decodificador responderá sempre que interrogado.

Letras	Frequências em Hz
A	312.6
B	346.7
C	348.6
D	426.6
E	473.2
F	524.8
G	582.1
H	645.7
J	716.1
K	794.3
L	881.0
M	977.2

Tabela de Frequência x Código

Painel anunciador – O painel anunciador compreende dois botões PUSH BUTTON com inscrições HF e VHF 1 (poderia ser VHF 2 ou VHF 3), que ciclam sempre que o codificador é ativado, por um canal de HF ou VHF, de uma estação de terra.

Operação do sistema

Quando um codificador SELCAL, de terra, enviar 4 tons correspondentes ao código do avião que se deseja chamar, o receptor de bordo (HF ou VHF), que deve estar ligado e

sincronizado para a frequência de transmissão da estação de terra, amplifica, detecta e envia o sinal recebido, ao decodificador.

Estes códigos são interpretados e se combinam com as frequências dos códigos da unidade decodificadora. Uma luz, no painel anunciador, relacionada ao receptor ativo, cicla e a palavra SELCAL é anunciada na cabine, através da unidade de alarme sonoro.

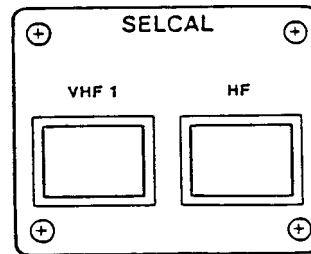


Figura 18-90 Painel anunciador

O piloto reconhecerá o transmissor, através do qual ele está sendo chamado. Pressionando o botão PUSH – BOTTON ele rearma o canal e seleciona o microfone, no painel de áudio, para iniciar a comunicação entre a aeronave e a estação de terra.

NOTA: Se o piloto pressionar o PTT, antes do botão PUSH-BOTTON, do painel anunciador, o mesmo também será cancelado.

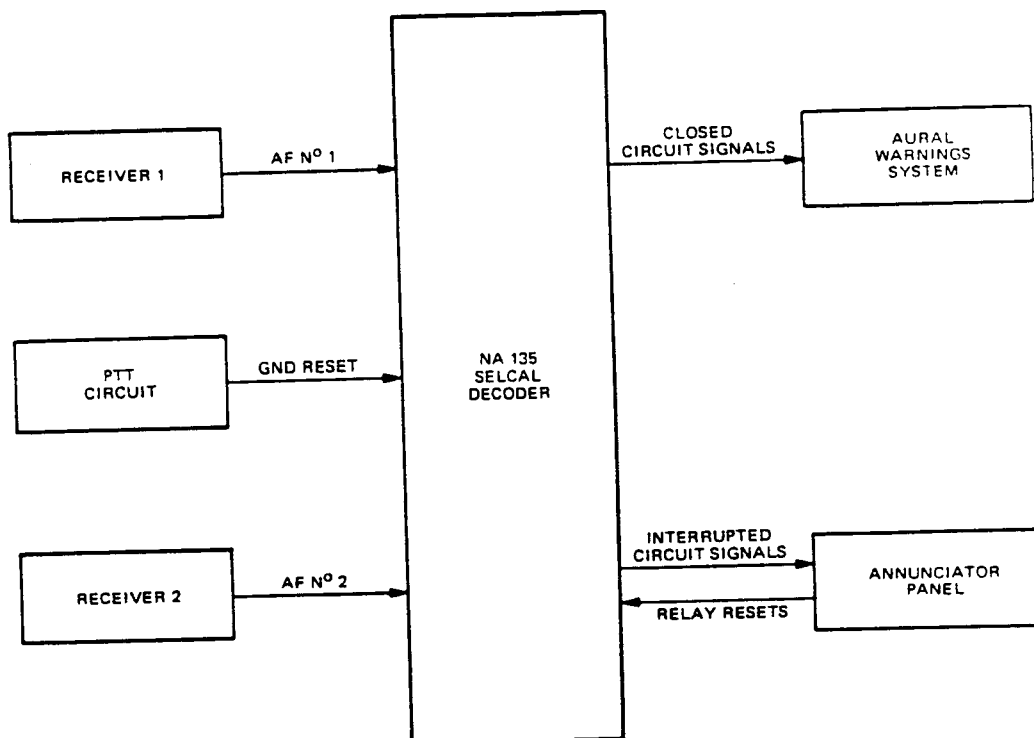


Figura 18-91 Diagrama em bloco do sistema SELCAL.

SISTEMAS DE NAVEGAÇÃO

SISTEMA ANEMOMÉTRICO

Geral

O sistema anemométrico consiste de duas linhas Pitot e de duas linhas estáticas independentes. A finalidade do sistema é o suprimento de pressão estática e dinâmica para os instrumentos e sistemas que operam baseados na pressão atmosférica ou na de impacto de ar.

Os instrumentos e componentes que utilizam o sistema anemométrico são os seguintes:

- Dois velocímetros;
- Dois altímetros;
- Dois indicadores de razão de subida;
- Um indicador duplo de altitude da cabine e pressão diferencial;
- Um sensor de velocidade de piloto automático;
- Um controlador de altitude do diretor de vôo.

Descrição

Sistema Pitot

O sistema Pitot consiste de duas linhas de Pitot, um dreno e respectivas tubulações. A linha de pitot esquerda fornece pressão dinâmica para o velocímetro do painel do piloto e para o sensor de velocidade do piloto automático. A linha de Pitot direita fornece pressão dinâmica somente para o velocímetro do painel do co-piloto.

Cada linha tem seu tubo de Pitot instalado no lado correspondente na parte superior do nariz do avião; os tubos possuem resistências elétricas incorporadas para impedir a formação de gelo. Esses elementos aquecedores são controlados pelos pilotos por meio de interruptores situados no painel superior e são comuns também às tomadas estáticas.

Cada linha tem seu dreno instalado no lado correspondente, na parte inferior do nariz do avião, podendo ser inspecionado e removido através de uma janela de inspeção identificada com a inscrição "Dreno Pitot". Consiste de uma

pequena garrafa de plástico transparente, com a finalidade de recolher toda água que penetre na linha correspondente.

Sistema Estático

O avião utiliza dois sistemas estáticos independentes: um para os instrumentos anemométricos do painel do co-piloto (altímetro, velocímetro e indicador de razão de subida), outro para os instrumentos anemométricos do painel do piloto e também para o controlador de altitude do sistema diretor de vôo. Cada sistema estático possui duas tomadas instaladas uma em cada lado do avião no início do cone de cauda, logo após a caverna de pressão. As tomadas dos dois sistemas ficam juntas, sendo que a superior direita é ligada à inferior esquerda e vice-versa.

As tomadas estáticas possuem resistências elétricas incorporadas para impedir a formação de gelo.

Esses elementos aquecedores são controlados pelos pilotos por meio de interruptores situados no painel superior e são comuns também aos tubos Pitot.

A linha estática esquerda possui três pontos para drenagem, enquanto que a linha direita possui dois pontos, sendo todos idênticos aos existentes nas linhas de Pitot.

As linhas estáticas possuem uma câmara de amortecimento em cada linha, com a finalidade de diminuir o tempo de resposta do sistema, evitando oscilações indesejáveis nas indicações dos instrumentos.

Operação

Os dois tubos de Pitot fornecem ar sob pressão proporcional à velocidade do avião, aos respectivos velocímetros e também ao sensor de velocidade do piloto automático (somente o esquerdo).

Os dois sistemas estáticos fornecem pressão ambiente para os velocímetros, altímetros e indicadores de razão de subida. O esquerdo fornece também pressão ambiente para o controlador de altitude do sistema diretor de vôo.

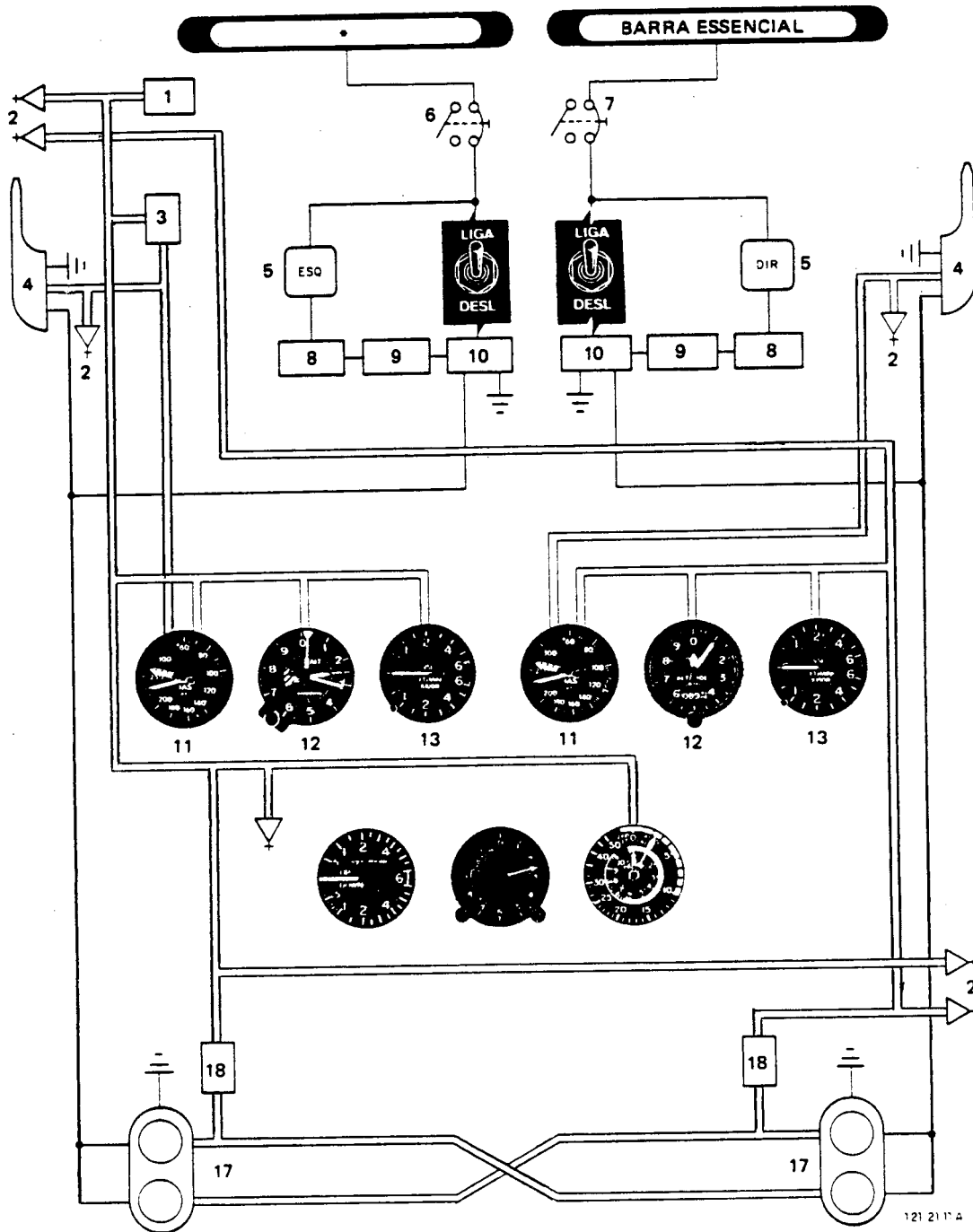


Figura 19-1 Sistemas Pitot e Estático

Sistema Pitot / Estático

O sistema Pitot Estático tem por finalidade sentir e distribuir as pressões estática e dinâmica, do ar para os instrumentos que dependam de dados do ar para uma operação precisa.

Descrição e localização dos componentes - Dois tubos de pitot, instalados um em cada lado do

nariz do avião. Quatro tomadas estáticas instaladas duas em cada lado da fuselagem.

Pressão Dinâmica – Com o avião parado a pressão do pitot é igual à pressão estática. Com o deslocamento do avião, para frente, a pressão do pitot é igual à pressão estática mais a pressão de impacto, que é proporcional à velocidade do avião.

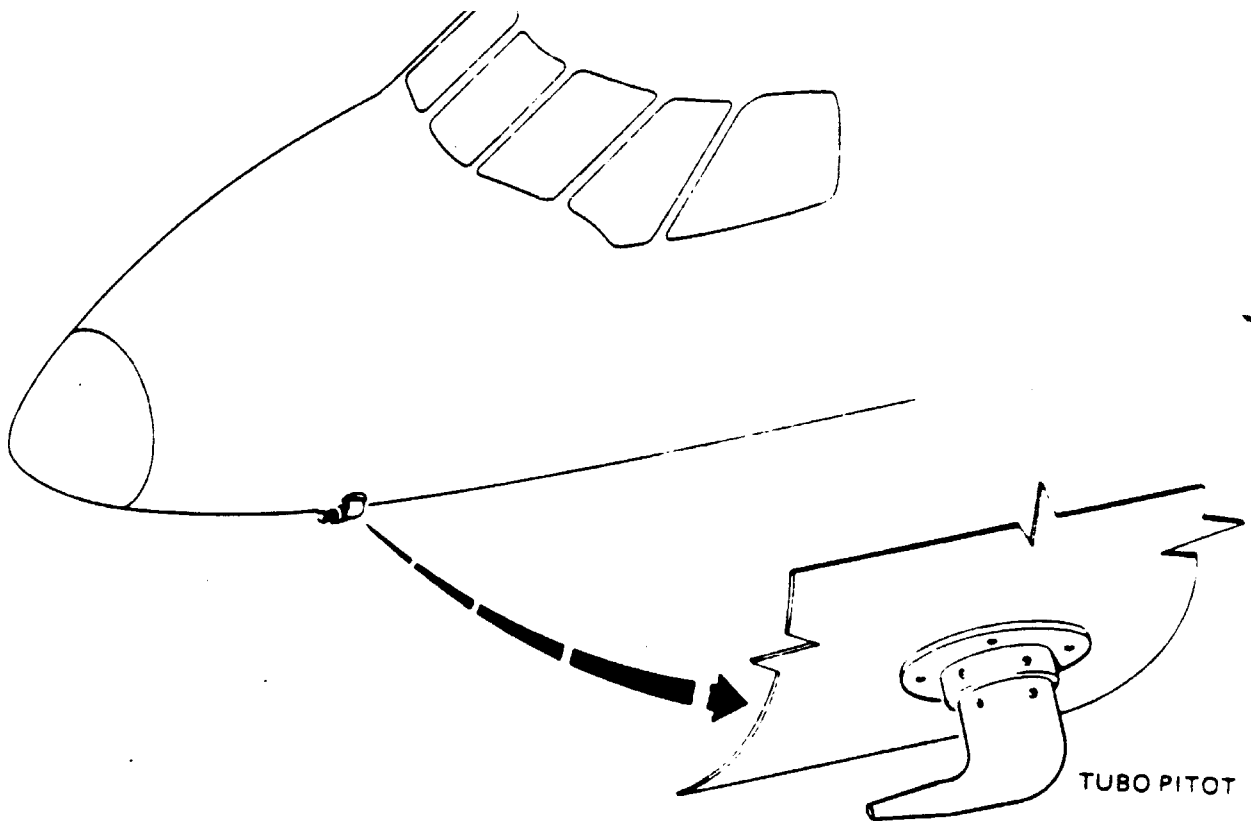


Figura 19-2 Localização do tubo de Pitot

O sistema pitot consta de dois tubos, instalados um em cada lado do nariz do avião. Um dos tubos é ligado ao velocímetro do painel do piloto e o outro ao velocímetro do painel do co-piloto.

Ambas as ligações possuem, derivações para a drenagem da linha.

Cada tubo de pitot possui, internamente, uma resistência elétrica destinada ao aquecimento para evitar a possibilidade de formação de gelo no tubo.

Os tubos de pitot enviam também informações para o sensor de dados do ar.

Pressão Estática – A pressão atmosférica, que circunda o avião, diminui a medida que a altitude aumenta. A fim de medir essa pressão, quatro tomadas, são utilizadas.

As duas tomadas inferiores são ligadas aos instrumentos do painel do piloto e as superiores, ao painel do co-piloto e também ao sensor de dados do ar, instalado no compartimento eletrônico.

As tomadas estáticas são dotadas de resistência elétrica para aquecimento, destinado a impedir a formação de gelo.

Sistema de instrumentação de dados do ar

A instrumentação de dados do ar, tem a finalidade de indicar a velocidade do avião e sua altitude baseando-se em dados atmosféricos.

Descrição e localização dos componentes – O sistema é composto por:

- dois velocímetros;
- dois indicadores de velocidade vertical;
- um altímetro servo codificador;
- um altímetro sensitivo;
- altitude alerta.

Todos os instrumentos estão instalados no painel principal.

Velocímetro – A diferença entre as pressões das linhas estática e dinâmica, fornece a indicação da velocidade do ar.

O indicador possui uma cápsula que transforma essa diferença de pressão em movimento de seu ponteiro, em torno de uma escala.

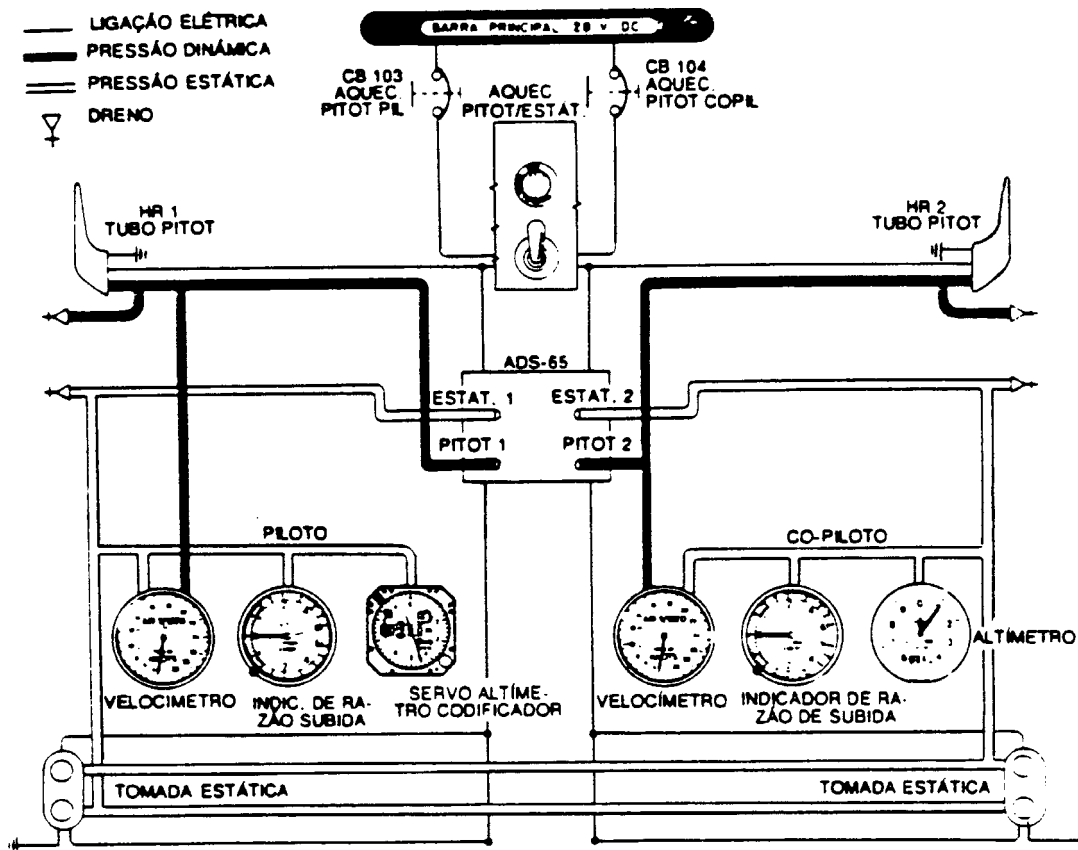


Figura 19-3 Pressão estática

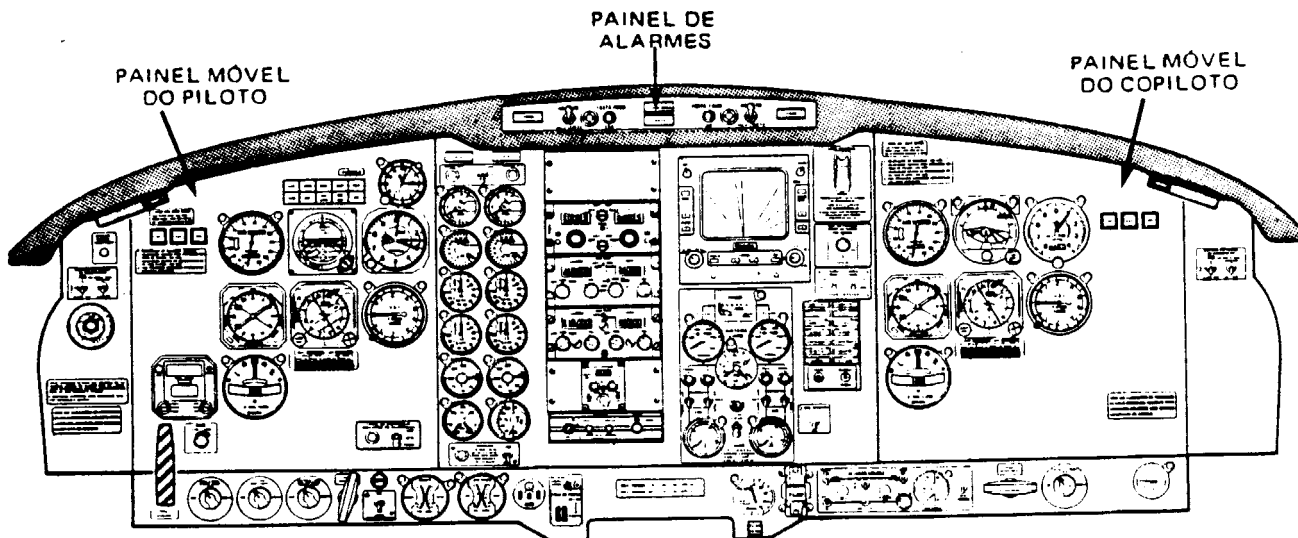


Figura 19-3A Painel principal

Possui também, um dispositivo elétrico que aciona internamente uma bandeira com a inscrição UC (Undercarriage), quando a velocidade da aeronave atinge um valor abaixo de 120 nós, com o trem de pouso não travado em baixo.

As mascas de operação no velocímetro são as seguintes:

- duas radiais vermelhas, uma para Vmca (Velocidade mínima de controle

aerodinâmico) em 84 Kt; e outra para velocidade máxima de operação em 230 Kt;

- uma radial azul em 115 Kt para melhor razão de subida monomotor;
- uma semicircular branca de 72 a 148 Kt para operação com flape;
- uma semicircular verde de 91 a 230 Kt para operação normal.

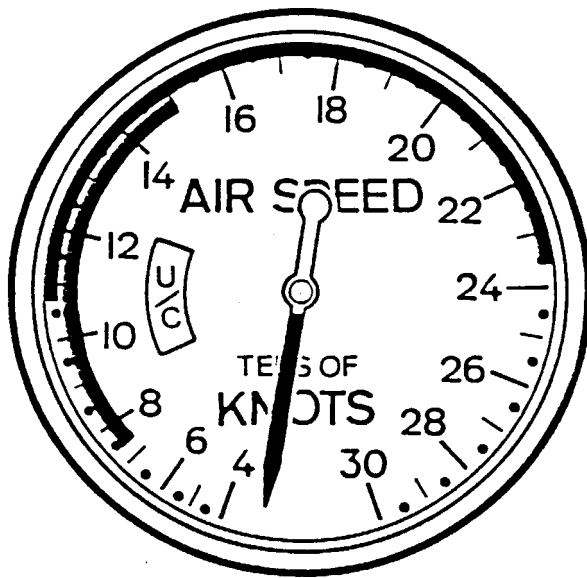


Figura 19-4 Velocímetro

Indicador de velocidade vertical – Dois indicadores de velocidade vertical são instalados no painel de instrumentos e recebem pressão das linhas estáticas.

Estes instrumentos indicam a variação de subida ou descida do avião em pés por minuto. Um só ponteiro indica a razão de subida de 0 (zero) a 6.000 pés por minuto quando gira no sentido horário e indica a razão de descida de 0 (zero) a 6.000 pés por minuto quando gira no sentido anti-horário. Como os outros instrumentos de voo, estes também, são em número de dois e cada um está ligado a uma das linhas de pressão estática.

O ponteiro deste instrumento deve permanecer em zero quando o avião está parado ou quando em voo nivelado.

Por razões diversas, sem constituir pane, o ponteiro desloca-se esporadicamente para fora do zero. Para ajustar novamente em zero, há, no canto esquerdo do indicador, um parafuso de ajuste.

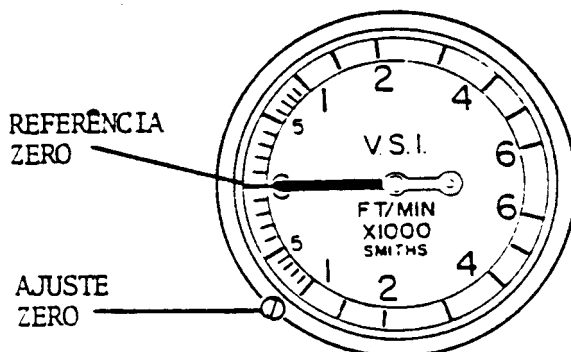


Figura 19-5 Indicador de velocidade vertical

Altímetro – Os altímetros apresentam a altitude barométrica corrigida, indicando as relações entre pressões estáticas e altitudes. Esses altímetros são do tipo indicação por ponteiro. Eles incorporam um botão o qual seleciona a pressão barométrica, indicada em polegadas de mercúrio e em milibares.

Dois altímetros são instalados: servo codificador e sensitivo.

Alerta de altitude – O sistema de alerta de altitude fornece sinais audíveis e visuais a fim de alertar ao piloto quanto à aproximação ou afastamento de uma altitude pré-selecionada.

O sistema constitui-se de um painel alerta de altitude, instalado no painel de alarmes (painel pala).

O sistema de alerta de altitude possui os seguintes controles e fornece as seguintes indicações:

- Botão seletor – Permite a pré-seleção de altitude, na faixa de 0 a 43.000 pés, em incrementos de 100 pés.
- Contador digital – Indica a altitude pré-selecionada de voo, através de 5 dígitos, sendo que os três primeiros indicam milhares e centenas de pés e os zeros são caracteres fixos.
- Luz de alerta – Traz a inscrição ‘ALT’ e, quando iluminada, indica que o avião aproxima-se ou afasta-se da altitude de voo pré-selecionada.
- Bandeira de alarme – Traz a inscrição ‘OFF’ e, quando visível, indica a perda da alimentação elétrica ou informação de altitude sem validade.

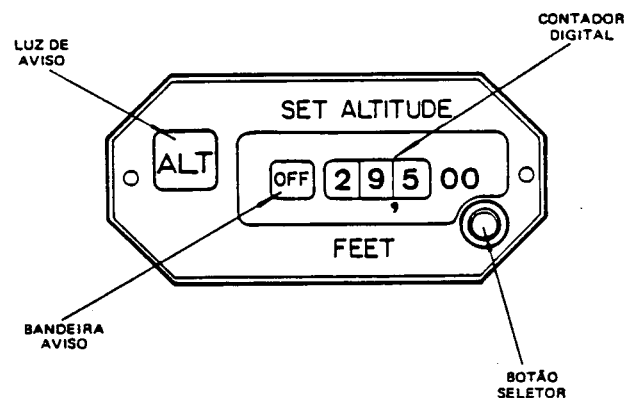


Figura 19-6 Painel de alerta de altitude

Operação

O pré-seletor de altitude e o servo altímetro alertam, ao piloto, quando o avião aproxima-se ou afasta-se de uma altitude de vôo pré-selecionada. Ele é energizado desde que as barras de distribuição da aeronave estejam energizadas e o disjuntor correspondente, pressionado.

O alerta de altitude recebe informação de altitude do servo altímetro e a compara com a altitude pré-selecionada, a fim de ativar a luz de alerta, e uma buzina instalada acima da janela do piloto.

O sistema de alerta de altitude fornece um alarme visual (luz âmbar com a inscrição "ALT", no painel de alerta de altitude e no servo altímetro) e auditivo, quando o avião

atinge um limite de 400 pés, antes da altitude pré-selecionada.

As luzes permanecerão acesas até que o limite de 200 pés seja atingido (momento em que se apagam).

Se o avião não mudar de altitude, passará pela altitude pré-selecionada, quando a diferença será zero e continuará aumentando (a diferença) num outro sentido.

Quando atingir 200 pés, afastando-se da altitude pré-selecionada, as luzes acender-se-ão e a buzina será ativada.

As luzes permanecerão acesas até que o avião retorne para o limite de 200 pés ou seja selecionada uma nova altitude.

O alerta de altitude também fornece um sinal de erro de altitude para o computador do piloto automático.

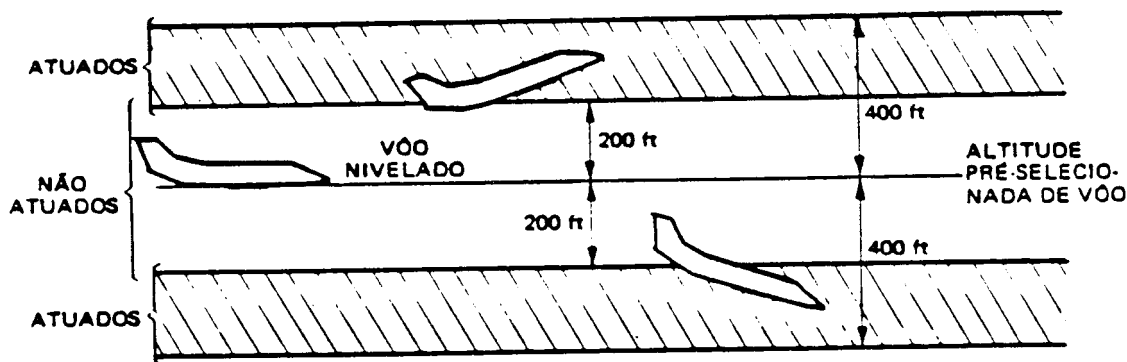


Figura 19-7 Sequência de operação

Altímetro Servo codificador – Esse altímetro fornece uma saída codificada de altitude para o "Transponder" e uma saída síncrono para o sistema alerta de altitude.

O potenciômetro de ajuste é acessível pela frente do instrumento. Um ajuste é necessário quando da instalação inicial ou sempre que a indicação da pressão barométrica não coincidir com a elevação do campo.

O altímetro servo codificador possui uma bandeira de cor laranja e não se pode fazer leitura de altitude quando esta bandeira estiver visível.

A presença da bandeira indica perda de energia elétrica ou que o indicador não alcançou uma leitura correspondente a pressão estática. Enquanto a bandeira estiver visível, a ligação comum do digitador estará interrompida, evitando informações errôneas de altitude.

Esta função é automática e não requer nenhuma ação do piloto. Quando a bandeira desaparecer a unidade estará confiável.

Altímetro sensitivo – É um instrumento que tem dois ponteiros e um arco branco. Os ponteiros se deslocam sobre o mostrador com as escala graduadas em pés.

O ponteiro maior indica centenas de pés por divisão e completa uma volta a cada 1.000 pés.

O ponteiro menor indica milhares de pés por divisão e completa uma volta a cada 10.000 pés.

Um botão na parte inferior do instrumento permite que ele seja ajustado à pressão barométrica, cujo valor aparecerá em uma janela na parte inferior do mostrador do instrumento.

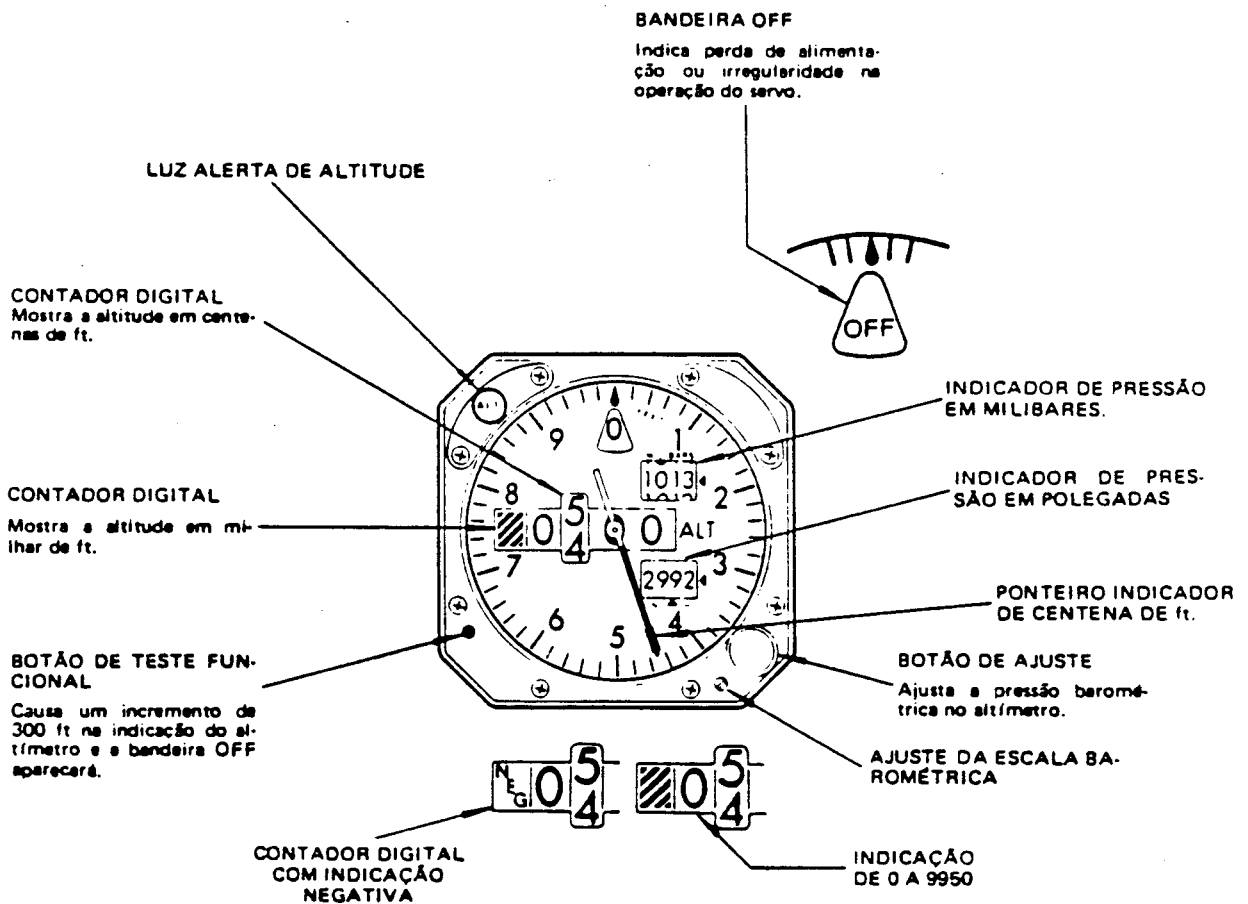


Figura 19-8 Servo altímetro

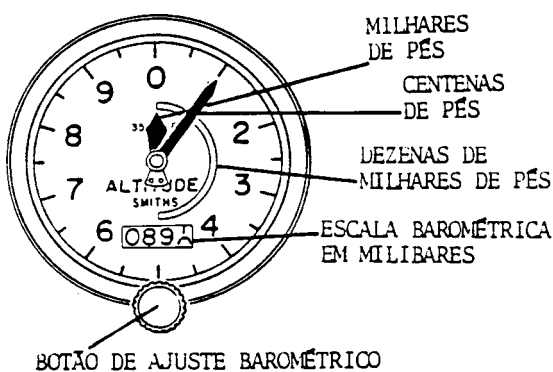


Figura 19-9 Altímetro sensível

INSTRUMENTOS DE NAVEGAÇÃO

Indicador de atitude, de reserva

Este instrumento fornece uma indicação visual das atitudes de "ROLL" e "PITCH" do avião. É um sistema substituto para caso de falha do sistema principal e está instalado no painel principal do avião. Este indicador é um giro atuado eletricamente, cuja atitude vertical é mantida por um dispositivo mecânico de ereção e fornece ao piloto as indicações a seguir.

- Linha do Horizonte – É uma linha branca que indica a relação entre o horizonte e a atitude de "Pitch" do avião.
- Ponteiro de "Roll" – É um ponteiro que indica a atitude de rolamento.
- Índice de rolamento – Através de um ponteiro, fornece a indicação do ângulo de rolamento, do avião. O instrumento permite movimento total de rolamento em 360°, em uma escala graduada tanto para a direita como para a esquerda, em intervalos de 10°, até 30° e, em intervalos de 30°, até 90°.
- Tambor – O tambor possibilita a leitura de "Roll" ou "Pitch". A área preta indica descida e a azul, subida.
- Avião miniatura – Indica atitude de "Roll" e "Pitch", com relação ao horizonte.
- Botão "Caging" – Botão para ereção do giro.
- Bandeira de alarme de Energia Elétrica – É uma bandeira vermelha que, quando à vista, indica falta de alimentação e giro abaixo da rotação nominal de operação.

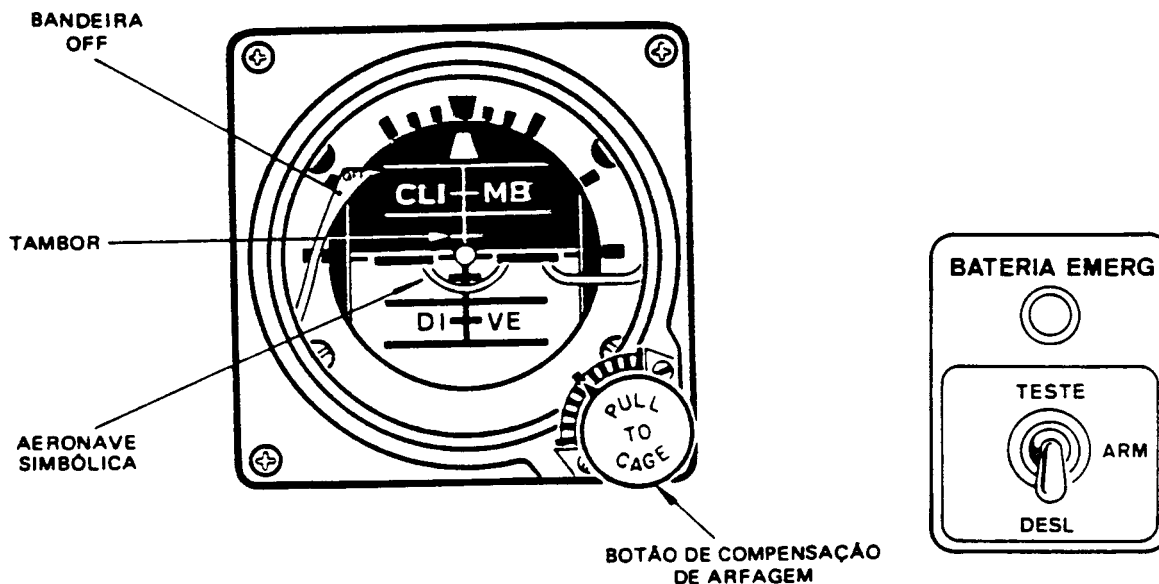


Figura 19-10 Indicador de atitude, de reserva

Operação do sistema

O indicador de atitude, de reserva, é alimentado pela barra de emergência, mas é também conectado a uma bateria de emergência, a qual assegura operação confiável, pelo menos, por 30 minutos após falha total do sistema de geração de CC da aeronave.

O sistema de ereção mecânica e a velocidade do rotor capacitam ao indicador fornecer informações confiáveis por, no mínimo, 9 minutos após total interrupção de energia.

Com o indicador de atitude, de reserva, energizado, a bandeira de alarme fica visível e o giro parado numa posição aleatória.

Quando o giro é alimentado, o mecanismo de pressão faz com que o tambor oscile.

O botão de travamento é utilizado para apressar a ereção, estabilizar e travar o giro.

A posição do avião miniatura é ajustada girando-se o botão de travamento em qualquer dos dois sentidos.

A bandeira de alarme estará visível quando o giro estiver travado ou em caso de interrupção de energia.

O sistema é comandado através do painel “BATERIA EMERG”, localizado na parte superior do painel de instrumentos.

O painel possui uma luz indicadora, que acende quando a bateria de emergência está alimentando o indicador de atitude, de reserva, e um interruptor com as seguintes posições:

- ARM – O sistema fica armado para alimentar os computadores do AHRS e o indicador de atitude, de reserva, no caso de tensão da barra de emergência cair abaixo dos valores normais.
- .DESL – O sistema da bateria de emergência é desativado. Após o corte dos motores, o interruptor deve ser deixado nesta posição para impedir a descarga da bateria.
- TESTE – A bateria de emergência alimenta os computadores do AHRS e o indicador de atitude, de reserva, com ou sem energia na barra de emergência. Para testar a integridade do sistema, a barra de emergência deve estar desenergizada.

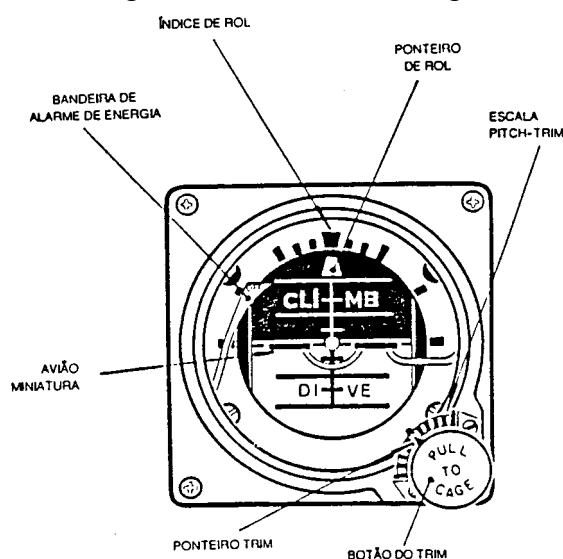


Figura 19-11 Funções do indicador de atitude de reserva

Bússola magnética

A bússola magnética indica a proa do avião com respeito ao norte magnético. É utilizada pelos pilotos para uma rápida referência direcional, como auxílio à navegação e está instalada na parte central, superior do pára-brisas.

Sempre que for feita a compensação do sistema AHRS, deverá ser feita a verificação de compensação da bússola magnética, ou vice-versa, e se necessário compensá-la.

O flange de fixação possui duas fendas que permitem a rotação de dez graus para cada lado.

Estas fendas destinam-se a permitir a ajustagem de posição do eixo da linha de fé da bússola com o eixo longitudinal do avião.

Um diafragma interno permite a dilatação do líquido, devida às variações de pressão.

As discrepâncias entre os rumos magnéticos e as indicações obtidas, devem ser marcadas no cartão de correção de 30 em 30°.

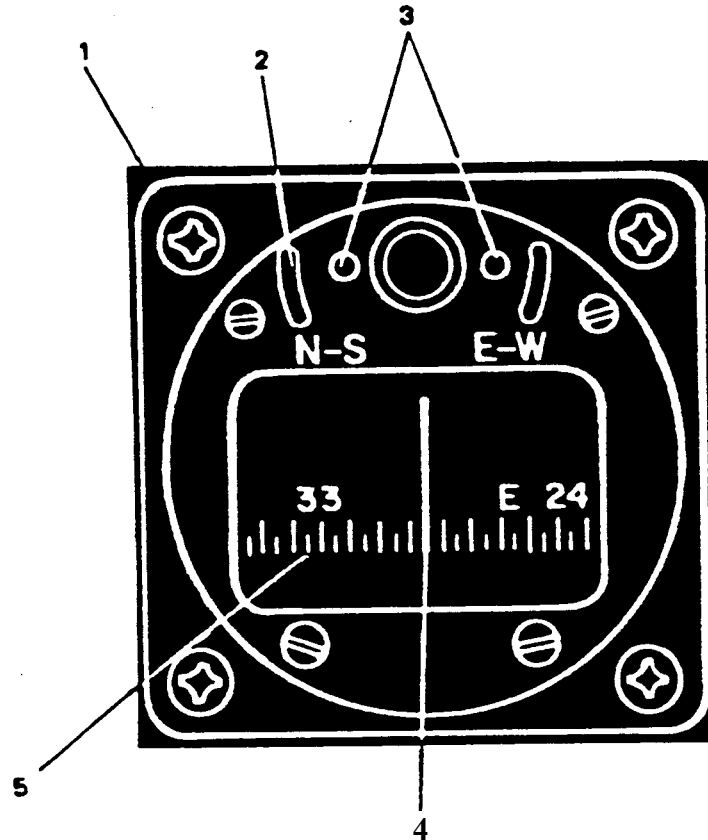


Figura 19-12 Bússola magnética

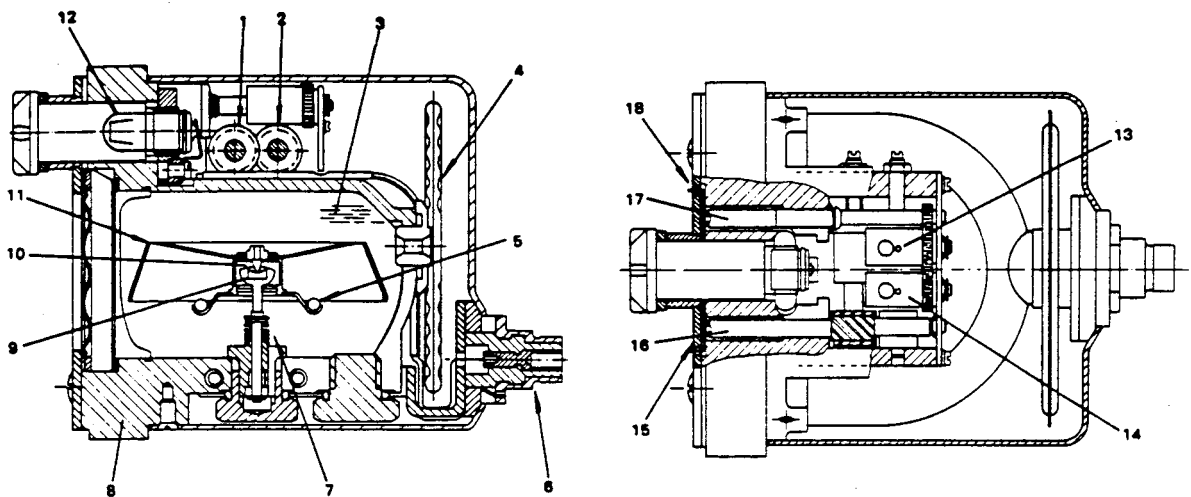


Figura 19-13 Mecanismo da bússola magnética

Indicador Radiomagnético (RMI)

É um instrumento que fornece indicação de proa magnética, num cartão compasso calibrado cuja leitura é efetuada com referência à linha de fé. Ele recebe dados de VOR e ADF, bem como entrada dos AHRS numa configuração cruzada.

Dois indicadores radiomagnéticos estão instalados no painel principal de instrumentos.

O RMI apresenta um cartão compasso, uma linha de fé, uma bandeira de falha de proa magnética, dois ponteiros (um simples e um duplo) e dois botões de controle dos ponteiros.

- Cartão compasso/Linha de fé – O cartão compasso mostra a proa magnética do avião, lida contra uma linha de fé fixa. A informação de proa magnética, de cada RMI, é fornecida cruzada com o computador do AHRS do lado oposto (AHRS 1 com o RMI 2 e AHRS 2 com o RMI 1).

- Bandeira de falha de Proa Magnética – É visível em caso de falha do sincronismo entre o RMI e o computador AHRS, falha de indicação magnética ou falha de energia elétrica no instrumento.
- Ponteiros Simples e Duplo – Ambos podem indicar orientação de ADF ou VOR. Eles indicarão a posição 3 horas nos seguintes casos:
 - Falha de ADF.
 - Falha ou falta de alimentação no sistema VOR.
 - Seleção de uma frequência de ILS.
- Botão do Ponteiro de barra Simples – Seleciona o modo de operação (ADF 1 ou VOR 1), associado ao ponteiro de barra simples.
- Botão do Ponteiro de barra Dupla – Seleciona o modo de operação (ADF 2 ou VOR 2), associado ao ponteiro de barra dupla.

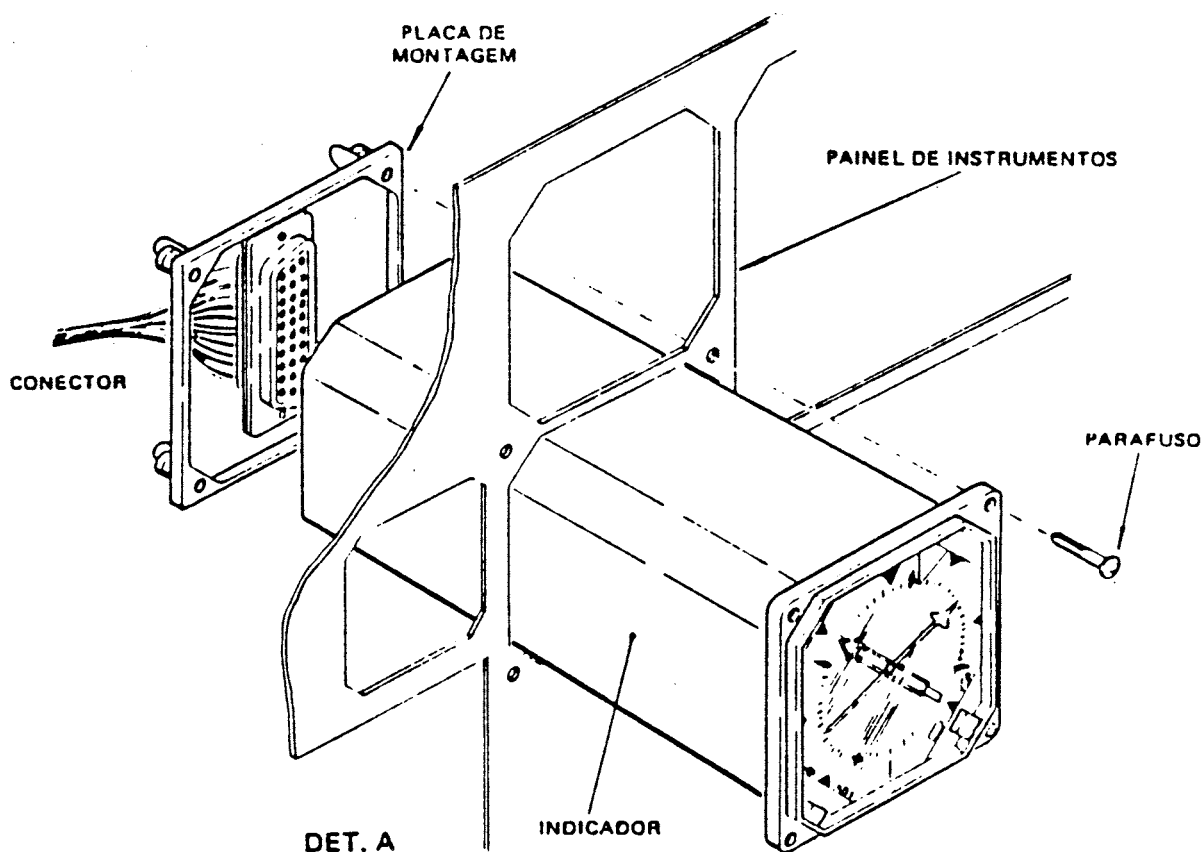


Figura 19-14 Instalação do indicador radio-magnético

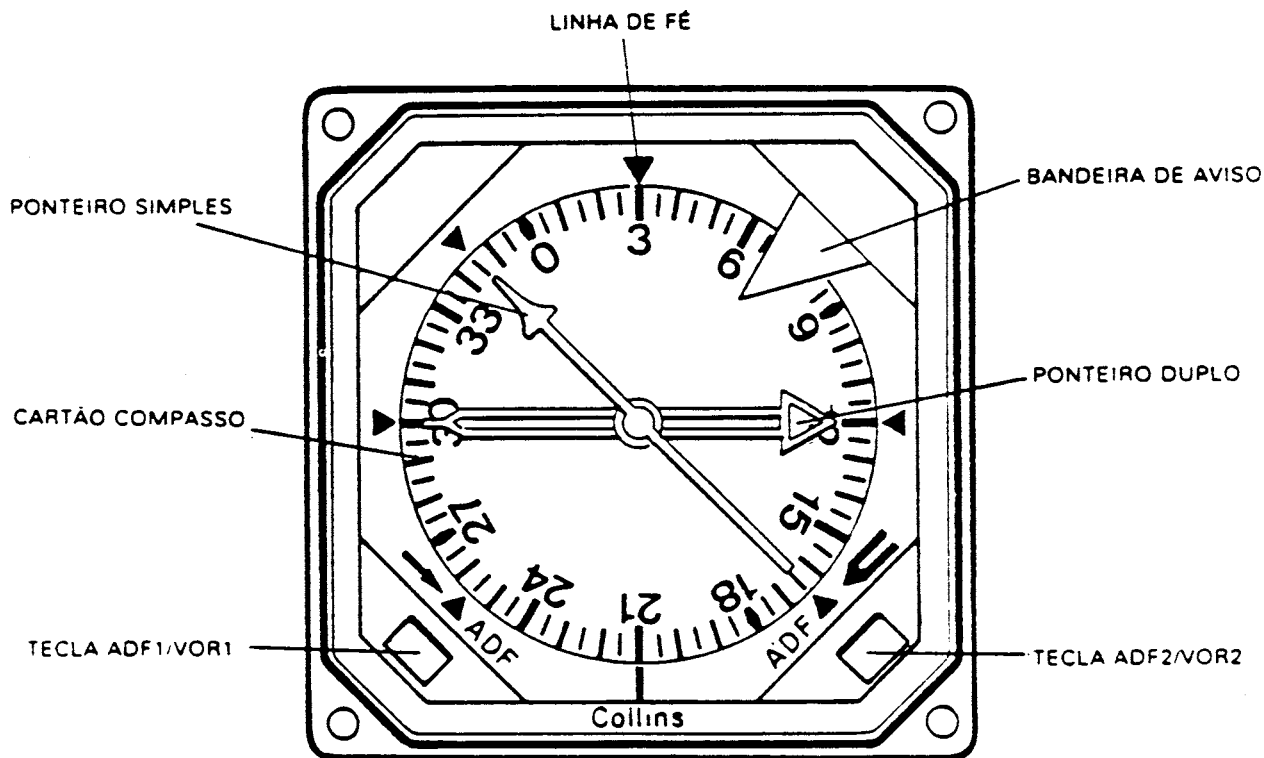


Figura 19-15 Indicador radiomagnético RMI-36

Operação típica como VOR

- Energiza os receptores de navegação.
- Selecione um canal de VOR.
- Pressione o botão VOR/ADF a fim de selecionar VOR, no indicador. O ponteiro selecionado indicará a proa relativa do avião para a estação VOR selecionada.
- Se o sinal do VOR não for satisfatório o ponteiro do RMI indicará a posição de 3 horas.

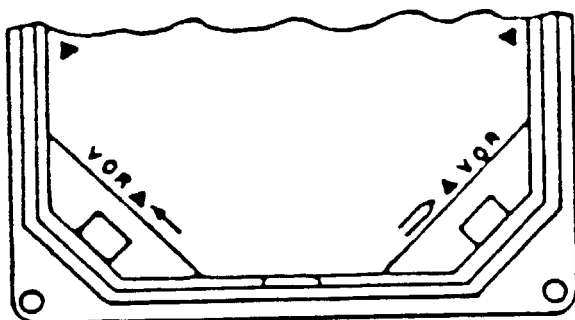


Figura 19-16 Comando de operação VOR

Operação típica como ADF

- Sintonize a unidade de controle do ADF para a frequência desejada.
- Gire o seletor de função, na unidade de controle do ADF, para a posição ADF.

- Pressione o interruptor VOR / ADF, do RMI, a fim de selecionar ADF, no indicador.
- O ponteiro do RMI indicará a proa relativa para a estação de ADF selecionada. Se o sinal recebido pelo ADF não for satisfatório, o ponteiro do RMI indicará a posição 3 horas.

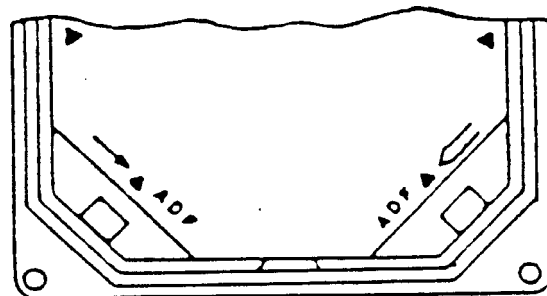


Figura 19-17 Comando de operação ADF

Bússola magnética C-14

Os sistemas de bússola giromagnética destinam-se a fornecer aos pilotos uma indicação de rumo magnético estabilizadas por meio de giroscópio, possuindo também recursos para funcionar com rumo não magnético estabilizado pelo giroscópio e selecionado pelos pilotos.

Possui dois sistemas independentes e idênticos de bússola giromagnética.. Cada sistema envia sinais de rumo magnético para um indicador de curso. Estes sinais são repetidos nos indicadores RMI. O indicador RMI do copiloto repete os sinais de rumo magnético do indicador de curso do piloto e vice-versa.

Em algumas versões, os sinais, antes de irem para os Indicadores de Curso e RMIs, passam por um sistema de transferência de Bússola Giromagnética que faz o cruzamento dos mesmos.

O sistema que envia sinais para o indicador de curso do piloto é o que faz parte dos componentes do diretor de vôo.

Os componentes exclusivos de cada sistema de bússola giromagnética (Figuras 19-18 e 19) são os seguintes:

- Um detector de fluxo situado na ponta da asa.
- Um conjunto de giroscópio e sincronizador situado no compartimento de bagagem do nariz.
- Um compensador remoto DRC-1 comum aos dois sistemas.
- Um painel de controle.

Operação

Cada sistema de bússola giromagnética C-14 possui um painel de controle (figura 19-19) por meio do qual o piloto pode desacoplar o giroscópio do detector de fluxo e selecionar um rumo não magnético.

Com o giroscópio acoplado

- Energizando o sistema, após três minutos o indicador de curso e o RMI correspondente deverão estar indicando o rumo magnético captado pelo detector de fluxo.
- O tempo inicial de sincronização é de 45 segundos no máximo. A sincronização rápida processa-se na razão de 50 graus por minuto, podendo ser verificada desacoplando momentaneamente o giroscópio, mudando o rumo e acoplando novamente.

Com o giroscópio desacoplado

- Com o giroscópio desacoplado, o rumo dado pelo indicador de curso e pelo RMI

não será o rumo magnético, podendo ser selecionado por meio do interruptor momentâneo existente no painel de controle.

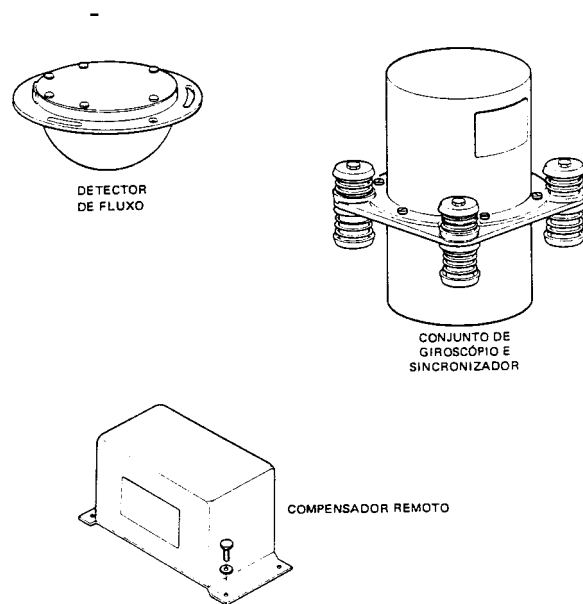


Figura 19-18 Componentes da bússola Giromagnética C-14.

Descrição dos componentes

- Detector de fluxo – Capta o componente horizontal do campo magnético da terra e converte a informação em sinal elétrico de referência para o sistema.
- Conjunto de Giroscópio e Sincronizador – Consiste realmente de dois conjuntos separados; o do giroscópio e o do sincronizador. O conjunto do giroscópio possui um amplificador, cuja função é mantê-lo acoplado ao rumo magnético captado pela válvula de fluxo. Os circuitos normal e rápido de acoplamento, bem como os de monitoramento são contidos no conjunto sincronizador, que serve também de suporte para o conjunto de giroscópio.
- Compensador remoto – Sua função é compensar os desvios causados no campo magnético sentido pelo detector de fluxo, devido às peças ferromagnéticas existentes nas proximidades do detector. Isto é feito, aplicando quantidades controladas de corrente nas bobinas do detector de fluxo. Esta corrente é controlada por potenciômetros de precisão. Cada compensador tem provisões para compensar dois sistemas independentes.

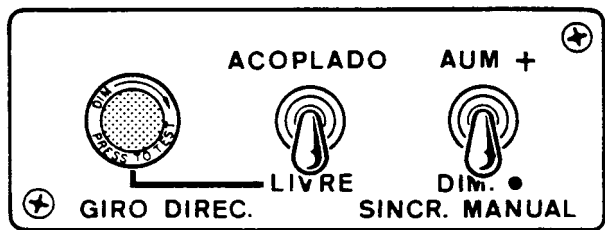


Figura 19-19 Painel de controle da Bússola Giromagnética.

Sistema de Transferência da Bússola Magnética

- Os sinais da bússola giromagnética passam por uma caixa de transferência antes de alimentarem os indicadores de curso, indicadores radiomagnéticos (RMI) e Piloto Automático.
- O sistema é comandado através da chave “Seletor Bússola Giromagnética” de duas posições, localizada no painel do piloto abaixo do Indicador de Curso, conforme descritas a seguir.
 - Posição “Normal” - Nesta posição, o Giro Direcional 1 alimenta o Indicador de Curso do piloto, o RMI do co-piloto e o Piloto Automático; o Giro Direcional 2 alimenta o Indicador de Curso do co-piloto e o RMI do piloto.
 - Posição “Cruzado” – Nesta posição as funções dos Giros são invertidas, passando o Giro 1 a alimentar o Indicador de Curso do co-piloto e o RMI do piloto; e o Giro 2 a alimentar o Indicador de Curso do piloto, o RMI do co-piloto e o Piloto Automático.
- Cada piloto tem em seu painel um indicador magnético (figura 19-20), sendo que o do piloto está junto com a chave “Seletor Bússola Giromagnética”. Os indicadores informam aos pilotos, através das inscrições “GC1” ou “GC2”, qual sistema de bússola está alimentando seu Indicador de Curso, como é explicado a seguir.

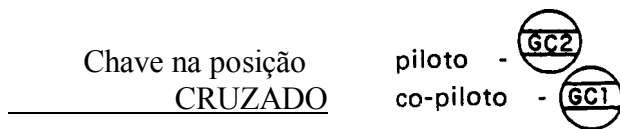
Avião desenergizado:

Chave em qualquer posição



Avião energizado:

Chave na posição NORMAL



Compensação do Sistema de Bússola Giromagnética C-14

- Depois da remoção, reinstalação ou substituição de um detector de fluxo, ou periodicamente, o sistema deve ser compensado novamente.
- Para uma compensação rigorosa deste sistema, proceda de acordo com os seguintes passos:
 NOTA – Antes de executar os ajustes a seguir, todos os componentes e instrumentos do Sistema Diretor de Vôo devem estar instalados e os potenciômetros de compensação, no compensador remoto, colocados em suas posições centrais (metade do curso).
 - A válvula de fluxo deve ser substituída, caso não funcione satisfatoriamente ao ser verificada quanto a desvio magnético, erro de índice ou compensação adequada.

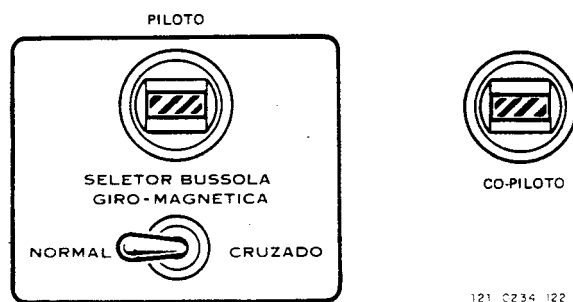


Figura 19-20 Chave de transferência da Bússola Giromagnética e os indicadores magnéticos.

ADVERTÊNCIA – Para fazer o teste de continuidade na válvula de fluxo, use o verificador de continuidade T321188 ou similar, isto evitará possíveis danos nas espiras e magnetização do núcleo.

Não permita que passe uma corrente maior que 1 miliampère através do elemento sensor da válvula de fluxo, pois esta irá permanentemente magnetizar o elemento e torna-lo inútil. Na escala “R x 100” o multímetro conduzirá uma corrente de 1 miliampère. Mesmo que se vá fazer uma leitura de baixa resistência, não use uma escala menor que “R x 100” no medidor.

Verifique a saída de outros multímetros antes de usá-los como miliamperímetros.

NOTA: Os motores não precisam estar ligados durante este ajuste.

Neste caso, a aeronave é alimentada por uma fonte externa. A viragem no solo poderá ser mais rápida e convenientemente executada com o uso do conjunto calibrador de bússolas MC-1 ou MC-2.

- Coloque a aeronave numa Rosa dos Ventos e dirija a proa para cada um dos quatro pontos cardeais.
- Registre as diferenças de leituras entre o mostrador do indicador de curso e a Rosa dos Ventos, tanto positivas quanto negativas, dependendo se as leituras no mostrador são maiores ou menores que as da Rosa dos Ventos. A cada mudança de direção da proa para os pontos cardeais, espere até que o mostrador se estabilize, antes de fazer as novas leituras.
- Adicione os erros algebricamente e divida por quatro. O resultado é o erro de índice.
- Solte os parafusos que fixam o flange da válvula de fluxo à sua superfície de montagem e gire o flange da unidade para cancelar o erro de índice.
Se o erro for positivo, o flange deve ser girado no sentido anti-horário (dando assim, uma leitura “menos” no flange), como visto por cima da unidade.
Se o erro for negativo, gire o flange no sentido horário (dando uma leitura “mais” no flange). O giro da válvula de fluxo deve ser igual ao erro de índice.
- Aperte os parafusos de fixação e verifique novamente as leituras nos quatro pontos cardeais. Recalcule o erro de índice para se certificar de que este é zero. Caso não seja zero, reajuste o flange da válvula de fluxo até que o erro seja cancelado. Quaisquer erros que ainda permaneçam maiores do que ± 1 grau, causados por campos magnéticos

externos, devem ser anulados usando-se o Compensador Magnético Remoto.

- Ajustes do Compensador Remoto

NOTA – Antes de iniciar os ajustes a seguir, no compensador remoto, faça a instalação da válvula de fluxo e o ajuste do erro de índice descrito no item anterior.

- a Remova a tampa do compensador remoto.
- b Certifique-se de que os potenciômetros de compensação estejam em suas posições centrais (metade do curso total).
- c Com o avião na Rosa dos Ventos, dirija o nariz do avião para o ponto cardeal NORTE e deixe que o cartão de bússola do Indicador de Curso se estabilize.
- d Compense qualquer diferença entre a proa atual e a indicada no Indicador de Curso, soltando a porca-freno e ajustando o potenciômetro N-S no compensador. Aperte a porca-freno.
- e Repita o item “c”, colocando o nariz do avião para o ponto cardeal LESTE.
- f Repita o item “d”, ajustando o potenciômetro E-W.
- g Repita o item “c”, para o ponto cardeal SUL.
- h Repita o item “d”, ajustando o potenciômetro N-S de modo a compensar apenas a metade do erro.
- i Repita o item “c” para o ponto cardeal OESTE.
- j Repita o item “h” ajustando o potenciômetro E-W
- k Como teste, gire a aeronave em incrementos de 30 graus e anote as leituras do mostrador da bússola. Todas as leituras devem estar, no máximo, a um grau da proa real. Se os erros forem maiores que um grau, repita o ajuste do erro de índice descrito no item anterior, e os ajustes acima, para uma maior precisão.

NOTA – O conjunto Calibrador de Bússola MC-1 ou MC-2 pode ser usado para ajustar o erro de índice e o Compensador Remoto em substituição aos procedimentos descritos acima.

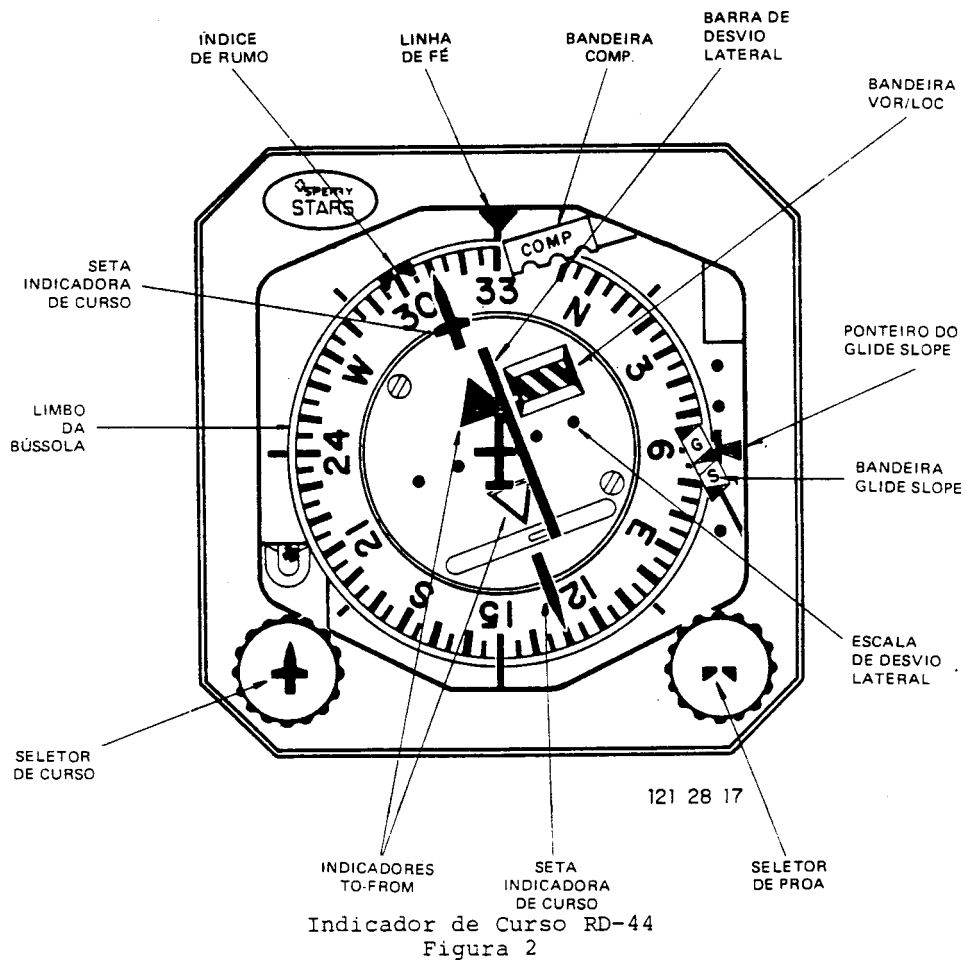


Figura 19-21 Indicador de Curso RD-44.

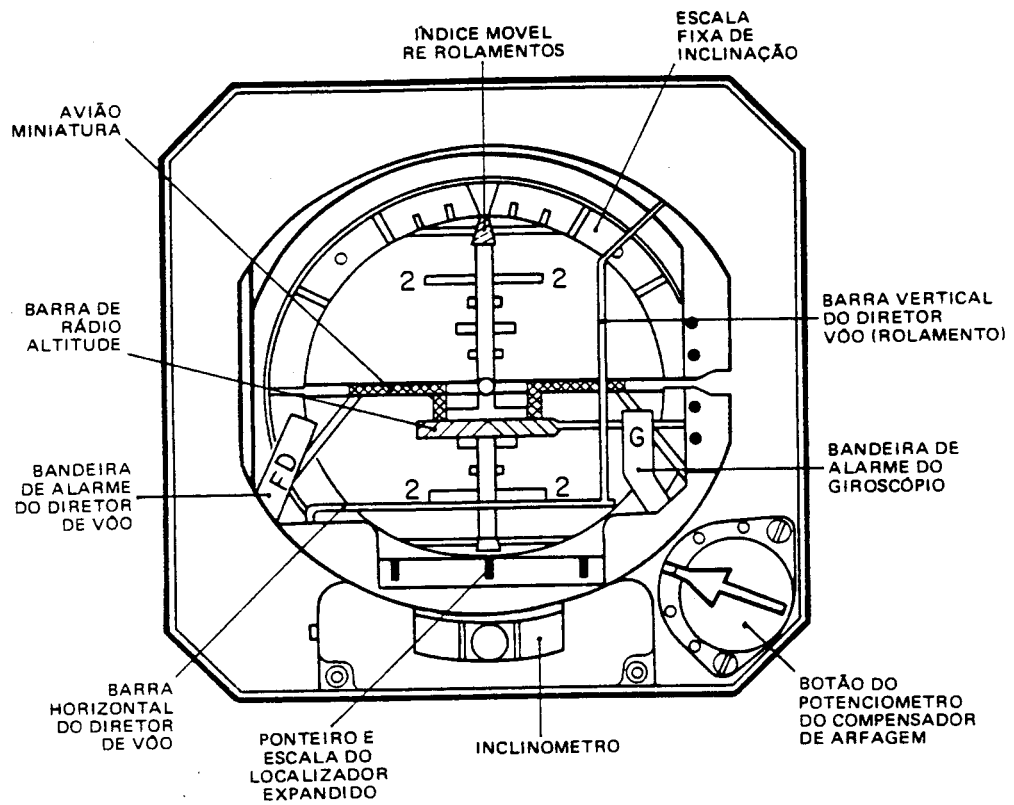


Figura 19-22 Indicador do Diretor de Vôo GH-14.

SISTEMA AUTOMÁTICO DE DIREÇÃO

O sistema ADF é projetado para fornecer informações de proa relativa, ou seja, com relação a uma estação de terra sintonizada e a recepção de áudio, para sinais de AM de baixa e média frequência, na faixa de 190 a 1750 kHz.

A informação de proa relativa (da estação) é apresentada nos indicadores radiomagnéticos (RMI) e nos indicadores de situação horizontal (EHSI).

O conceito de navegação ADF é baseado na habilidade que tem o sistema de bordo, de fornecer indicação de proa, relativa à direção de uma estação de rádio selecionada. Quando o cartão compasso de um RMI indica a proa do

avião, a leitura do ponteiro indicador, contra o cartão compasso, fornece a direção magnética para a estação.

A aeronave emprega dois receptores ADF em sistemas independentes, cujas indicações são apresentadas nos indicadores RMI e EHSI.

Os ADFs são usados nas seguintes funções:

- Como radiogoniômetro automático, para fornecer indicações contínuas de marcações magnéticas das estações sintonizadas.
- Como receptores convencionais para permitir a recepção auditiva de sinais modulados em amplitude na faixa de frequência abrangida.

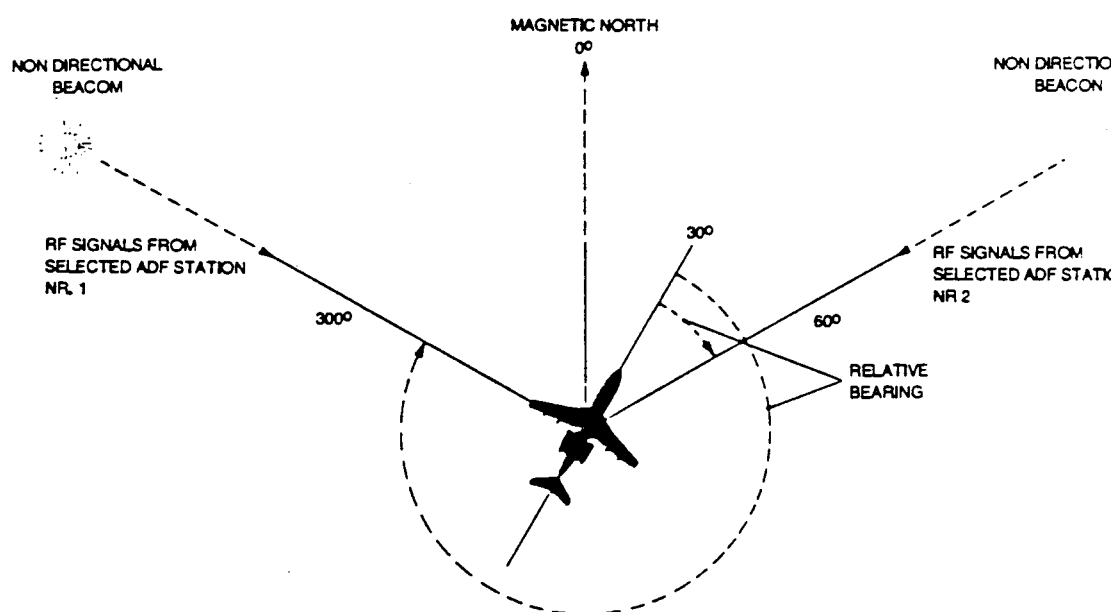


Figura 19-23 Sistema de navegação ADF

Descrição e localização dos componentes

Cada sistema é composto por:

- Um receptor ADF COLLINS 51Y-7, instalado no compartimento eletrônico.
- Um painel de controle COLLINS 614L-13 instalado no painel principal.
- Uma antena LOOP TECNASA ADF-500, instalada na parte inferior da aeronave.
- Uma antena SENSE, instalada na barbatana dorsal da aeronave.
- Dois indicadores radiomagnéticos COLLINS-RMI 36
- Um corretor quadrantal.

Receptor de ADF – O receptor de ADF é do tipo sintonia digital conectado ao painel de controle, através de barras de dados digitais,

para seleção de frequências; e a antena, a fim de receber informações de RF.

As saídas do receptor são conectadas ao EHSI, RMI e sistema de áudio, do avião a fim de fornecer indicação de proa e identificação em áudio, respectivamente.

Painel de controle – Os sistemas ADF1 e ADF2 são comandados por meio de um painel de controle duplo, localizado no painel principal, que possui os seguintes comandos e indicações:

- Seletores de função.
- Controles de ganho(GAIN)
- Seletores de frequência.
- Janelas indicadoras de frequência.
- Interruptor TONE.

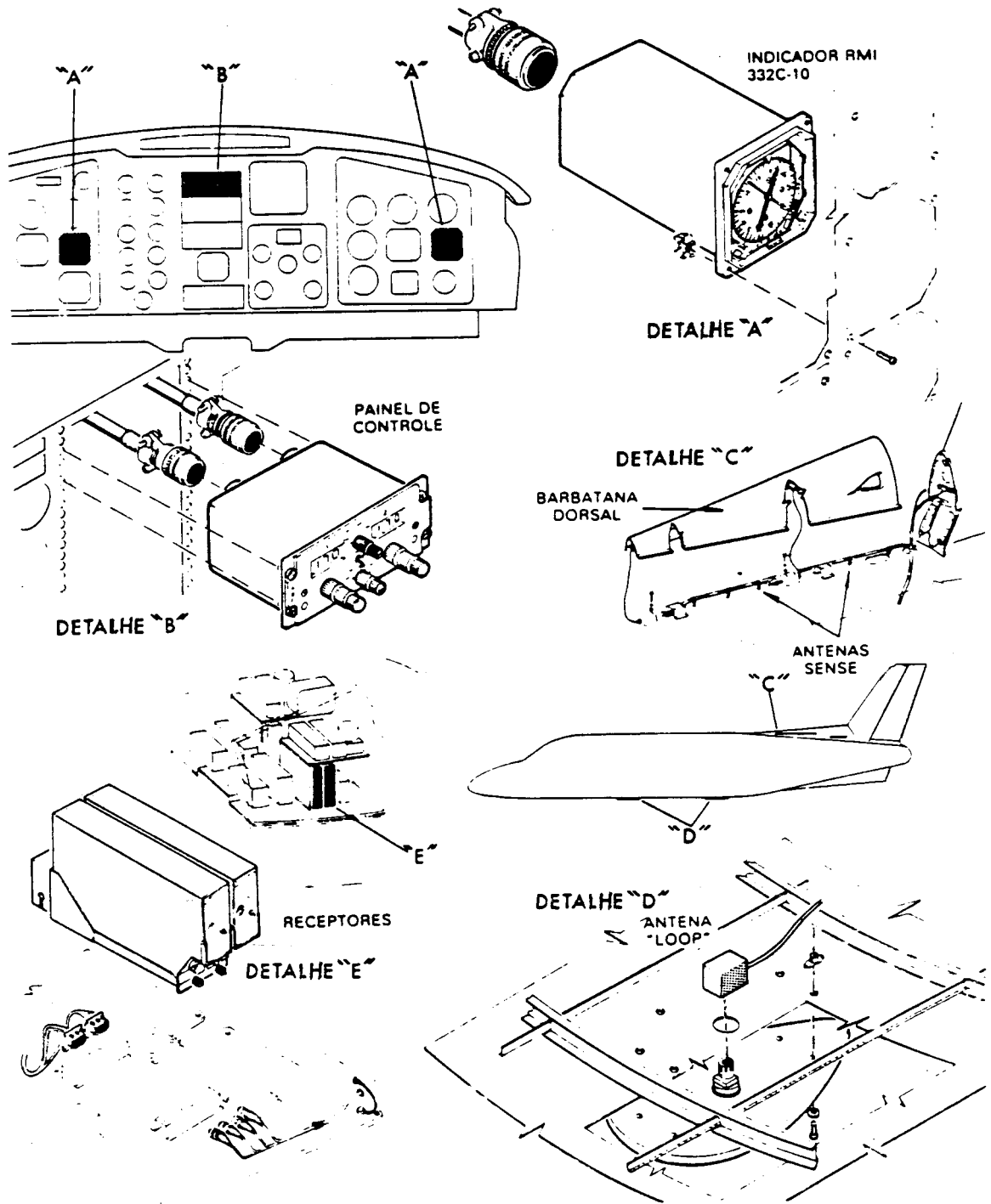


Figura 19-24 Localização dos componentes do sistema ADF.

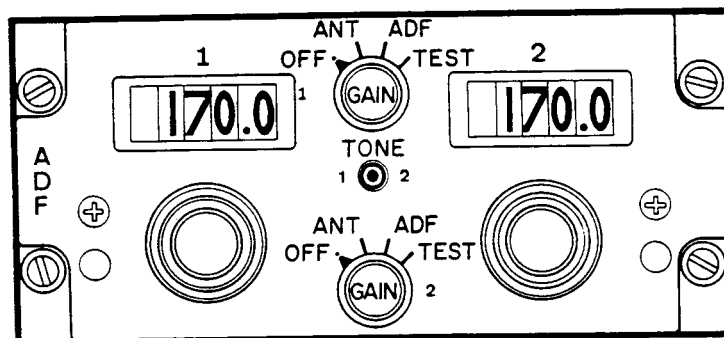


Figura 19-25 Painel de controle do ADF

Descrição e Localização dos componentes

Seletores de função

Os seletores de função estão localizados exatamente no centro do painel. São dois interruptores rotativos idênticos, cada um com quatro posições. O interruptor superior controla o ADF1 e o inferior controla o ADF2.

As posições com as respectivas funções são:

- OFF – Desliga o sistema.
- ANT – Liga o receptor à antena SENSE (não direcional). Nesta posição, o sistema funciona como radioreceptor convencional e é usado também para recepção de sinais auditivos das estações de radiofaixa.
- ADF – Liga o receptor à antena SENSE e à antena LOOP (direcional). Nesta posição, o sistema funciona como radiogoniômetro automático.
- TEST – Nesta posição é acionado o circuito-teste do receptor, o ponteiro dos indicadores RMI deverá colocar-se em 45° e um tom de 1020 Hz deverá ser ouvido.

Controle de ganho (GAIN)

Estes controles permitem ajustar o nível de saída de áudio. Existem dois controles, um para o ADF1 e o outro para o ADF2. Estes controles são botões concêntricos aos seletores de função. O botão superior é o controle de ganho do ADF1 e o botão inferior é o controle de ganho do ADF2.

Seletores de frequência

São dois conjuntos, cada um formado por três botões concêntricos e estão localizados na parte inferior do painel. O conjunto da esquerda seleciona a frequência do ADF1 e o conjunto da direita seleciona a frequência do ADF2.

Em cada conjunto, o botão externo seleciona a frequência em intervalos de 100 kHz a qual é indicada pelos dois primeiros algarismos da janela indicadora.

O botão intermediário seleciona a frequência em intervalos de 10 kHz, a qual é indicada pelo terceiro algarismo da janela indicadora; o botão interno seleciona a frequência em intervalos de 0,5 kHz, a qual é

indicada pelos dois últimos algarismos da janela indicadora.

Janelas indicadoras de frequência

Existem duas janelas: a da esquerda indica a frequência do ADF1 e a da direita a frequência do ADF2.

Interruptor TONE

Este interruptor é usado para a recepção de sinais de CW (não modulados). Na posição 1 um oscilador de 1020 Hz do ADF1 é ligado para modular os sinais de CW recebidos. Na posição 2, é ligado o oscilador de 1020 Hz do ADF2.

Dessa maneira, a recepção audível de sinais CW, só é possível através de um ADF por vez. Durante a recepção CW, um tom de 1020 Hz será ouvido através dos fones ou auto-falantes.

Antena LOOP

As antenas LOOP (direcionais) são do tipo TECNASA ADF-500 e estão instaladas na parte inferior da fuselagem.

Antenas SENSE

As antenas SENSE (não direcionais) são montadas na barbatana dorsal do avião, formando um único conjunto.

Indicadores Radiomagnéticos

O avião está equipado com dois RMIs (COLLINS RMI-36), localizados no painel de instrumentos do piloto e do co-piloto. Cada RMI possui dois ponteiros. O ponteiro de haste simples indica a estação sintonizada pelo ADF1 ou pelo VOR1 e o ponteiro de haste dupla indica a estação sintonizada pelo ADF2 ou VOR2. Para os indicadores radiomagnéticos que não possuem teclas próprias, a seleção de ADF ou VOR é feita através de duas chaves BRG1 e BRG2, instaladas nos painéis de instrumentos, abaixo de cada RMI.

Corretor Quadrantal

O Corretor Quadrantal QCA 7301 está instalado entre o receptor ADF1 e a antena

LOOP do adfl para corrigir as informações da antena ao receptor, devido ao comprimento do cabo coaxial.

Operação do sistema

Os sinais da estação de terra são recebidos através das antenas SENSE e LOOP e são enviados ao receptor. O receptor fornece informações de proa relativa à estação sintonizada, nos indicadores.

O sistema envia as seguintes informações:

- Saída de sinal SEM / COS para o RMI.
- Saída de sinal SEM / COS para o sistema EHSI.
- Saída de áudio, para o sistema de áudio do avião.

O painel de controle proporciona a seleção de frequência e de modo de operação e transfere dados para o receptor.

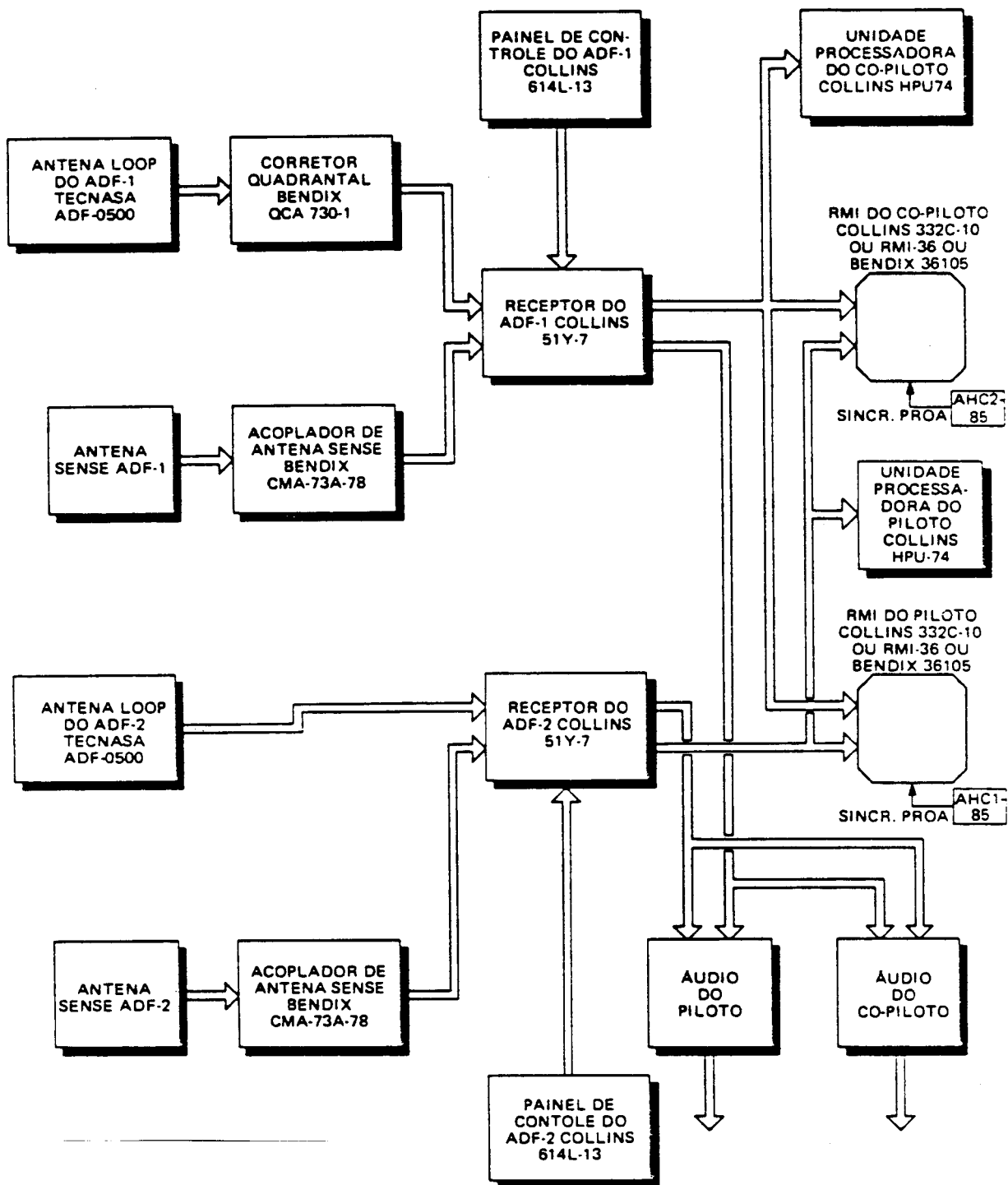


Figura 19-26 Diagrama bloco do sistema ADF.

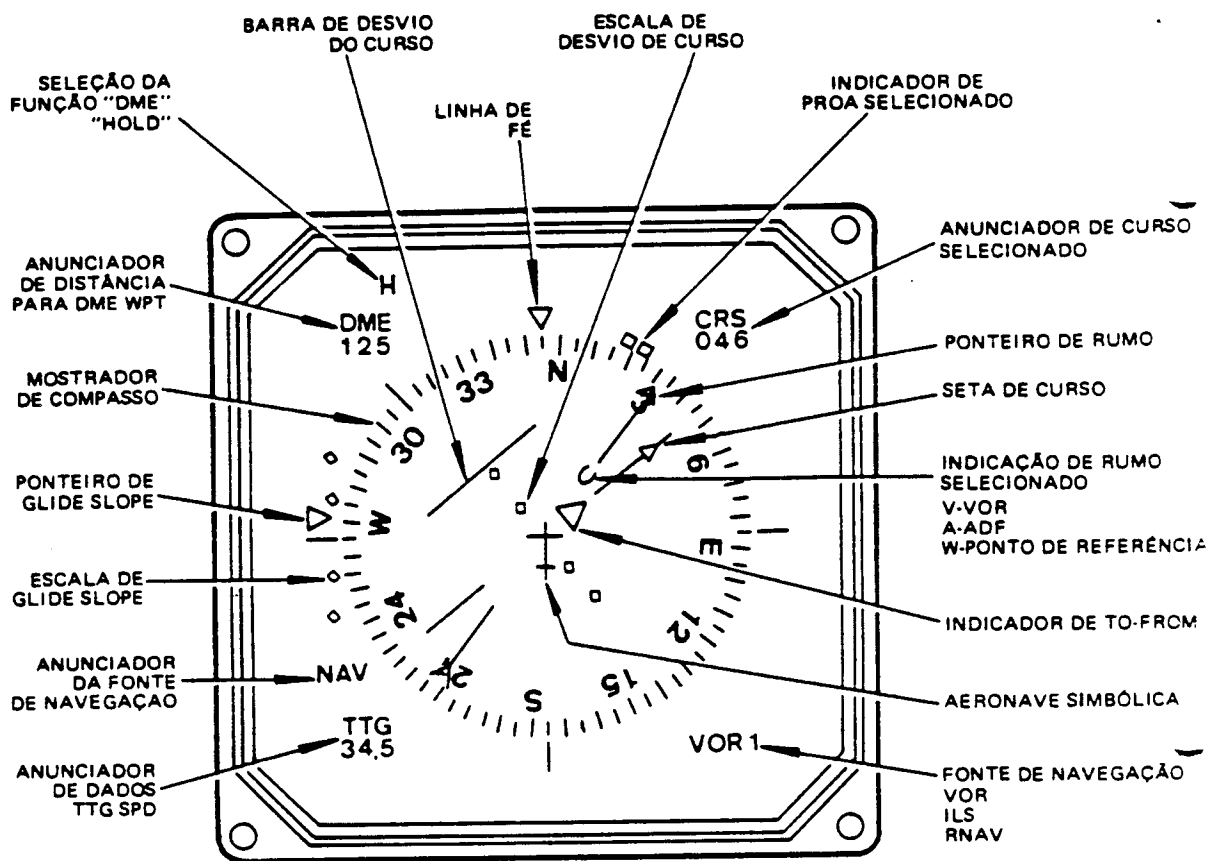


Figura 19-27 Indicador EHSI

SISTEMA VOR / LOC – GS – MB

VOR / LOC a função básica do VOR (VHF – OMNIDIRECTIONAL RANGE) é fornecer meios para que seja determinada a posição do avião, com referência a uma estação de terra e, também seguir uma rota em direção à estação ou no afastamento da mesma. Isto é efetuado pela indicação do posicionamento do avião, na radial da estação de VOR selecionada ou determinando-se a radial na qual a aeronave se encontra.

A diferença de fase entre os dois sinais que são gerados pelo VOR (estação de terra) é avaliada de acordo com a direção do avião em relação à estação (de terra), de modo que uma determinada radial é representada por uma diferença de fase.

É gerado um sinal de referência, não direcional, cuja fase é a mesma a qualquer momento e em todas as direções.

O outro sinal apresenta variações de fase a cada instante e em cada direção. Os dois sinais terão a mesma fase somente a zero graus, ou radial norte.

Os sinais de referência são variáveis. São voltagens derivadas da variação (modulação) de 30 Hz, sobre uma RF portadora.

A diferença de fase é indicada no EHSI ou RMI.

ILS – Este sistema proporciona, durante a fase de pouso, de um vôo, informações para que o avião seja dirigido diretamente para a pista e como descer em um ângulo correto. Para tanto foram projetados um sistema de VHF (orientação horizontal) e um de UHF (orientação vertical).

O LOCALIZER é uma estação que transmite a orientação horizontal para a pista e opera em VHF, na faixa de frequência de 108 a 111.95 MHz, sempre que o decimal for ímpar.

Uma portadora modulada em 90 Hz e 150 Hz é transmitida, pela antena, de modo que toda a energia é concentrada em uma faixa estreita, perpendicular à pista.

Um avião voando à direita dessa faixa vertical recebe um sinal predominante de 150 Hz e, à esquerda, recebe o sinal de 90 Hz. Quando o avião estiver perfeitamente alinhado em direção à pista, os sinais serão nulos.

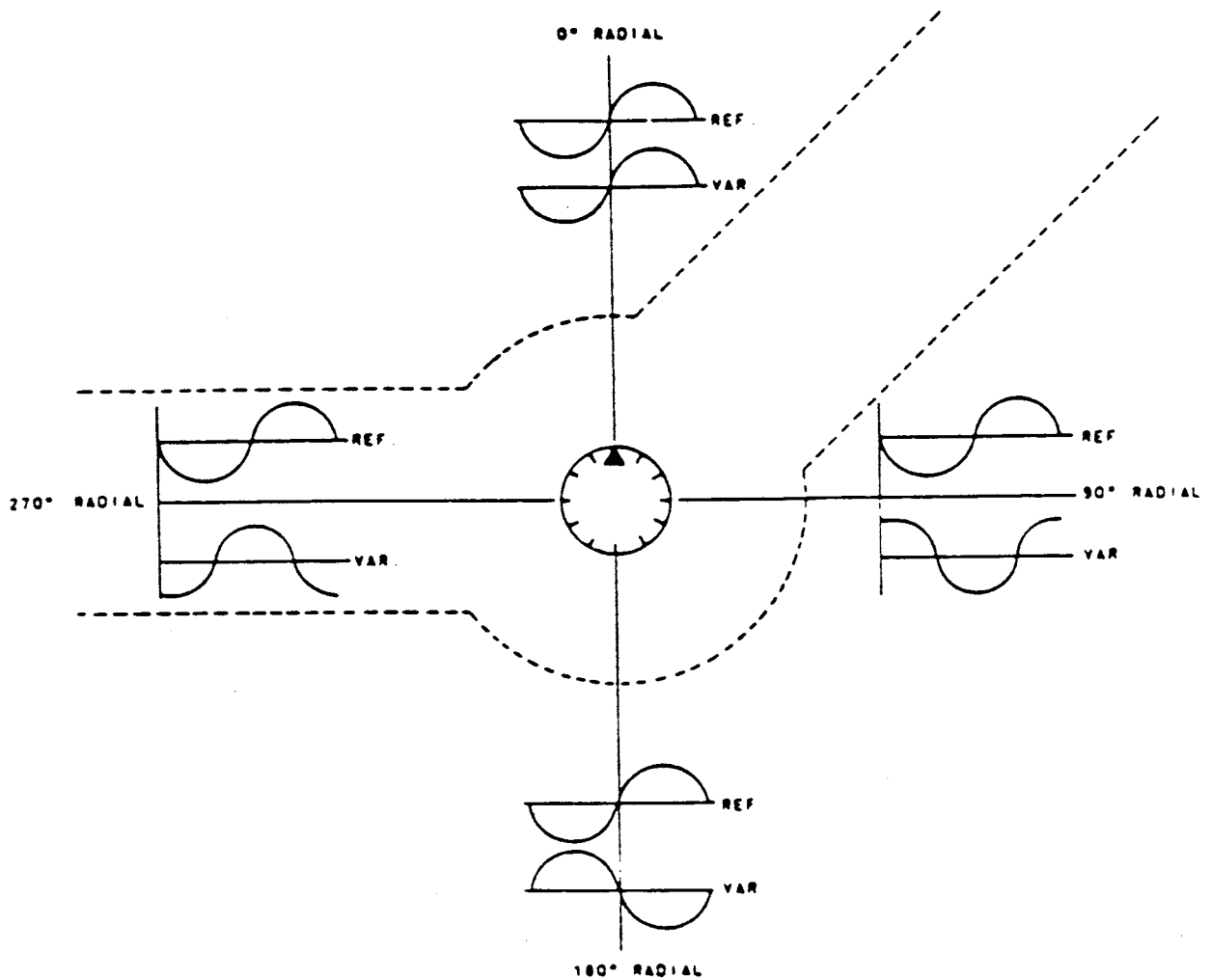


Figura 19-28 Determinação de uma radial.

Esta posição relativa, depois de recebida e decodificada, é mostrada na instrumentação de vôo com as informações de desvio.

O GLIDESLOPE transmite uma orientação vertical da pista e opera na faixa de frequência de 329.15 a 335.00 MHz irradiando dois sinais modulados; um em 90 Hz e o outro em 150 Hz. Neste caso a energia transmitida é

concentrada numa faixa estreita, que determina a rampa de descida para o avião. Se o avião estiver acima da rampa, recebe a modulação de 90 Hz e, estando abaixo, a de 150 Hz.

Se o avião estiver na rampa correta, os sinais se anulam. Esta posição relativa, após recebida, é mostrada na instrumentação de vôo com as informações de desvio.

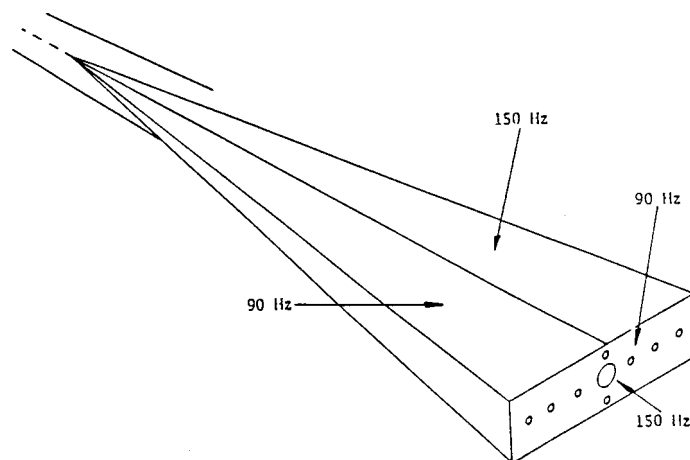


Figura 19-29 Rampa de descida do ILS.

MARKER BEACON – É um sistema constituído de três transmissores alinhados com o eixo da pista. Os três marcadores conhecidos como externo, intermediário e interno, operam numa frequência de 75 MHz, sendo cada portadora modulada por um tom diferente de áudio: 3.000 Hz para o interno; 1300 Hz para o intermediário; e 400 Hz para o externo.

A energia é concentrada segundo um feixe cônico de pequena abertura e, por este motivo, o receptor de bordo só acusa a presença de sinal quando a aeronave estiver bloqueando o respectivo marcador.

Como as distâncias entre os marcadores e a cabeceira de aproximação são padronizadas intencionalmente, os marcadores indicam, ao piloto, o progresso da aeronave ao longo da perna final. O equipamento de bordo propicia indicações visuais através de lâmpadas indicadoras de cores distintas, e auditivas, por

meio de um tom específico, para cada modulação.

A correspondência de cores e tons é apresentada a seguir, para cada marcador.

- EXTERNO – Cor azul e tom de 400 Hz, audível em baixo tom e identificado em código Morse, pela emissão contínua de dois traços por segundo.
- INTERMEDIÁRIO – Cor âmbar e tom de 1.300 Hz, audível em tom médio e emite um código Morse, alternando pontos e traços, na razão de 95 unidades (pontos e traços) por minuto.
- INTERNO – Cor branca e tom de 3.000 Hz, audível em tom bem agudo e pontos contínuos em código Morse, na razão de 6 pontos por segundo.

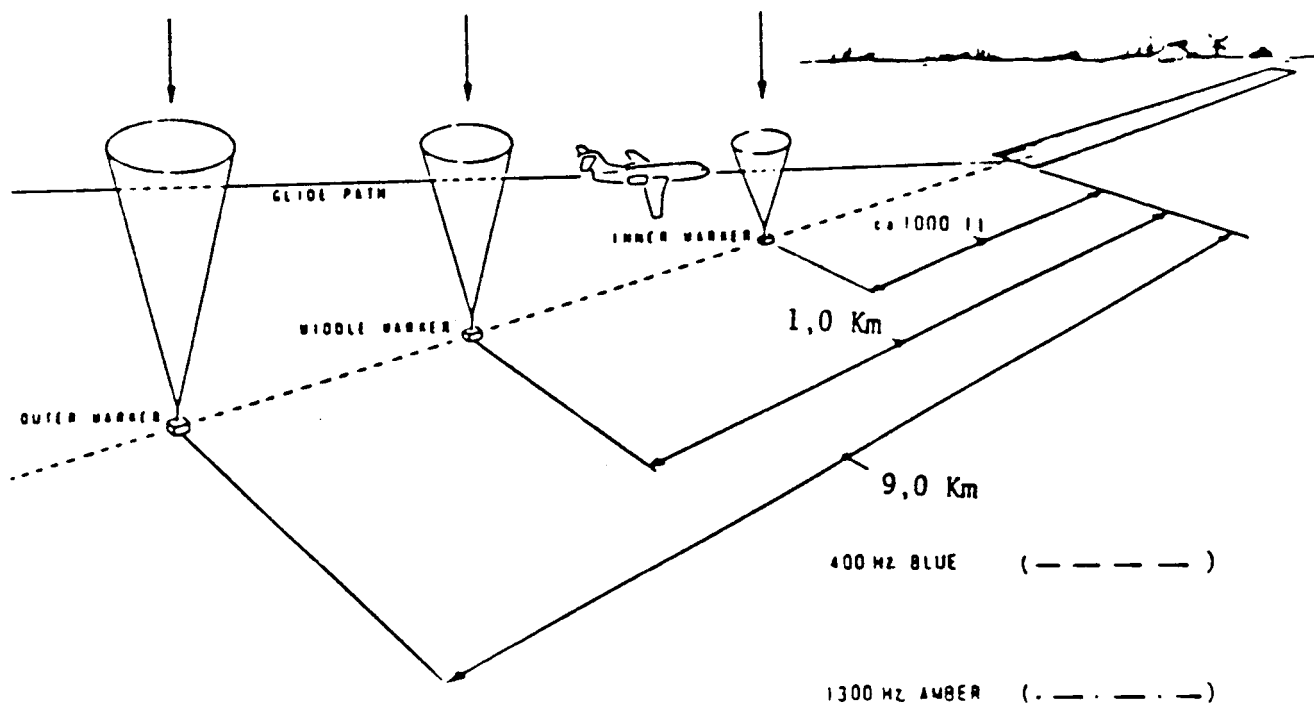


Figura 19-30 Marcadores do sistema Marker Beacon

Localização dos componentes

Cada sistema compõe-se de:

- Um painel de controle de VHF / NAV, instalado no painel principal (L)
- Um receptor VOR / ILS / MB, instalado no compartimento eletrônico (C)
- Antena GS instalada sob o radome (D)
- Antena de MB, instalada na parte inferior da fuselagem (A)
- Antena VOR / LOC (B)
- Um indicador ADI-84 (H)
- Um indicador EFD-74 (G)
- Um indicador RMI (J)
- Um anunciador de MB (K)

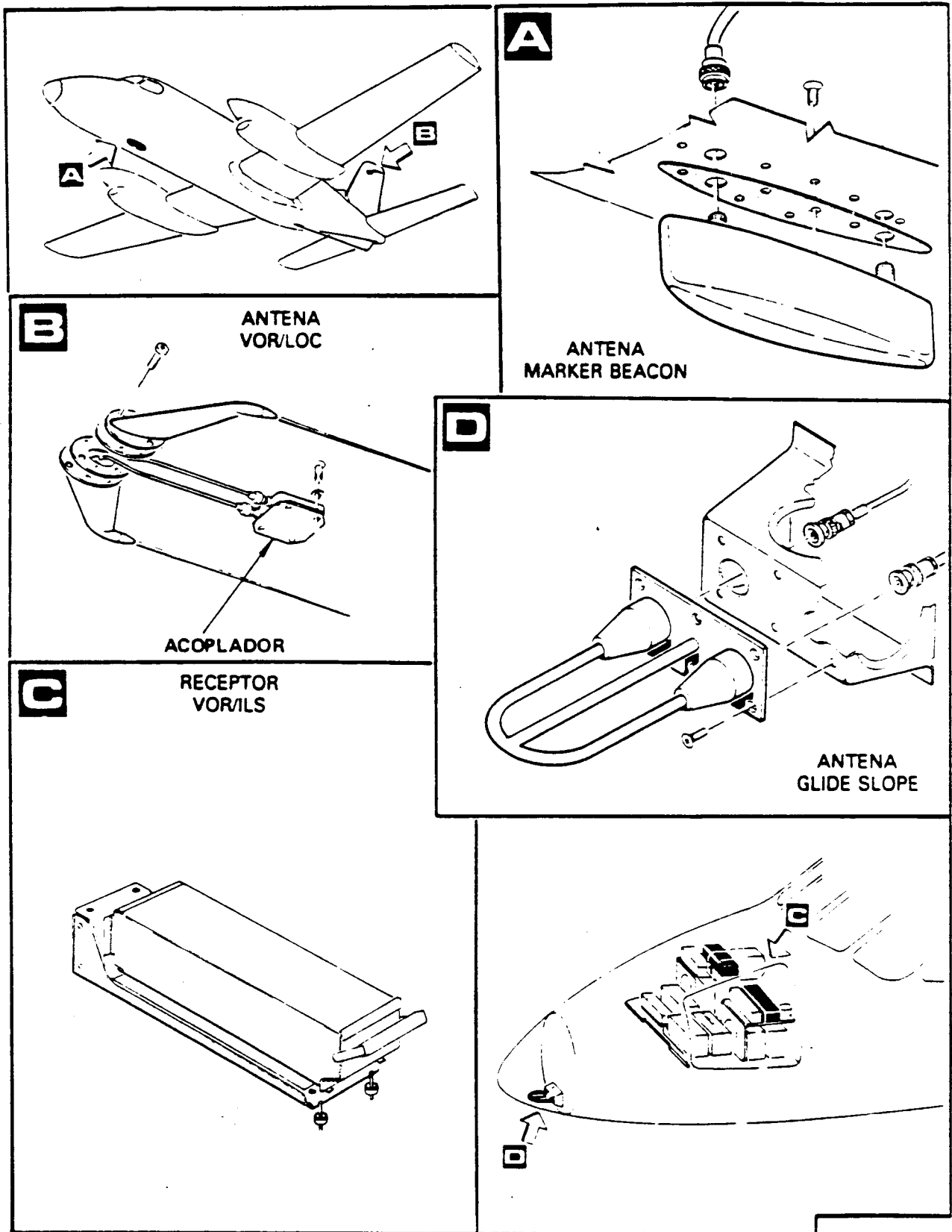


Figura 19-31 Localização dos componentes do sistema VOR / ILS / MB

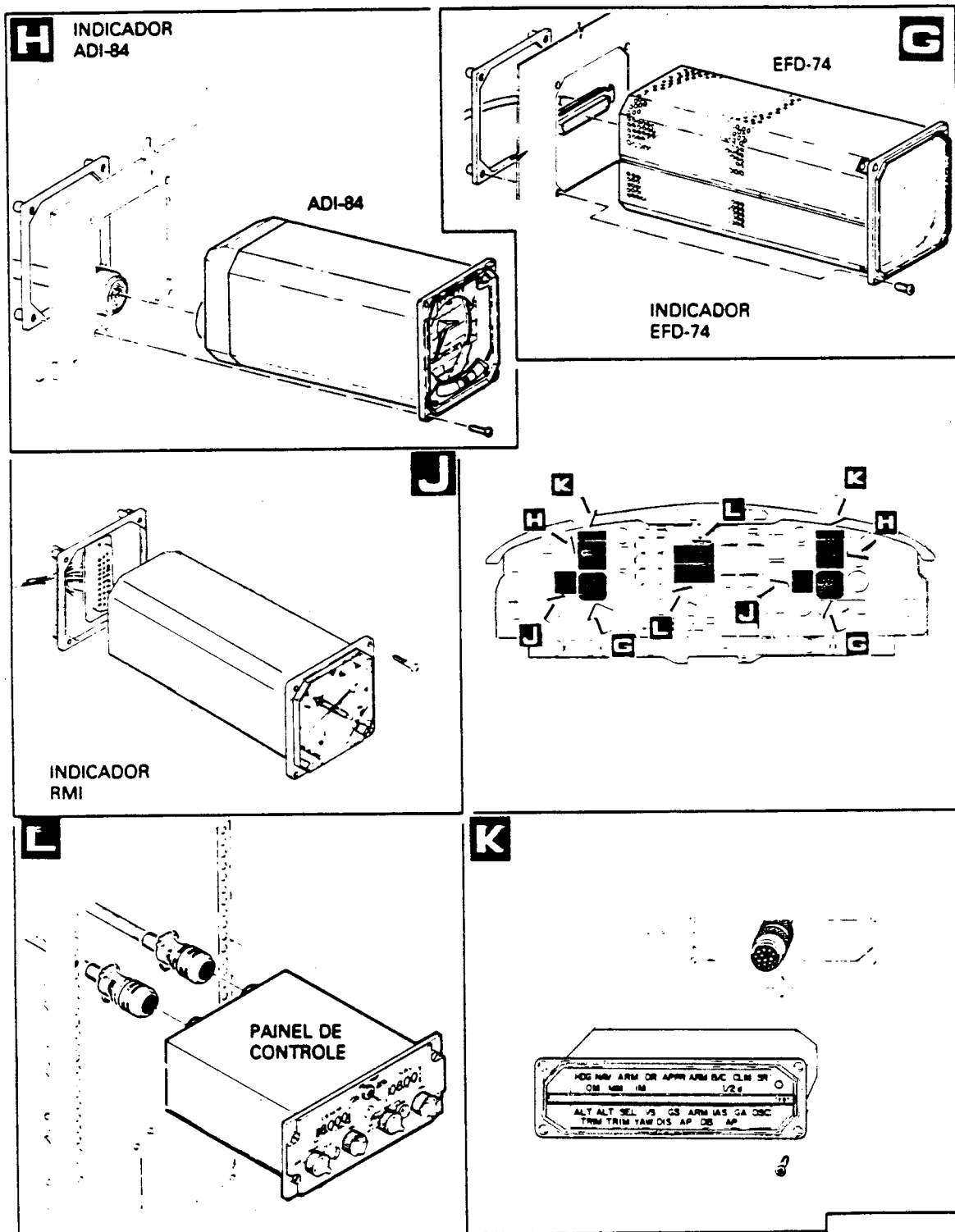


Figura 19-32 Localização dos componentes do sistema VOR / ILS / MB

Painel de controle

– Cada sistema é controlado por um painel Collins Modelo 313N-2D.

Somente a parte “NAV” do referido painel é usada para o controle do sistema de navegação.

O setor “NAV” do painel de controle possui os seguintes controles e indicações:

- Chave Seletora de Função – Essa chave possui cinco posições:
 - OFF – Os sistema VOR/ILS/MB e MDE permanecem desligados
 - NAV – Energiza o receptor VOR/LOC
 - STBY – O sistema de navegação continua em operação e o sistema DME entra em STBY (aquecimento)

- DME – Permite operação normal do receptor DME
- OVRD – INOPERANTE
- Chaves Seletoras de Frequência – São usadas duas chaves, uma à esquerda, concêntrica com a chave seletora de função, que ajusta a frequência em intervalos de 1 MHz. A outra chave, à direita, concêntrica com o comando de volume, ajusta a frequência em intervalos de 0,05 MHz. A frequência selecionada aparece na janela indicadora.
- Comando de volume (VOL) – Controla o volume de áudio do sistema. Está localizado na extremidade inferior direita do painel de controle e é concêntrica com a chave seletora de frequência de 0,05 MHz.
- Chave NAV / TEST – Permite testar os sistemas VOR / ILS, DME e MB.

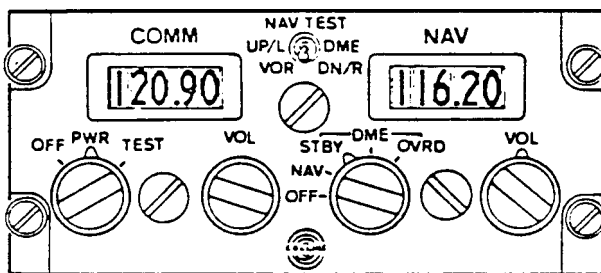


Figura 19-33 Painel de controle do sistema VOR/ILS/MB

Receptor VOR / ILS / MB – O receptor NAV, é uma unidade integrada que contém separadamente, três receptores de navegação para receber e processar sinais de VOR/LOC, GLIDESLOPE e MARKER BEACON.

Antena VOR/LOC – É uma antena instalada no estabilizador vertical e consiste de duas partes interligadas através de um acoplador de fase.

Antena GLIDESLOPE – É uma antena dupla, instalada no nariz do avião e opera com cada receptor de GS independentemente.

Antena de MARKER BEACON – É uma antena instalada na parte inferior da fuselagem,

a fim de receber sinais modulados, transmitidos pelo MB.

Indicador ADI-84 – Consultar a seção referente ao sistema de instrumentos de voo.

Indicador EFD-74 - Consultar a seção referente ao sistema de instrumentos de voo. Ver a Figura 19-22, deste Capítulo.

Indicador Radiomagnético – Ver a Figura 19-15, deste Capítulo.

Anunciador de MARKER BEACON

A indicação de Marker Beacon é apresentada no Anunciador de modos do piloto automático MAP-65.

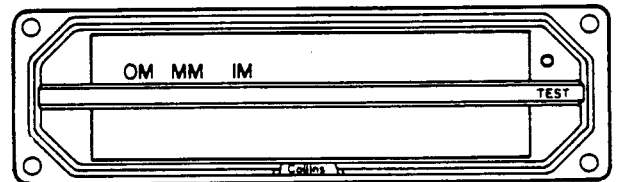


Figura 19-34 Luzes do MB (Painel anunciador de modos MAP-65)

Operação e teste de VOR / ILS

- Adicione o seletor NAV, no painel de áudio.
- Posicione o seletor de função em NAV, para energizar o sistema.
- Coloque em VOR as teclas seletoras VOR-ADF do RMI correspondente.
- Botão VOL na metade do seu curso.
- Sintonize a frequência desejada, observando os algarismos correspondentes, na medida em que eles aparecem na janela do mostrador.
- Identifique a estação sintonizada através do código Morse.
- Proceda o teste do sistema do seguinte modo:
 - Posicione manualmente a seta indicadora de rumo em 5° e coloque o seletor NAV/TEST em VOR.
 - A bandeira NAV deverá desaparecer.
 - A barra de desvio lateral deverá ficar aproximadamente centrada.
 - Os ponteiros do RMI e do EFD-74 deverão indicar aproximadamente 5°.

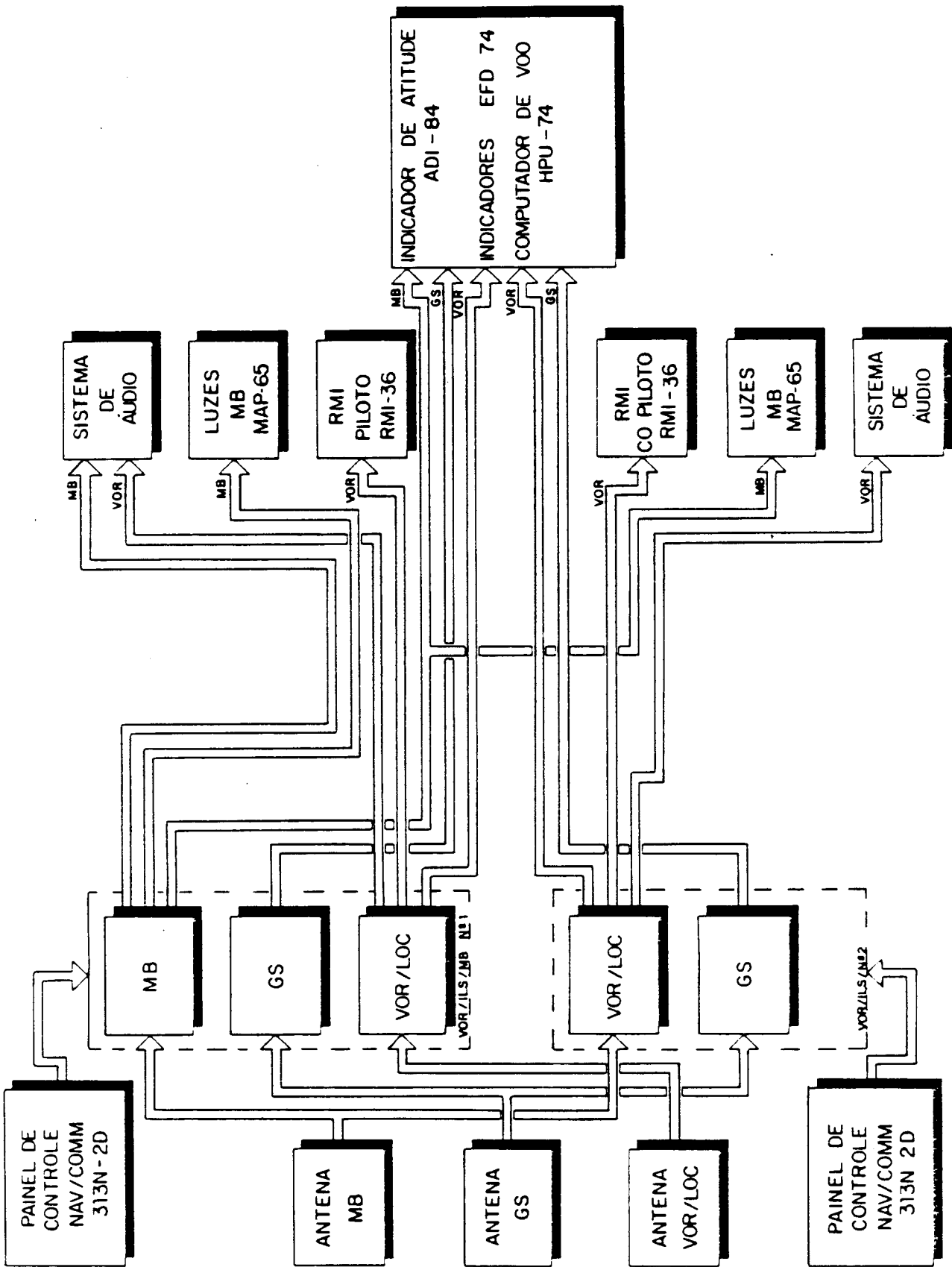


Figura 19-35 Diagrama de bloco do sistema VOR/ILS/MB VIR-31A

- As luzes de Marker Beacon deverão ficar acesas e cintilando, no MAP-65.
- Um tom de 3.000 Hz deverá ser ouvido.
- Sintonize uma estação de Localizer e coloque o seletor NAV/TEST em VOR.
- A barra de desvio lateral deverá se deslocar para a direita e a bandeira NAV e GS deverão desaparecer.
- O ponteiro de Glideslope deverá se deslocar aproximadamente um ponto para baixo (Há 5 pontos no indicador).
- As luzes de Marker Beacon deverão piscar no MAM-65.
- Um tom de 3.000 Hz deverá ser ouvido. A bandeira NAV deverá aparecer 1 segundo após terminado cada um dos testes (VOR e LOC). Ao ser sintonizada qualquer estação de VOR ou LOC, a bandeira deverá desaparecer. A bandeira do Glideslope deverá aparecer 0,5 segundo após terminado o teste de Localizer. Ao ser sintonizada qualquer estação, a mesma deverá desaparecer.

Especificações do equipamento

Alimentação: 27 VCC 800ma / 26 VCA 400Hz
2,5 ma

Faixa de Frequência (VOR/LOC): 108 a 117.95 MHz com espaçamento de 50 kHz.

Controle de frequência: 2 em 5 – ARINC.

Canais: VOR – 160 e LOC – 40

Sensibilidade da bandeira – 3.0 μ V

Sensibilidade do VOR (desvio) – 150 mV para 10°.

Sensibilidade do LOC (desvio) – 90 mV.

Saída de áudio – 100mW, 600 Ohm

Faixa de frequência (GS) – 329.15 a 335.00 MHz com espaçamento de 150 kHz.

Canais - GS – 40.

Controle de frequência – 2 em 5 – ARINC.

Sensibilidade da bandeira – 5.0 μ V.

Sensibilidade GS (desvio) – 78 mV.

Frequência – MB – 78 mV – 75MHz.

Sensibilidade – MB – Alta: 200 μ V.
Baixa: 1500 μ V.

Capacidade de Carga – Duplo conjunto de 3 lâmpadas (6.3 V, bulbo 200 mA)

Saída de áudio – 100 mW, 600 Ohm.

Todas as indicações do sistema são apresentadas no sistema de instrumentos de voo e RMI..

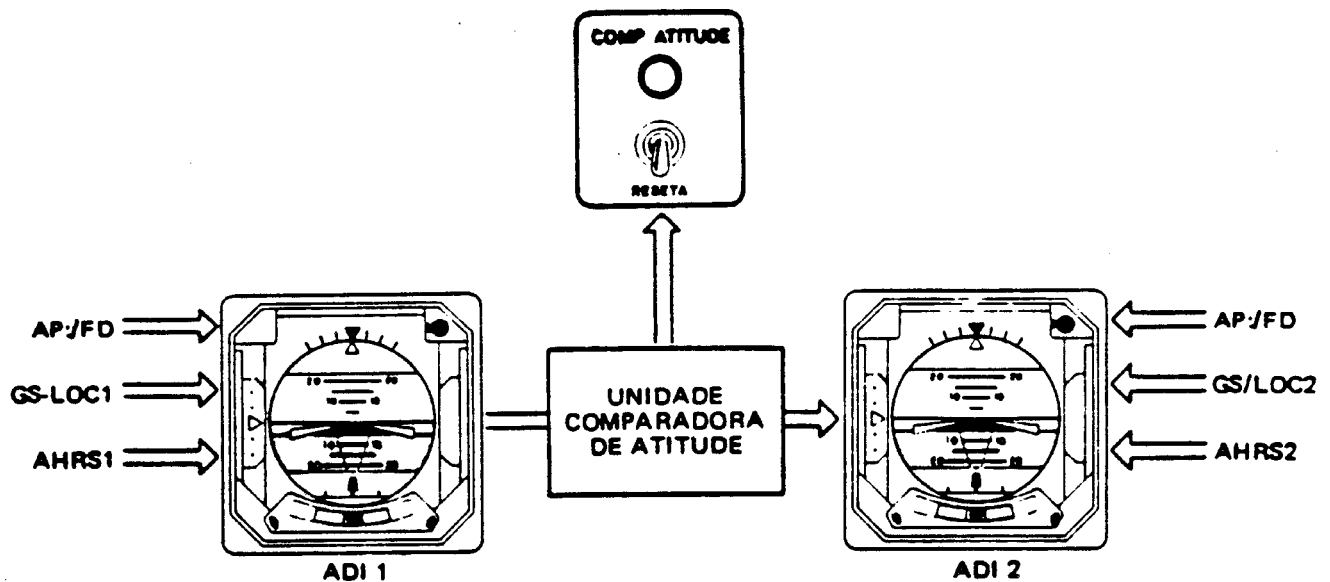


Figura 19-36 Indicadores de Atitude

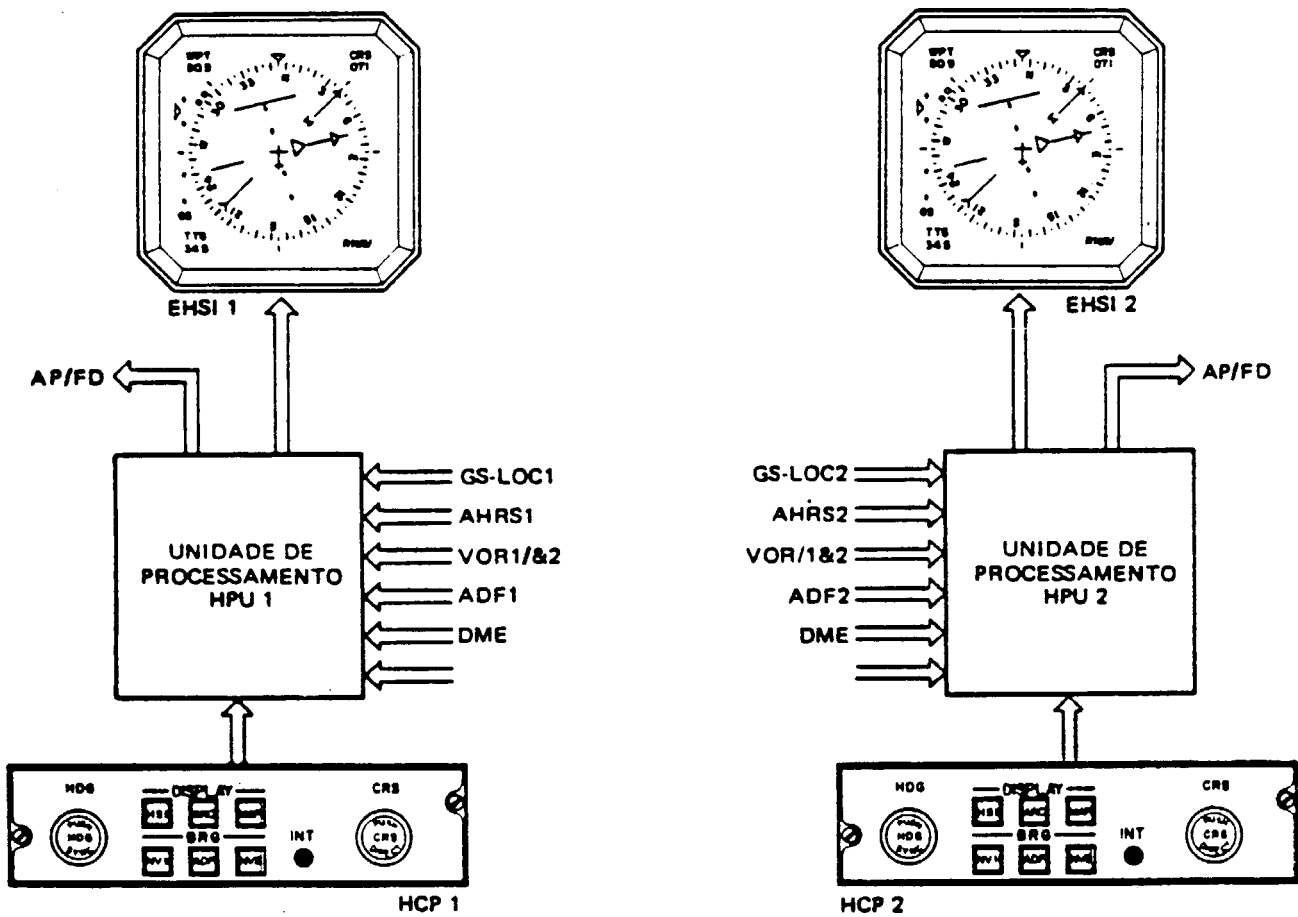


Figura 19-37 Unidades principais do sistema VOR/ILS/MB

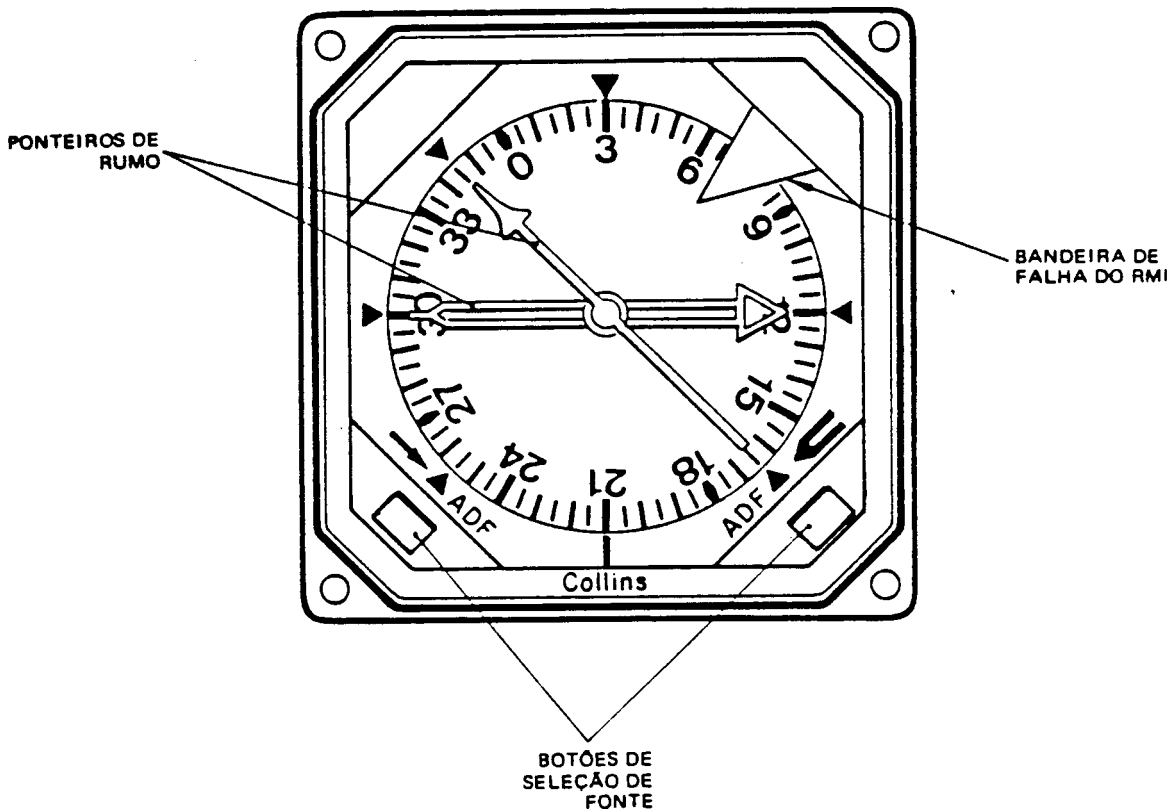


Figura 19-38 Indicador RMI

EQUIPAMENTO MEDIDOR DE DISTÂNCIA – DME

O princípio de fundamento do DME está baseado na transmissão de um sinal de RF para uma estação repetidora no solo. O tempo gasto

pelo sinal, para atingir a repetidora e retornar, é proporcional à distância entre o transmissor e a repetidora. O sinal a ser transmitido sofre um processo de caracterização que o torna inconfundível entre todos os sinais transmitidos para a estação no solo.

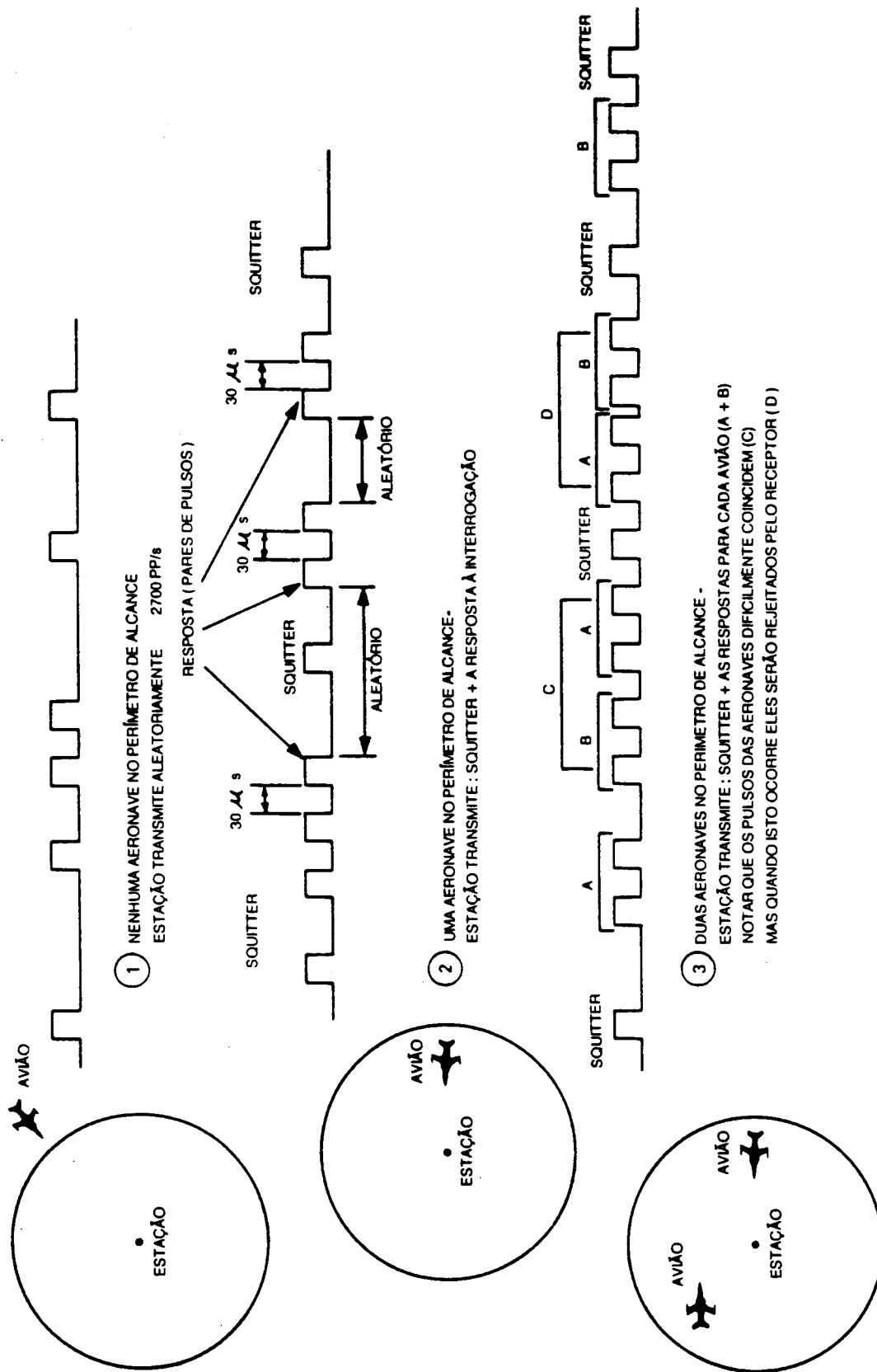


Figura 19-39 Teoria de operação do sistema DME.

Este processo consiste em transmitir os sinais em intervalos irregulares por um método aleatório.

A figura 19-39 exemplifica três situações de funcionamento do sistema DME.

No primeiro exemplo, não há nenhuma aeronave no perímetro de alcance da estação do solo e o transceptor a bordo do avião não consegue receber uma quantidade mínima de pulsos, desta maneira não efetuando nenhuma transmissão.

No segundo exemplo existe uma aeronave no perímetro de alcance e seu receptor consegue captar a quantidade mínima de pulsos e passa a transmitir sinais de interrogação.

A estação do solo ao receber os sinais, acrescenta-os aos seus próprios sinais na transmissão deste modo permitindo estabelecer a distância.

O terceiro exemplo mostra como é possível trabalhar com diversas aeronaves dentro do perímetro de alcance da estação

Descrição

A operação do sistema DME é baseada na transmissão de pares de pulsos em intervalos específicos emitidos pela aeronave, que são recebidos e retransmitidos por uma estação de terra.

A retransmissão pela estação de terra consiste de pares de pulsos sendo que a frequência da retransmissão é diferente da recepção.

O tempo decorrido entre a ida e a volta desse sinal é medido pelo equipamento da aeronave e transformado em distância, em milhas náuticas, a partir da aeronave até a estação de terra.

O ciclo de operação do sistema inicia-se quando o transceptor de bordo transmite pares de pulsos na frequência de recepção da estação de terra em um dos 252 canais na gama de 1025 a 1159 MHz.

Após a recepção da interrogação, a estação de terra, decodifica o sinal recebido e responde a interrogação após um tempo de 50µs. Este tempo de 50µs é pré-estabelecido

para eliminar a possibilidade de operação descoordenada quando a aeronave e a estação de terra estiverem muito próximas.

Após decorrido o tempo de 50µs a estação de terra transmite pares de pulsos de volta para a aeronave numa frequência desviada em 63 MHz do sinal de interrogação.

A gama de frequência do receptor de DME, cobre a faixa de 962 a 1213 MHz.. Da informação recebida o DME computa a distância segundo a fórmula apresentada a seguir:

$$D = \frac{T - 50\mu s}{12359}$$

Onde:

D = Distância em milhas náuticas entre a aeronave e a estação DME

T = Tempo em microssegundos entre a transmissão dos pares de pulsos e a recepção dos pares de pulsos de retorno.

50µs = Tempo que a estação DME de terra retarda entre a recepção da interrogação e a transmissão da resposta.

12359 = Tempo que a energia de RF demora para se propagar num espaço de 1 milha náutica (ida e volta).

Em adição às respostas das interrogações a estação DME de terra gera o "Squitter" e o código de identificação da estação para uso no sistema do equipamento da aeronave.

Quando operado nos canais "X" tanto o equipamento de bordo quanto a estação de terra, usam pares de pulsos transmitidos e recebidos em 12 µs.

Nos canais "Y" os pares de pulsos transmitidos pela aeronave são espaçados de 36 µs e a estação de terra retransmite estes mesmos pares em espaçamentos de 30µs.

Existem 200 canais (DME/VHF-NAV) na faixa de 108 a 117.90 MHz, e mais 52 canais entre as frequências de 133.30 a 135.95 MHz que são usadas normalmente pelo sistema TACAN.

A frequência matriz (frequência do painel de controle VHF-NAV) é usada para determinar o canal DME.

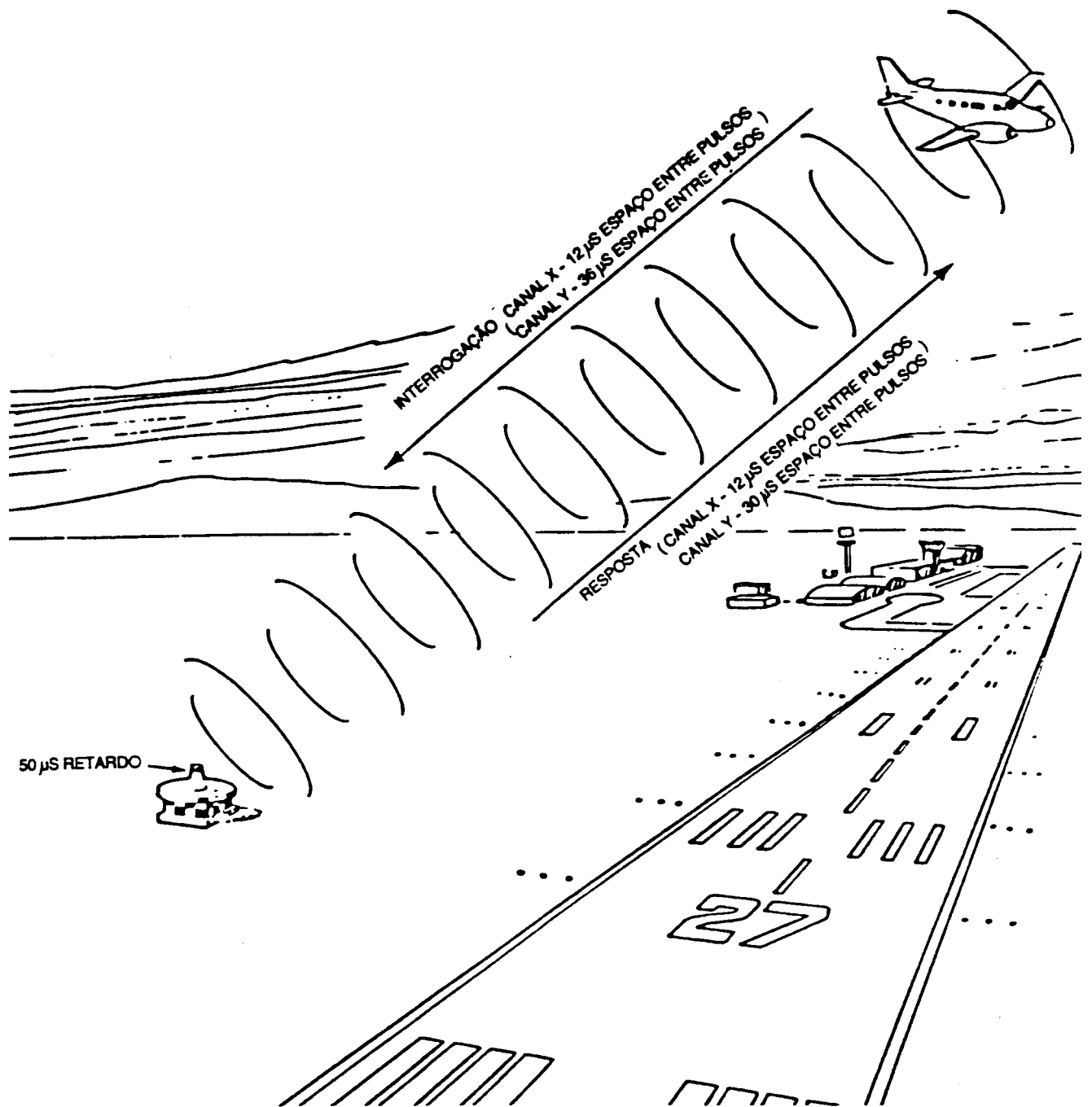


Figura 19-40 Operação do DME.

Descrição e localização dos componentes

– O sistema é composto por:

- Um transceptor Collins DME-42
- Um indicador Collins IND-41A, instalado no painel principal.
- Dois indicadores Collins EFD-74 instalados em cada um dos painéis de instrumentação de vôo.
- Uma antena Collins 2372-1, instalada sob a fuselagem.
- Um controle de volume instalado no painel principal.

A tabela a seguir mostra o inter-relacionamento entre as frequências de VOR/ILS e DME.

TACAN CHANNEL NUMBER	DME G to A (MHz)	DME A to G (MHz)	VHF	TACAN CHANNEL NUMBER	DME G to A (MHz)	DME A to G (MHz)	VHF
1X	962	1025	134.40	13X	974	1037	135.60
1Y	1088	1025	134.45	13Y	1100	1037	135.65
2X	963	1026	134.50	14X	975	1038	135.70
2Y	1089	1026	134.55	14Y	1101	1038	135.75
3X	954	1027	134.60	15X	976	1039	135.80
3Y	1090	1027	134.65	15Y	1102	1039	135.85
4X	965	1028	134.70	16X	977	1040	135.90
4Y	1091	1028	134.75	16Y	1103	1040	135.95
5X	966	1029	134.80	*17X	978	1041	108.00
5Y	1092	1029	134.85	*17Y	1104	1041	108.05
6X	967	1030	134.90	**18X	979	1042	108.10
6Y	1093	1030	134.95	*18Y	1105	1042	108.15
7X	968	1031	135.00	*19X	980	1043	108.20
7Y	1094	1031	135.05	*19Y	1106	1043	108.25
8X	969	1032	135.10	**20X	981	1044	108.30
8Y	1095	1032	135.15	*20Y	1107	1044	108.35
9X	970	1033	135.20	*21X	982	1045	108.40
9Y	1096	1033	135.25	*21Y	1108	1045	108.45
10X	971	1034	135.30	**22X	983	1046	108.50
10Y	1097	1034	135.35	*22Y	1109	1046	108.55
11X	972	1035	135.40	*23X	984	1047	108.60
11Y	1098	1035	135.45	*23Y	1110	1047	108.65
12X	973	1036	135.50	**24X	985	1048	108.70
12Y	1099	1036	135.55	*24Y	1111	1048	108.75

* TVOR channels
** ILS channels

Figura 19-41 Tabela de inter-relacionamento de frequências.

Transceptor

O transceptor DME possui uma potência de saída de 300W operando na faixa de frequência de 960 a 1215 MHz, perfazendo um total de 252 canais DME.

O transceptor fornece uma saída, no formato ARINC 568 para indicação no sistema de RFIS.

Indicador IND-41A

A unidade indicadora IND-41A é do tipo leitura digital e indica a distância entre o avião e a estação de terra em milhas náuticas, a velocidade verdadeira de aproximação em nós ou o tempo para atingir a estação (TTG), em minutos, dependendo da seleção das teclas no indicador. O indicador possui na sua parte frontal os seguintes controles e indicação:

- Interruptor TEST – Permite o teste inicial do receptor-transmissor DME-42 para calibração adequada da distância. Está localizado no lado esquerdo do painel do indicador.
- Botão DIM – Permite variar a intensidade luminosa do mostrador.
- Teclas seletoras NM-MIN-KTS-TIMER – Selecionam a informação que aparece no mostrador. Quando a tecla NM é pressionada, aparecem no mostrador as informações da distância para a estação (distância oblíqua), em milhas náuticas.

A informação é mostrada em cada EFD-74, na forma de três dígitos, situados no canto superior esquerdo, abaixo das letras DME.

A faixa de operação é de 0 a 300 milhas náuticas (556 km).

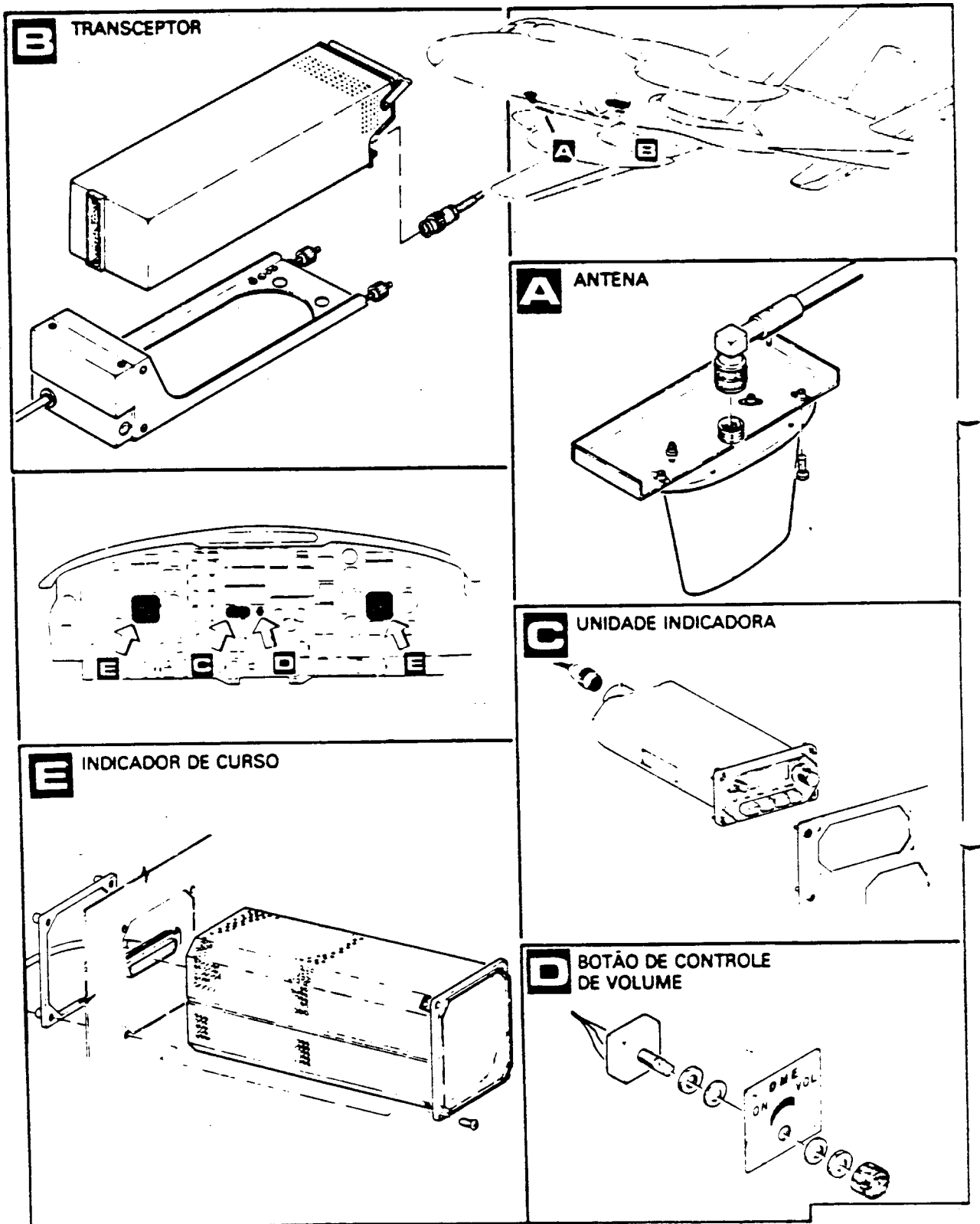


Figura 19-42 Localização dos componentes do sistema DME-42.

Quando a tecla MIN é pressionada, aparece no mostrador a informação do tempo para atingir a estação em minutos. A informação é mostrada em cada EFD-74, na forma de três dígitos, situados no canto inferior esquerdo,

abaixo das letras TTG. A faixa de operação é de 0 a 120 minutos.

Quando a tecla KTS é pressionada, aparece no mostrador a informação da velocidade verdadeira de aproximação em nós.

A informação é mostrada em cada EFD-74, na forma de três dígitos, situados no canto inferior esquerdo, abaixo das letras SPD. A faixa de operação é de 0 a 999 nós.

Quando a tecla TIMER é pressionada, aparece no mostrador do IND-41A a informação do tempo decorrido em minutos e segundos.

A indicação de que a função TIMER selecionada são DOIS PONTOS que aparecem no mostrador.

Cada vez que a tecla TIMER for pressionada, um dos três modos de operação seguintes é selecionado:

- Modo zero – O indicador é fixado em 00:00.
- Modo movimento – Inicia a contagem até 59-59. Se a tecla TIMER não for pressionada novamente, a contagem prossegue incrementando os dígitos dos segundos.
- Modo parada – A contagem é interrompida e o valor aparece fixo no mostrador. A seleção das teclas NM, MIN ou KTS não altera o modo estabelecido para a tecla TIMER.

Botão seletor de modo (NAV1-HOLD-NAV2)-

Permite selecionar as informações enviadas pelos painéis de controle NAV 313-2D, assim como a função HOLD.

As informações enviadas pelo painel NAV 1, selecionadas através da posição “1”, aparecem nos dois mostradores EFD-74 na cor verde e, para a posição “2”, informações do painel NAV 2, na cor âmbar.

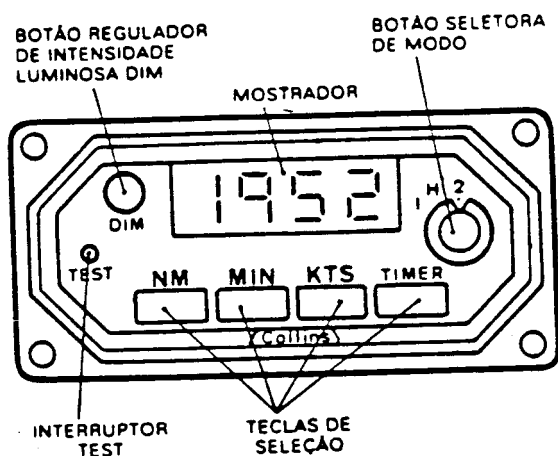


Figura 19-43 Unidade Indicadora IND 41A.

Antena

É do tipo banda “L”, conectada diretamente ao transceptor, através de um cabo coaxial. A antena está instalada na parte inferior da fuselagem e é intercambiável com a antena do Transponder.

Controle de Volume

O sinal de áudio, identificando a estação de DME, é controlado pelo botão de controle de volume localizado no painel principal do lado direito da unidade indicadora IND-41A.

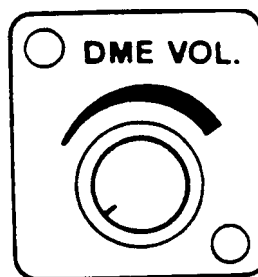


Figura 19-44 Botão de controle do volume dos sinais de DME.

Indicador COLLINS EFD-74

Os indicadores Collins EFD-74 estão localizados em cada um dos painéis móveis dos pilotos e cada um deles recebe as mesmas informações enviadas à unidade indicadora IND-41A, exceto a função TIMER.

Operação do sistema

O sinal de DME pode ser distinguido pela tonalidade diferente. O mesmo é modulado por 1350 Hz, enquanto que os sinais de VOR são modulados por 1020 Hz.

Quando um canal de DME é sintonizado, o sistema envia pares de pulsos codificados, na frequência da estação de terra, que os recebe e os envia de volta ao sistema de bordo. Baseado no tempo transcorrido entre a transmissão e o retorno dos pulsos, o sistema fornece a distância entre o avião e a estação de terra.

Imediatamente após o sistema ter sintonizado uma estação de DME, há um período de busca de, aproximadamente, 1 segundo, durante o qual o indicador digital e o indicador EFD-74 apresentam traços em suas telas, até que seja encontrada a distância correta.

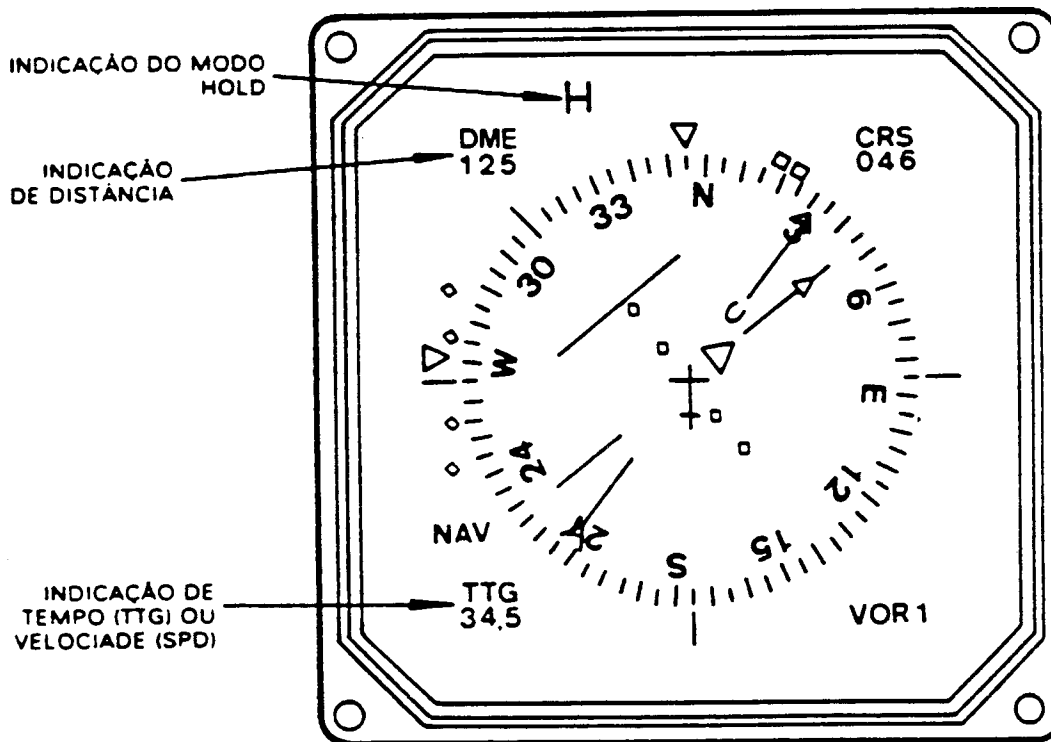


Figura 19-45 Indicador Collins EFD-74.

Assim que isso acontecer, os traços desaparecerão e uma indicação contínua de distância será obtida.

O DME entra, então, no modo de operação chamado "Rastreo". Os traços aparecerão, também, durante o tempo de aquecimento do sistema, que é de aproximadamente 60 segundos.

A função "Hold" do DME é selecionada pelo botão seletor de modo, localizado no painel IND-41A, na posição "H". Esta função é mostrada nos indicadores EFD-74, através da letra "H", no lado esquerdo dos mostradores.

A função "Hold" permite operar o sistema na estação previamente sintonizada e operar de modo independente do sistema VOR (ou ILS).

Teste do Sistema

- Ligar ao avião uma fonte externa de energia de 28 VCC.
- Posicionar o interruptor "Seletor Bateria" do painel superior, em "Fonte externa". Observar se o indicador magnético se alinha com as marcas do painel.
- Posicionar o interruptor "Conversor 1" no painel superior, na posição "Liga". Observar se o indicador magnético se alinha com as marcas do painel.

- Pressionar o interruptor "Test" na unidade indicadora e observar:
 - A programação interna deste acende a luz "NM" (Nautical Mile).
 - "O.O" deverá aparecer na tela do EFD-74 e "AOK" é ouvido em código Morse nos fones.
 - "O.O" deverá aparecer na tela do EFD-74 quando apenas a tecla "NM" for selecionada.
 - Soltando o interruptor "TEST", a legenda e o ponto decimal previamente selecionado iluminar-se-ão no IND-41A e os números "8888" deverão aparecer por um período de 8 a 12 segundos.
 - Traços aparecerão no indicador até que o DME-42 receba um sinal válido de uma estação de terra.
- Posicionar o interruptor "Conversor 1" no painel superior, em "DESL". Observar se o indicador magnético desalinha.
- Posicionar o interruptor "Seletor Bateria", no painel superior, em "DESL". Observar se o indicador magnético desalinha.
- Retirar do avião a fonte externa de energia elétrica de 28 VCC.

SISTEMA TRANSPONDER

O sistema Transponder responde as interrogações válidas do sistema radar ATC com um sinal resposta codificado.

O Transponder transmite na frequência de 1090 MHz e recebe na frequência de 1030 MHz.

O radar primário é usado para localizar e determinar o curso das aeronaves na área de controle.

O radar secundário, sincronizado com o primário, é utilizado para identificar as aeronaves equipadas com Transponder, pela transmissão de sinais de interrogação e de respostas codificadas.

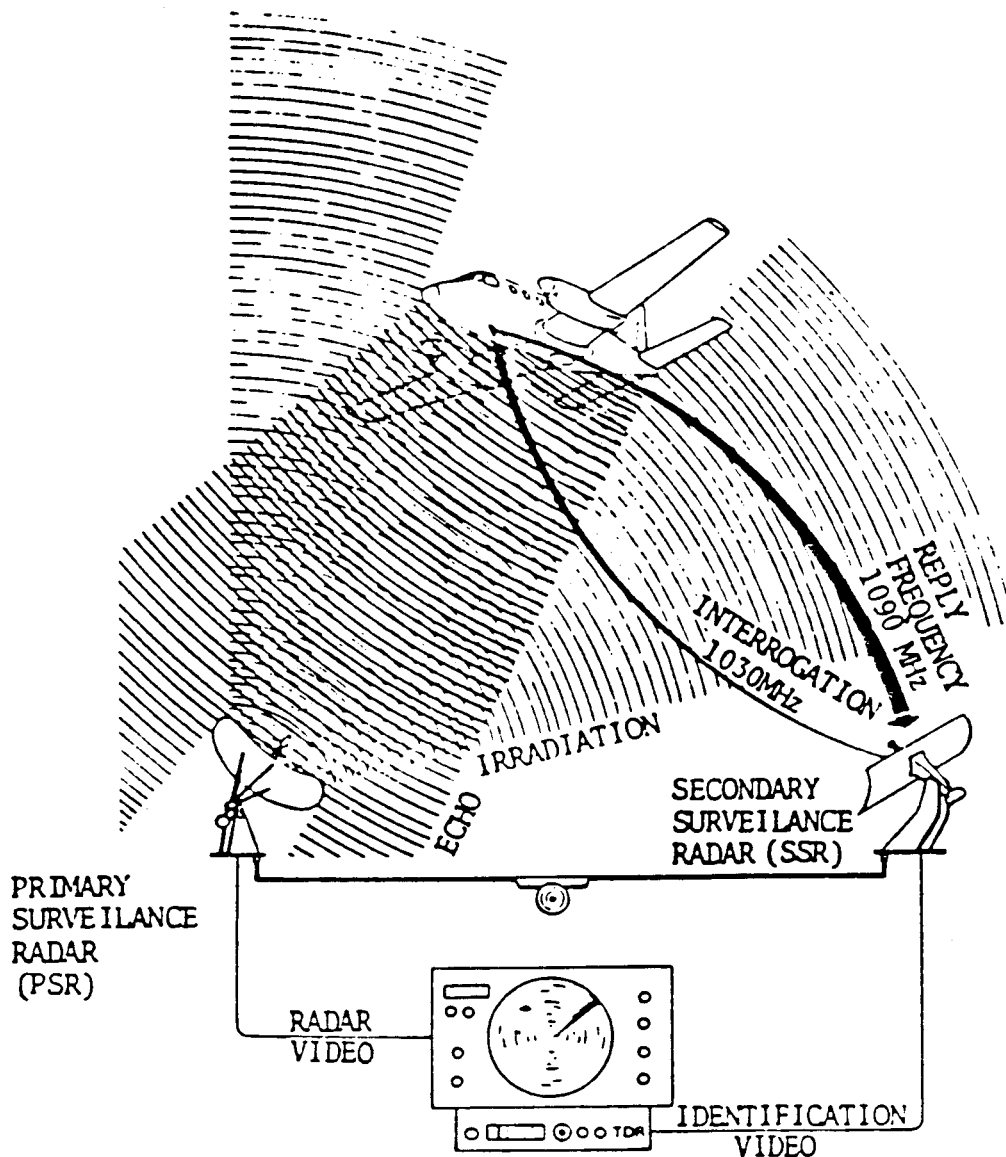


Figura 19-46 Esquema de operação do Transponder

O TDR-90 é interrogado através de um método de três pulsos.

O espaço de tempo entre o primeiro e o terceiro pulso determina o modo de operação.

Existem quatro modos de operação, denominados A, B, C e D. No modo "A", o sistema transmite somente sua identificação. O modo "B", em alguns países, ocasionalmente substitui o modo "A". O modo "C" é usado quando a aeronave possui altímetro codificador.

Neste caso, a resposta do Transponder inclui a informação de altitude da aeronave. O modo "D", atualmente não está em uso.

O sinal de interrogação recebido é analisado pelo TDR-90 para determinar sua validade e o modo de operação. Para este sinal ser válido, ele deve ser do lóbulo principal do SSR e ser do modo "A" ou do modo "C". Quando um sinal de interrogação é válido, o sinal resposta é transmitido.

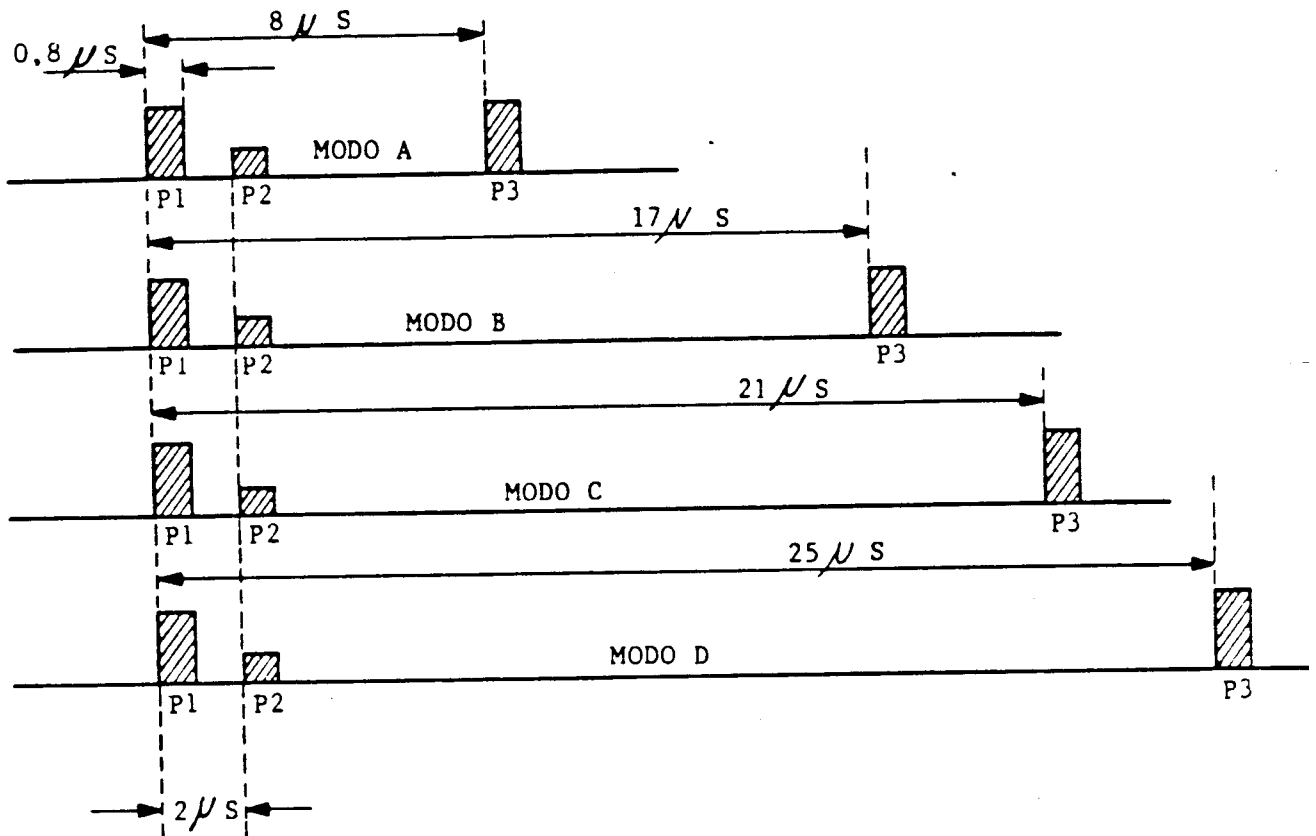


Figura 19-47 Pulsos de interrogação do sistema Transponder

O sinal resposta codificado é composto de um trem de pulsos.

O TDR-90 é capaz de produzir de 2 a 16 pulsos de resposta codificada. O número de pulsos gerados num sinal resposta é determinado pelo código selecionado na caixa de controle 613L-3 ou gerado pelo altímetro codificador.

Um pulso de identificação é também transmitido 4,35 microssegundos após o último pulso de enquadramento.

O pulso de identificação está presente somente quando o interruptor "IDENT" da caixa de controle 613L-3 for liberado e por aproximadamente 20 segundos após sua liberação.

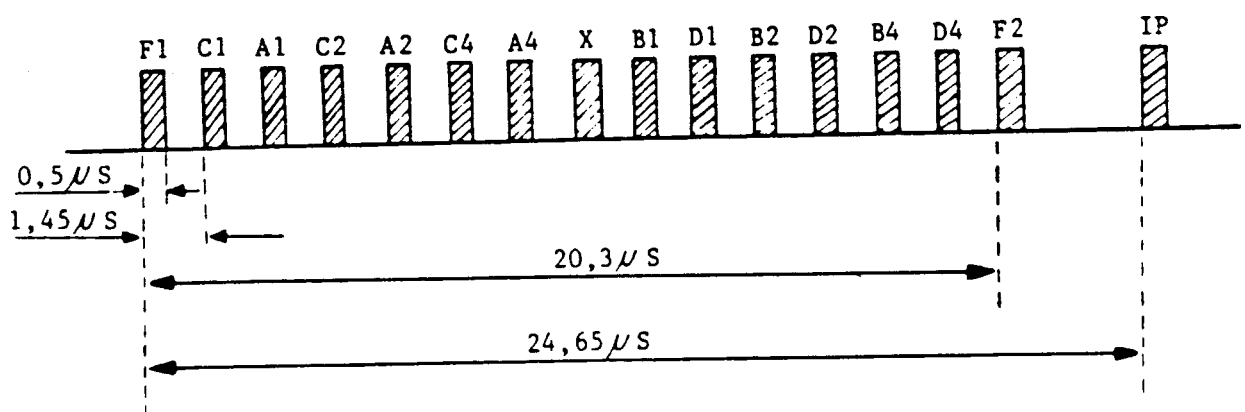


Figura 19-48 Posição dos pulsos do sinal resposta

Descrição e localização dos componentes

O sistema é composto por:

- Um painel de controle instalado, no painel principal.

- Um transceptor instalado sob o piso.
- Uma antena, instalada na parte superior da fuselagem.

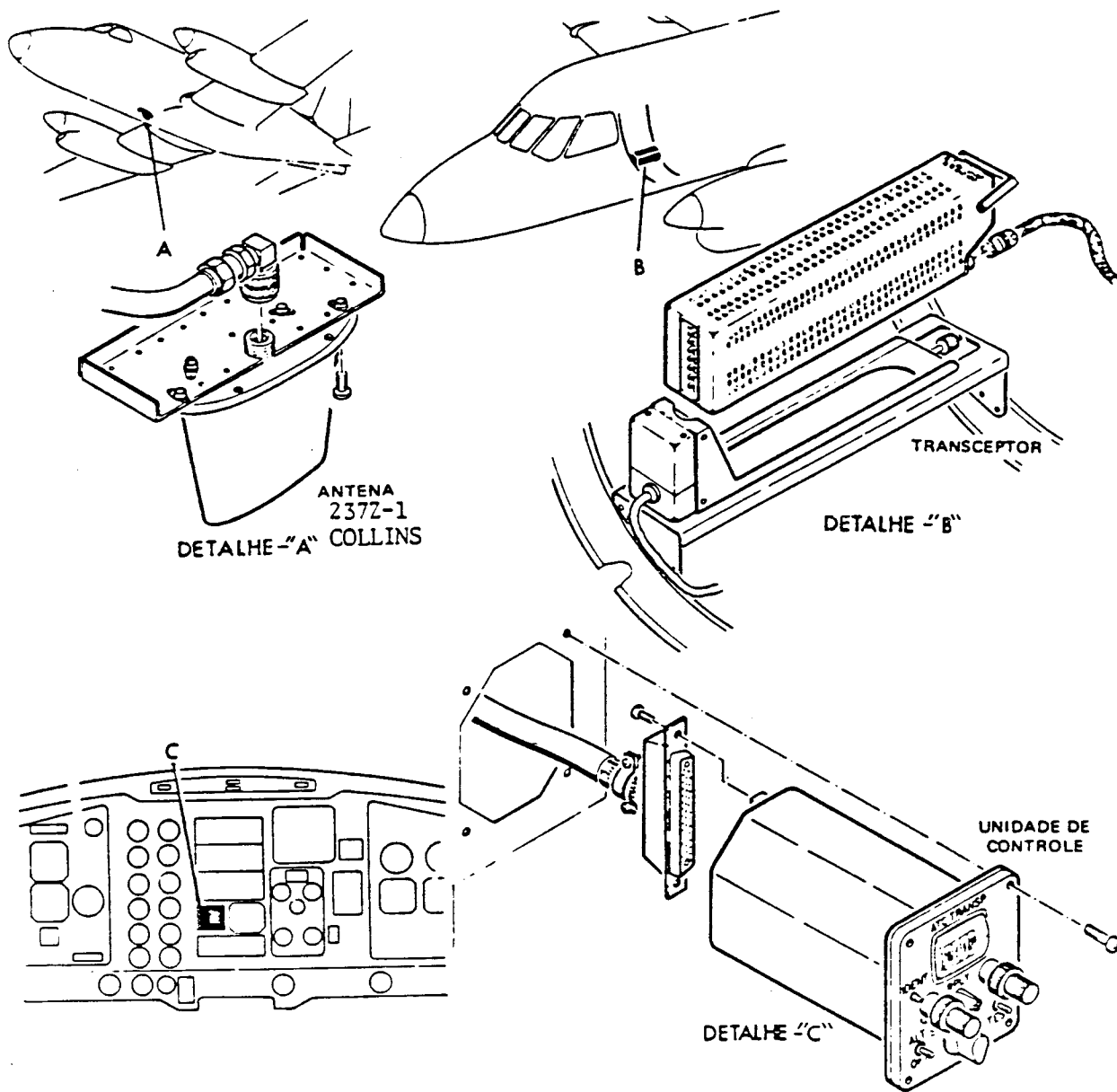


Figura 19-49 Componentes do sistema Transponder.

Painel de controle

O painel de controle, instalado na parte inferior do painel rádio, possui na sua parte frontal os seguintes controles e indicações:

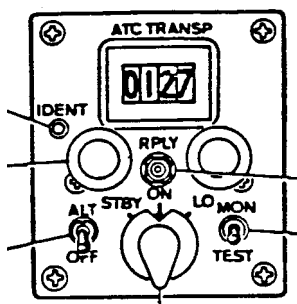


Figura 19-50 Painel de controle

Chave seletora de função – É uma chave rotativa de três posições: STBY, ON e LO.

Quando o interruptor "Seletor Bateria", no painel superior, é posicionado para "BAT" ou "FONTE EXTERNA", a alimentação é automaticamente aplicada ao Transponder. A chave seletora de função deve permanecer na posição "STBY" durante 5 minutos para aquecimento do equipamento.

Quando a chave seletora de função é posicionada para "ON", o sistema passa a operar normalmente.

Na posição "LO", a intensidade do sinal transmitido pelo Transponder diminui. Este tipo de operação é usado quando a intensidade do sinal de vídeo na tela do radar é muito forte.

Durante o Vôo a chave seletora de função só deverá ser colocada nas posições “STBY” e “LO”, quando os pilotos recebem instruções neste sentido pela estação de terra. Em caso contrário, deverá permanecer sempre na posição “ON”.

Chaves Seletoras de Código - São usadas para selecionar o código de operação. As duas chaves concêntricas da esquerda selecionam os algarismos dos milhares e das centenas. As duas chaves concêntricas da direita selecionam os algarismos das dezenas e das unidades.

Janela Indicadora de Código - Apresenta o código selecionado através de seus quatro dígitos.

Controle ALT / OFF – É um interruptor de duas posições. Na posição ALT o Transponder inclui informação de altitude da aeronave, quando interrogado no modo “C”.

Quando a aeronave não possuir altímetro codificador o interruptor deverá permanecer na posição “OFF” (desligado). Neste caso, o Transponder responderá somente as interrogações do modo “A”.

Lâmpada RPLY – A lâmpada RPLY opera normalmente, com a chave MON/TEST na posição “MON”. Cada vez que o TDR-90 transmite uma resposta, a lâmpada RPLY acende e permanece acesa por 1 segundo.

Chave MON / TEST – A posição TEST desta chave possibilita a operação do TDR-90, e fornece uma indicação confiável das condições de operação do sistema.

Quando a chave MON / TEST é colocada na posição TEST, uma interrogação simulada, do módulo “A”, é gerado no TDR-90. O teste pode ser feito para o modo “C”, desde que a chave ALT / OFF esteja na posição “ALT”. A resposta gerada no TDR-90 e, se o mesmo estiver operando normalmente, a lâmpada RPLY acende.

Controle IDENT – Quando o controle IDENT é pressionado, um pulso adicional é incluído nos pulsos de resposta. O controle IDENT, normalmente, só é acionado quando solicitado pela estação de terra.

Operação do sistema

Quando a aeronave atinge a área de controle de determinada estação de terra, o piloto é instruído para selecionar no equipamento o código informado pela respectiva estação.

A mudança de código é feita através de controles próprios existentes na unidade de controle.

O sistema Transponder TDR-90 opera nos modos “A” e “C” e é alimentado pela barra de emergência de 28 VCC..

O sistema Transponder transmite um sinal codificado, em resposta aos sinais de interrogação do radar de terra. A estação de terra usa o sinal de resposta, para localizar e identificar a aeronave equipada com o sistema Transponder.

O sistema de radar de terra inicialmente detecta a presença da aeronave, como um radar comum. Em seguida envia um sinal de interrogação que é captado pela antena do Transponder. O próprio sinal de interrogação dispara o transmissor do TDR-90 que por sua vez emite um sinal de resposta.

RÁDIO ALTÍMETRO

Introdução

O sistema de rádio altímetro fornece indicações acuradas e confiáveis, da altura do avião com relação ao solo, durante as fases críticas de aproximação. O sistema proporciona continuamente sinais de saída para o sistema de piloto automático e ao diretor de vôo.

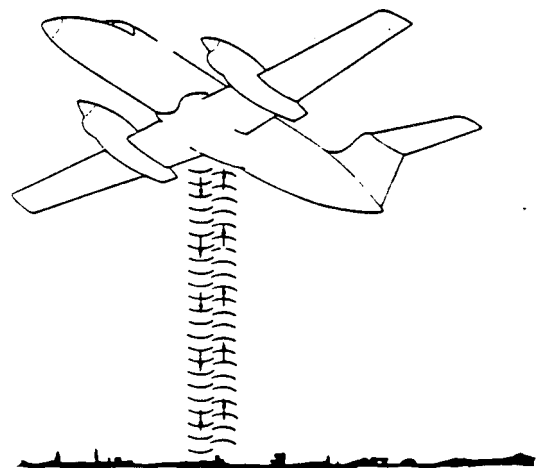


Figura 19-51 Sinais do sistema de rádio altímetro

Descrição e localização dos componentes

O sistema Collins ALT-50 é composto por:

- Um transceptor Collins, instalado sob o piso.

- Um indicador, instalado no painel principal.
- Duas antenas, uma para transmissão e outra para recepção, localizadas na parte inferior da fuselagem.

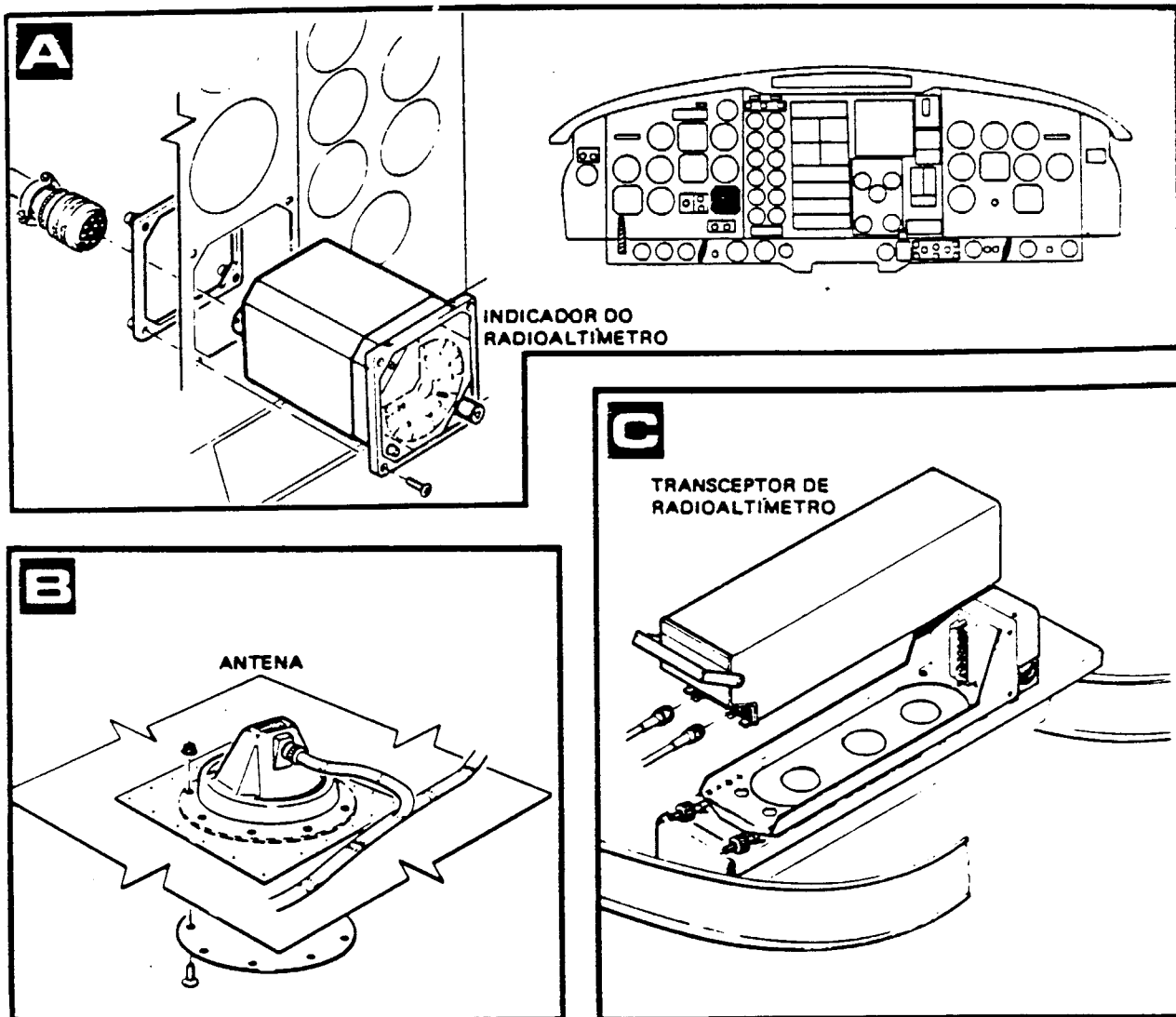
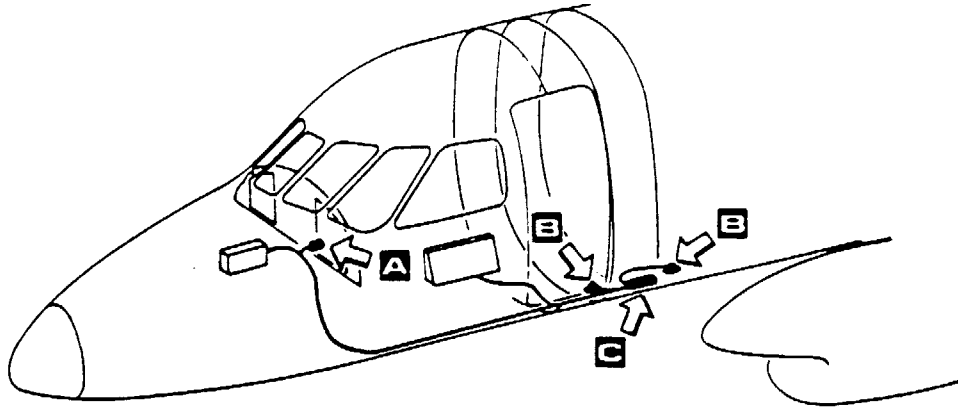


Figura 19-52 Localização dos componentes do sistema de rádio altímetro.

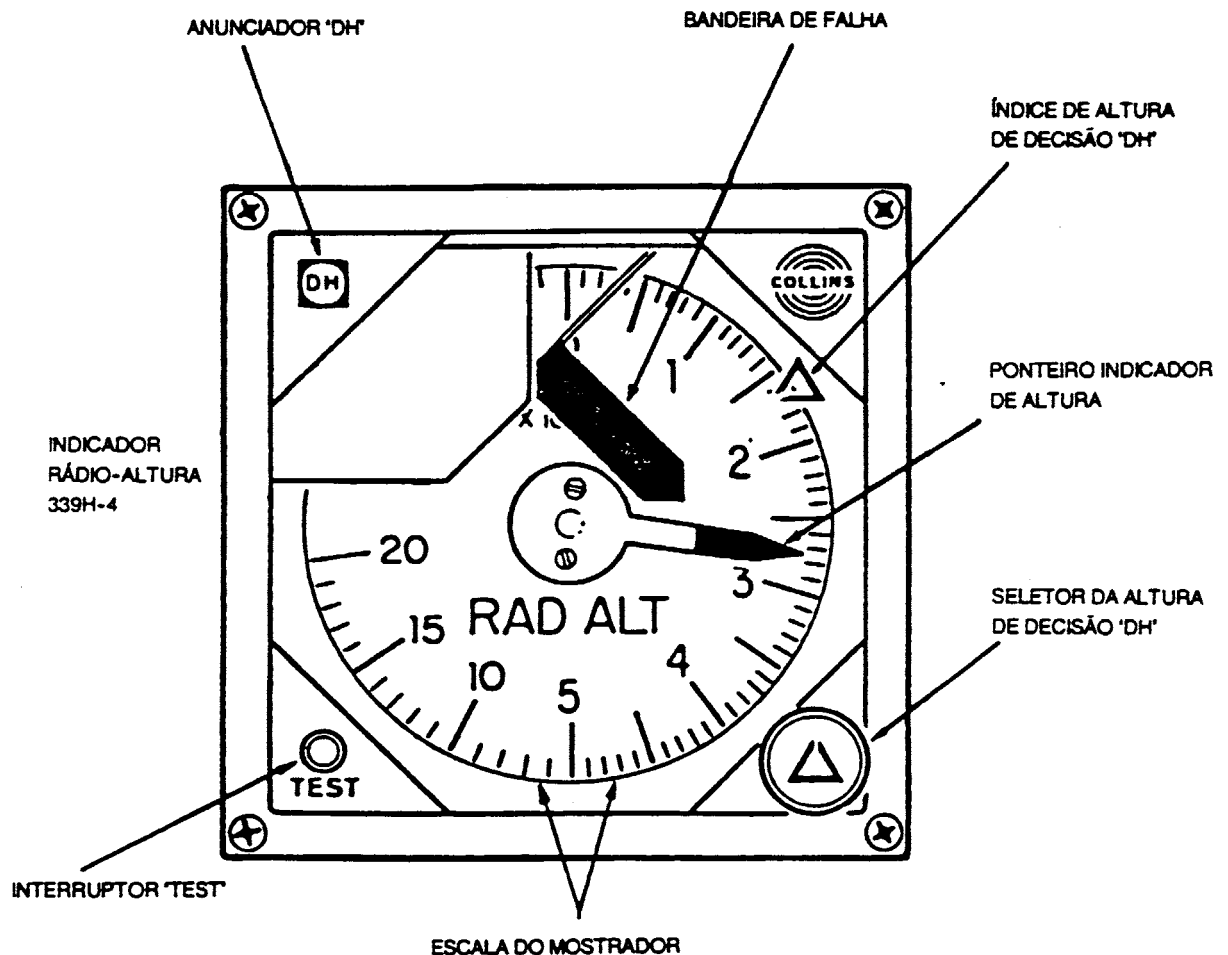


Figura 19-53 Indicador do sistema rádio altímetro

Transceptor – O transceptor de rádio altímetro, recebe e processa sinais de ondas curtas moduladas em frequência, para produzir um sinal de modulação em frequência, cuja razão é proporcional a altitude do avião, em relação ao solo.

O transceptor proporciona continuamente saída para o piloto automático e diretor de vôo.

Indicador – O indicador de rádio altímetro, fornece a indicação em pés da altitude do avião em relação ao solo, dentro da faixa de 0 a 2.000 pés. O indicador possui em seu canto inferior direito, um seletor de altura de decisão (DH). Este seletor permite ao piloto a seleção manual de uma altura mínima que, ao ser atingida, acionará um sistema de aviso. Este sistema pode ser usado durante os vôos de patrulha para alertar o piloto quando for atingido um limite inferior que não deve ser ultrapassado, ou durante uma aproximação de precisão, de acordo com a altura de decisão do procedimento de descida.

O ajuste da altura de decisão é feito posicionando-se, através do seletor, o índice triangular “DH” sobre o valor desejado no mostrador do instrumento; durante a descida da aeronave, ao ser atingido o valor em questão, o piloto tem uma indicação visual através da luz “DH” localizada na extremidade superior esquerda do instrumento.

Um botão de teste localizado na extremidade inferior esquerda do instrumento possibilita, quando pressionado, o teste funcional do sistema. Uma bandeira de alarme, quando visível sobre o dial do instrumento indica o mau funcionamento do sistema ou perda de alimentação elétrica.

Operação

O sistema de rádio altímetro Collins ALT-50 provê ao piloto indicações precisas da altitude do avião em relação ao solo na faixa de 0 a 2.000 pés, durante as fases de aproximação.

O transceptor que é alimentado por 28 VCC, produz um sinal de saída de frequência

variável entre 4250 MHz e 4350 MHz, que é enviado ao solo através da antena de transmissão.

O tempo transcorrido entre a transmissão e a recepção do sinal, é convertido, no transceptor, em uma tensão CC proporcional a altitude do avião em relação ao solo. Esta tensão CC é enviada ao indicador que, por sua vez, a converte em uma indicação visual de altura, em pés.

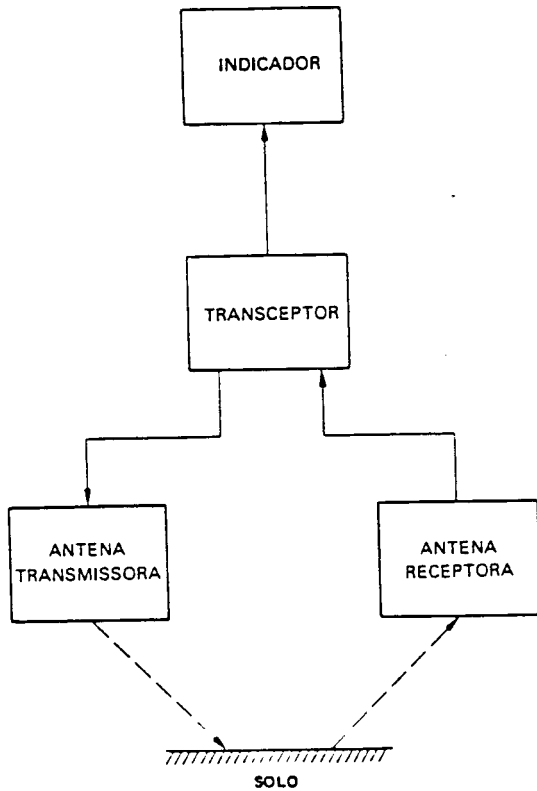


Figura 19-54 Diagrama bloco do sistema rádio altímetro.

RADAR METEOROLÓGICO

Introdução

O sistema de radar meteorológico é projetado para detectar e mostrar as condições meteorológicas na rota do avião.

Energia de radiofrequência ou ondas de rádio eletromagnéticas são comumente chamadas de energia de radar. Ao atingirem uma superfície refletora essas ondas (ou energia) produzem um eco, ou seja, parte da energia é refletida.

A energia de radar é transmitida em pulsos de curta duração.

O intervalo entre os pulsos é destinado à recepção do eco. Essa energia percorre o espaço em linha reta e a uma velocidade aproximada de 186.000 milhas por segundo (300.000 Km / seg); durante um microssegundo um pulso percorre 984 pés.

De posse desses dados a distância, de um objeto ou de um avião, pode ser determinada com precisão.

Na terminologia do radar uma milha náutica de radar – 12,34 microssegundos- é o tempo que um pulso gasta para percorrer uma milha até o objeto e retornar.

O sistema radar meteorológico Bendix RDS-82 tem como propósito detectar e apresentar em quatro cores, de rápida interpretação as condições meteorológicas.

O sistema pode ser usado como auxílio à navegação no modo mapeamento de solo ou mesmo como radar meteorológico.

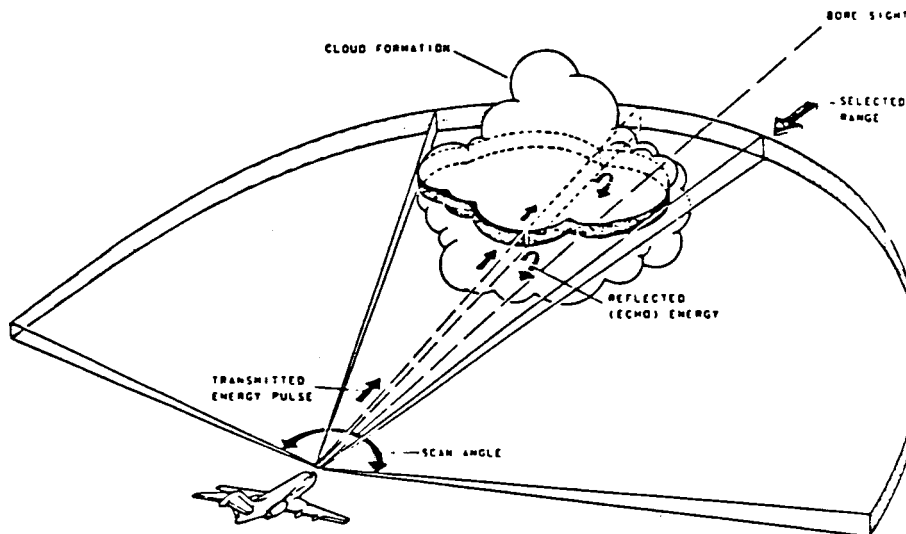


Figura 19-55 Apresentação de uma precipitação pelo radar meteorológico.

Descrição e localização dos componentes

O sistema RDS-82 é constituído por:

- Um sensor de radar Bendix RS-181A, instalado sob o radome.
- Uma unidade indicadora Bendix IN-182A, instalada no painel principal.

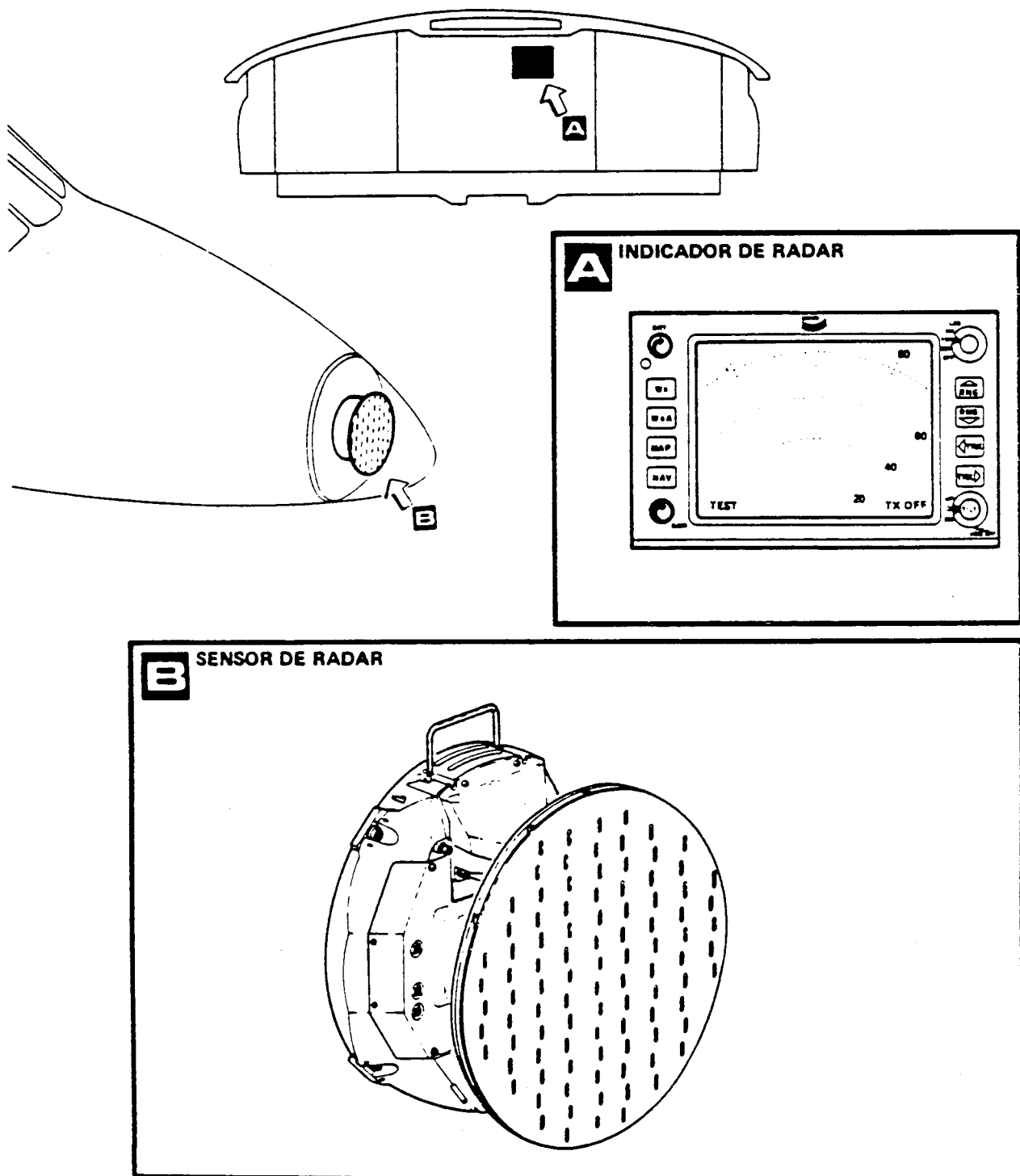


Figura 19-56 Localização dos componentes do sistema de radar RDS-82

Sensor de Radar RS-181A

O sensor de radar RS-181A, compõe-se de um receptor de radar, um transmissor de radar e uma antena, formando uma única unidade.

O transmissor de radar emite pulsos de RF na frequência de 9345 ± 25 MHz (banda X), com uma potência de pico de saída de 1 KW.

A frequência de repetição do pulso depende do alcance selecionado. Pulsos refletidos pelos alvos são recebidos pelo sensor

de radar, através da antena, para serem mostrados na tela do indicador.

A antena dirigida é fixada em um conjunto de microonda do sensor de radar e os dois se movem juntos na varredura do radar.

A antena possui um ângulo de inclinação de 15° acima e abaixo do eixo horizontal, comandável através do botão de controle de TILT no painel do indicador.

O indicador de atitude do piloto envia ao sistema informações de rolamento e arfagem da aeronave. Essas informações são processadas e usadas para estabilizar a antena. O máximo ângulo possível de correção é de $\pm 25^\circ$.

Unidade indicadora IN-182A

O indicador de radar abriga internamente os dispositivos eletrônicos de controle e sua face dianteira incorpora todos os controles, indicadores e a tela de imagens.

O painel indicador inclui os controles necessários para alimentação do sistema, seleção de alcance e do TILT da antena, controle do ganho do receptor (no modo de mapeamento do solo), funções de varredura e teste. As marcas de alcance geradas internamente aparecem como círculos concêntricos espaçados regularmente na tela, para auxiliar na determinação do alcance dos alvos.

O indicador mostra as condições meteorológicas em quatro cores: verde, amarelo, vermelho e magenta e os alvos no modo de mapeamento de solo em três cores: verde amarelo e vermelho.

O indicador de radar possui os seguintes controles:

- **Chave de funções** – É uma chave rotatória com cinco posições, cada uma com as funções a seguir.
 - OFF – Desliga o sistema.
 - STBY – Coloca o sistema na condição de STANDBY, durante o período de aquecimento e quando o sistema não está em uso. A palavra STBY é mostrada no canto inferior esquerdo da tela.
 - TST – Seleciona a função de teste para verificar a operacionalidade do sistema. Nesta condição não há transmissão.
 - ON – Seleciona a condição para operação normal. Na posição “ON”, o

radar está transmitindo. O modo de operação “Wx” e o alcance de 80 milhas são automaticamente selecionados quando na posição “ON”.

- LOG – Esta função é inoperante, quando não há equipamento “NAV” conectado ao sistema. Quando esta função é selecionada a palavra “NO LOG” aparecerá na tela.

- **Botão “Wx”** – Quando pressionado seleciona o modo de mapeamento meteorológico. “Wx” é mostrado no canto inferior esquerdo da tela.

- **Botão “WxA”** – Quando pressionado seleciona o modo de alerta meteorológico. A área na cor magenta cintila e “WxA” é mostrado no canto inferior esquerdo da tela.

- **Botão “MAP”** – Quando pressionado, seleciona o modo de mapeamento de solo. “MAP” é mostrado no canto inferior esquerdo da tela.

- **Botão “NAV”** – É inoperante quando um equipamento opcional “NAV” não é conectado ao sistema radar. As palavras “NO NAV” serão mostradas no canto inferior esquerdo da tela.

- **Botões de rastreamento – TRACK** – Quando um dos dois botões é mantido pressionado, uma linha amarela do cursor de rastreamento aparece e se movimenta para a esquerda ou para a direita (passos de um grau), de acordo com o botão selecionado. Ao se liberar o botão, o cursor de rastreamento pára e permanece cerca de 10 a 15 segundos, desaparecendo em seguida, a não ser que o botão seja pressionado novamente. A proa diferencial será indicada em algarismos amarelos no canto superior esquerdo do vídeo e desaparecer

- **Botão de aumento de alcance-RANGE** – Apaga a imagem e avança o indicador até o alcance imediatamente superior, cada vez que o botão for pressionado até o máximo de 240 milhas. O alcance selecionado é mostrado no canto superior

direito da tela, na última marca de alcance. A distância para cada um dos demais círculos de marca de alcance é apresentada ao longo da margem direita dos círculos (arcos).

- **Botão de decréscimo de alcance-RANGE** – Apaga a imagem e avança o indicador até o alcance imediatamente inferior, cada vez que o botão for pressionado, até que seja obtido o alcance mínimo.
- **Botão de controle de "TILT"** – Quando este botão é puxado, desestabiliza a antena e as palavras "STAB OFF" piscarão no canto superior esquerdo da tela. Quando o botão é empurrado a estabilização da antena é rearmazenada. Quando o botão é girado, ajusta eletricamente a antena para

mover o feixe de radar até um máximo de 15° para cima ou para baixo do eixo horizontal. A posição horizontal é indicada como zero grau, no controle. O ângulo de "TILT" selecionado é mostrado no canto direito da tela. Se o sistema está em uma instalação não estabilizada, as palavras "NO STB" aparecerão no canto superior esquerdo da tela.

- **Controle de ganho – "GAIN"** – Varia o ganho do receptor do radar, quando no modo "MAP". As posições "GAIN" e "STC" são pré-ajustadas na função "TST" e nos modos "Wx" e "WxA".
- **Controle de brilho – "BRT"** – Controla o brilho da tela de acordo com as diversas condições da iluminação da cabine.

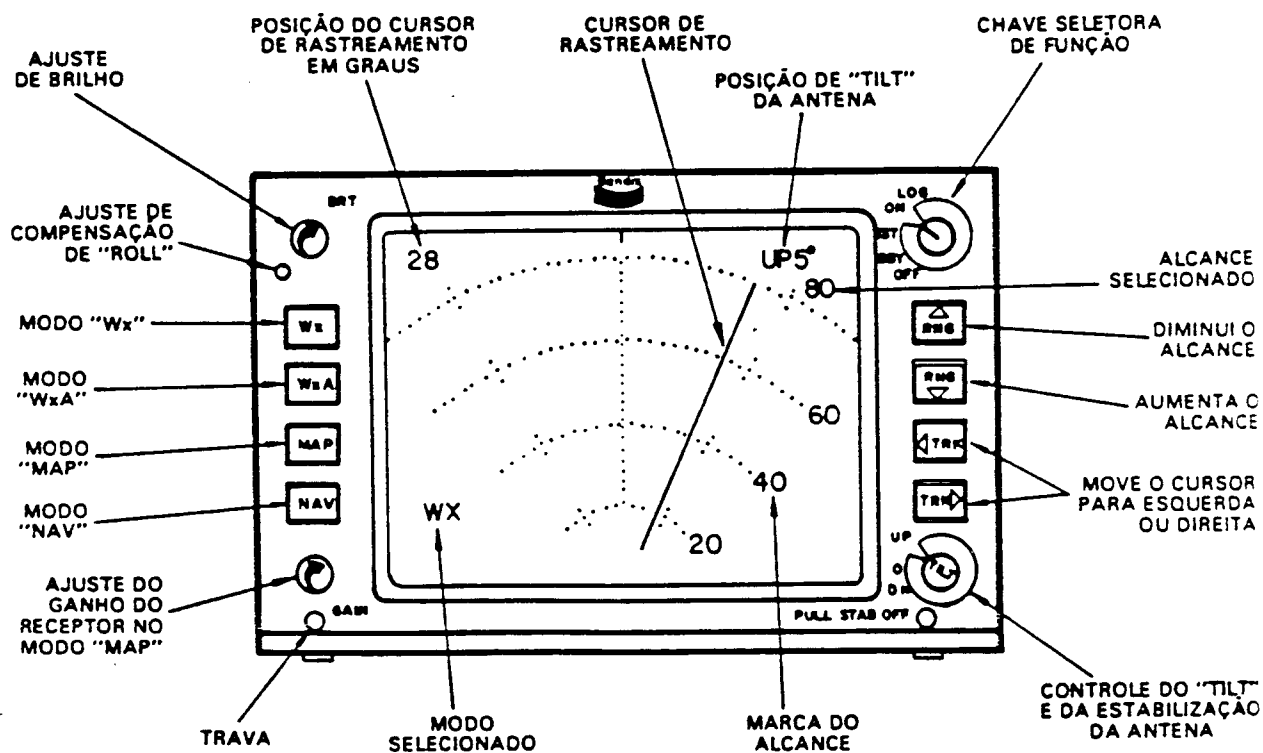


Figura 19-57 Indicador de radar IN-182^A

Operação

O sistema é alimentado eletricamente pela barra de 28 VCC e pela barra de 115 VCA 400 HZ.

O transceptor do sensor de radar transmite pulsos de radiofrequência através da antena. Esses pulsos são refletidos por obstáculos dentro do alcance do sistema, são

captados pela antena e introduzidos no transceptor.

Após serem amplificados os pulsos são apresentados na tela do indicador de radar dando indicação da existência de obstáculos. O indicador de radar fornece indicação meteorológica em quatro cores e indicação de alvos no solo em três cores, dentro da área varrida pelo radar.

O indicador de radar pode ser expandido, com equipamentos adicionais, para um indicador de multifunção, fornecendo informações de navegação (NAV) e de radionavegação (RNAV), informações de relatório de vôo e páginas de informações de "check-list". A tela do indicador de radar é do tipo "PPI" (Indicador de Posição Plana),

apresentando os alvos detectados numa representação plana, como se vistos de cima. Através de uma análise de imagem mostrada na tela, o piloto toma conhecimento da existência de tempestade ou de outro alvo, obtém a distância entre o avião e o alvo, bem como a direção desta em relação ao eixo longitudinal do avião.

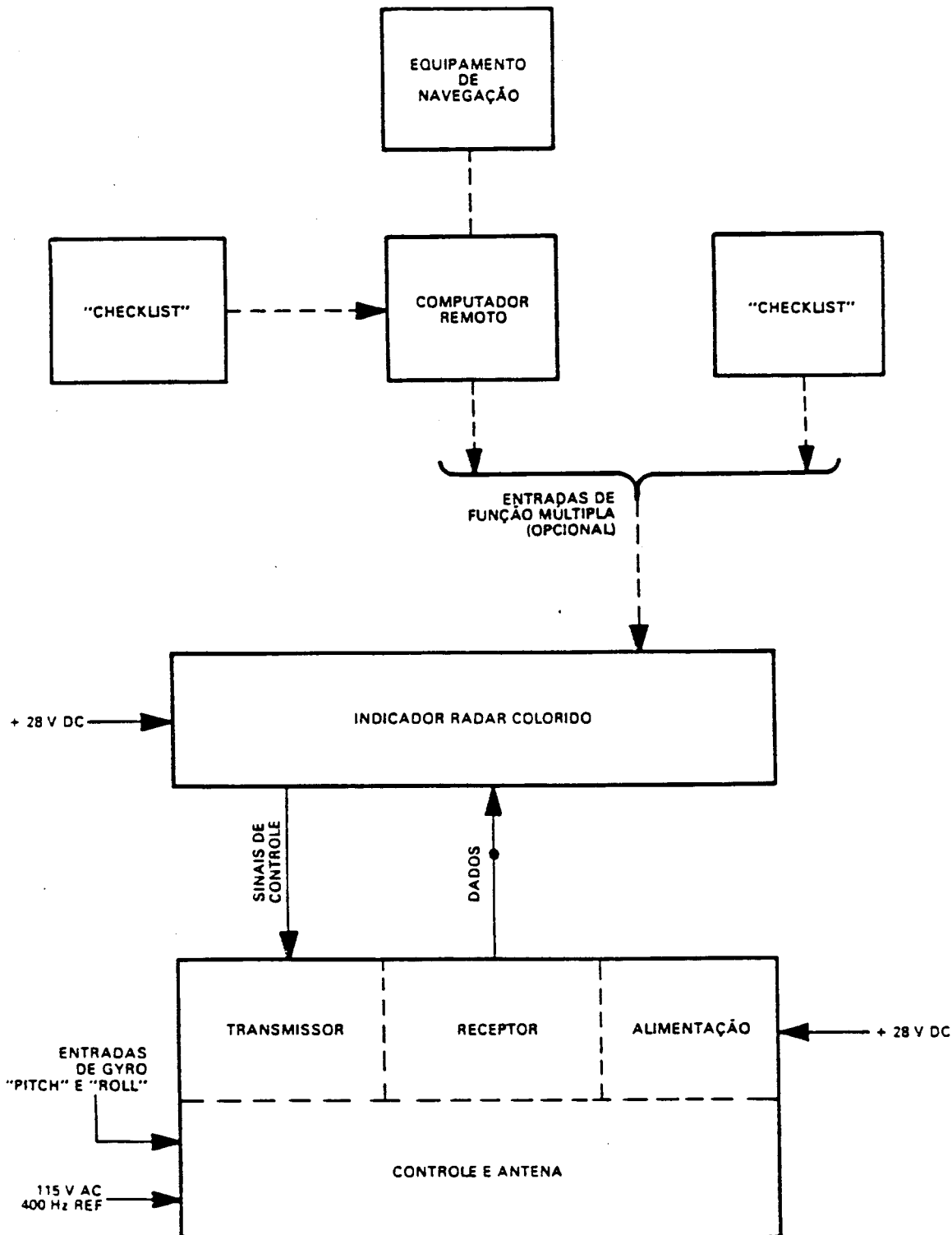


Figura 19-58 Configuração do sistema de radar meteorológico

Verificação Operacional e Teste do Sistema do Radar

Durante a operação do radar no solo, deverão ser tomadas as seguintes precauções de segurança:

- Apontar o nariz do avião para uma direção que não atinja grandes massas metálicas, tais como hangares, caminhões, outros aviões etc que estejam num raio de 100 metros, a fim de evitar o retorno de fortes quantidades de energia refletidas ao sistema.
- Não operar o radar durante qualquer operação de reabastecimento num raio de 100 metros.
- Não operar o radar a menos de 10 metros de distância de locais que contenham material explosivo ou inflamável.
- Não operar o radar com pessoas à frente da antena, a menos de 10 metros de distância.

- 1 Ligue ao avião uma fonte externa de energia de 28 VCC.
- 2 Posicione o interruptor “Seletor de Bateria” em “Fonte externa”. Observe se o indicador magnético se alinha com as marcas do painel.
- 3 Posicione o interruptor “Conversor 1” em “Liga”. Observe se o indicador magnético se alinha com as marcas do painel.
- 4 Posicione a Chave de funções, do indicador de radar em “TST”.
- 5 Posicione o controle de brilho, “BRT” a meio curso.
- 6 Posicione o controle “TILT”, para qualquer posição, com a antena estabilizada (STAB ON).
- 7 Após sete a oito segundos o padrão de teste deve aparecer na tela do indicador.
- 8 Ajuste o controle de brilho como desejar.
- 9 O padrão de teste mostrará na tela quatro faixas coloridas de mesma largura. Partindo da faixa externa para a interna, as faixas serão: verde, amarela, vermelha e magenta.
- 10 O alcance será automaticamente posicionado para 80 milhas. Todas as marcas de alcance estarão visíveis e mostradas em letras de cor azul.
- 11 A ação de atualização da imagem deve ser observada como uma pequena

ondulação ou pequeno movimento, ao longo da faixa verde externa.

- 12 Posicione a Chave de funções em “SBY”. Observe que a antena movimentada-se para baixo para a posição de -25° .
- 13 Volte a Chave de funções para a posição “TST”.
- 14 Gire o controle de “TILT”, no sentido horário, para “UP”. Verifique se a antena se inclina para cima, suavemente e sem interferência.
- 15 Gire o controle de “TILT”, no sentido anti-horário, para “DN”. Verifique se a antena se inclina para baixo, suavemente e sem interferência.
- 16 Volte o controle de “TILT” para zero.
- 17 Posicione a Chave de funções para “ON”.
- 18 O indicador deverá automaticamente estar no modo “Wx”, e o alcance em 80 milhas. Certifique-se de que a antena está estabilizada.
- 19 Ajuste o controle de “TILT”, no sentido horário, em pequenos incrementos, até que uma imagem nítida apareça na tela, sob qualquer condição meteorológica local.
 - a) Os alvos próximos ao solo deverão aparecer na tela.
 - b) Quando a antena atingir $+15^{\circ}$, todos os alvos próximos ao solo deverão desaparecer.
- 20 Repita o passo “16” para verificação de todas as faixas restantes.
- 21 Posicione a Chave de funções, em “OFF”.
- 22 Posicione o interruptor “Conversor 1”, no painel superior, em “DESL”. Verifique se o indicador magnético desalinha.
- 23 Retorne o interruptor “Seletor Bateria” no painel superior, para “DESL”. Observe se o indicador magnético desalinha.
- 24 Retire do avião a fonte externa de energia de 28 VCC.

Estabilização da antena

Teste de “TILT”

- 1 Posicione a Chave de funções em “TST”.
- 2 Puxe o controle de “TILT” (“STAB OFF”).

- 3 Pressione os botões “Wx” e “WxA” simultaneamente. Verifique se o “HIDDEN PAGE” é mostrado na tela do indicador.
- 4 Pressione o botão de aumento de alcance (“Range”) para selecionar “R/T Calibration Data”, no painel indicador.
- 5 Verifique se a página “R/T Calibration Data” é mostrada na tela.
- 6 Mantenha o indicador de atitude nivelado.
- 7 Verifique se na tela do indicador é mostrado “Pitch Angle” e “Roll Angle” iguais a $0.00 \pm 1^\circ$.
- 8 Gire o controle de “TILT”, no indicador, para 0° .
- 9 Verifique se na tela do indicador os ângulos de “Antenna Elevation” são: “L” = $0.00 \pm 1^\circ$; “C” = $0.00 \pm 1^\circ$; e “R” = $0.00 \pm 1^\circ$.
- 10 Gire o controle de “TILT” no sentido horário para $+10^\circ$, conforme indicado em “TILT SETTING: 10.00 U na tela do indicador.
- 11 Verifique se na tela do indicador os ângulos de “Antenna Elevation” são: “L” = $0.00 \pm 1^\circ$, “C” = $10.0 U \pm 1^\circ$ e “R” = $0.00 \pm 1^\circ$.
- 12 Gire o controle de “TILT” no sentido anti-horário para -10° , conforme indicado em “TILT SETTING”: 10.00 “D” na tela do indicador.
- 13 Verifique se na tela do indicador os ângulos de “Antenna Elevation” são: “L” = $0.00 \pm 1^\circ$, “C” = $10.0 “D” \pm 1^\circ$ e “R” = $0.00 \pm 1^\circ$.
- 14 Gire o controle de “TILT” para 0° .
- 15 Pressione o botão “Wx”. Verifique se na tela do indicador é mostrado o modo teste (imagem padrão).

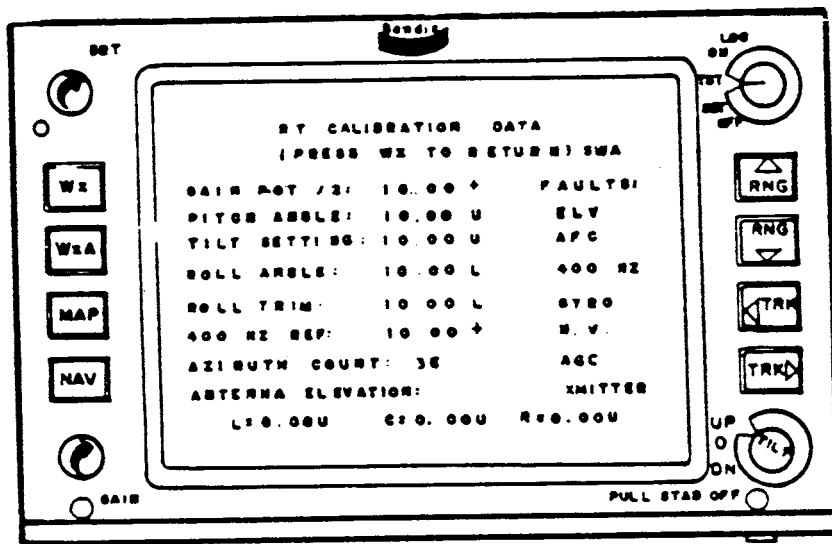


Figura 19-59 Formato de “Hidden Page” para os dados de calibração da R/T.

Teste de calibração de “PITCH”

O teste de “TILT” deve ser executado antes do teste e calibragem de “PITCH”.

- 1 Posicione a Chave de funções em “TST”.
- 2 Pressione o botão de controle de “TILT” (STAB ON).
- 3 Pressione os botões “Wx” e “WxA” simultaneamente. Verifique se na tela do indicador é mostrado o menu “Hidden Page”.
- 4 Pressione o botão de aumento de alcance (Range) para selecionar “R/T Calibration Data, no painel do indicador.
- 5 Verifique se a página “R/T Calibration Data” é mostrada na tela.
- 6 Posicione o indicador de atitude para 10° de arfagem e 0° de rolamento.
- 7 Verifique se na tela do indicador o “Pitch Angle” é indicado $10.00 U \pm 1^\circ$ e os ângulos de “Antenna Elevation” são: L = $7.07 D \pm 1^\circ$, C = $10.0 D \pm 1^\circ$ e R = $7.07 D \pm 1^\circ$.
- 8 SE OS ÂNGULOS DE “Antenna Elevation” não são corretos, ajuste o controle de ângulo de Pitch, na base da antena, para uma indicação correta na tela do indicador.
- 9 Puxe o botão de controle de “TILT” (Stab OFF).
- 10 Verifique se na tela do indicador os ângulos de “Antenna Elevation” são: L = C+R+ $0.00 \pm 1^\circ$.

- 11 Empurre o botão de controle de "TILT (Stab ON)
- 12 Pressione o botão "Wx". Verifique se na tela do indicador é mostrado o modo teste (Imagem padrão).

Teste de calibração de "ROLL"

O teste de "TILT", e teste e calibração de "PITCH", devem ser executados antes do teste e calibragem de "ROLL".

- 1 Posicione a Chave de funções em "TST".
- 2 Pressione o botão de controle de "TILT" (Stab ON).
- 3 Gire o controle de "TILT" para 0° conforme indicado em "TILT Setting" na tela.
- 4 Pressione os botões "Wx" e "WxA" simultaneamente. Verifique se na tela do indicador é mostrado o menu "Hidden Page"
- 5 Pressione o botão de aumento de alcance (Range) para selecionar "R/T Calibration Data", no painel do indicador.
- 6 Verifique se a página "R/T Calibration Data" é mostrada na tela.
- 7 Mantenha o indicador de atitude alinhado.

- 8 Ajuste o potenciômetro de compensação de "ROLL" no indicador de radar, para zero grau, como indicado na tela.
- 9 Posicione o indicador de atitude para 0° de arfagem e 30° de rolamento à direita.
- 10 Verifique se na tela do indicador é mostrado "Pitch Angle" e "TILT Setting" iguais a $0.00 \pm 2^\circ$, e os ângulos de "Antenna Elevation" são: L = $21.0 D \pm 2^\circ$, C = $0.00 \pm 2^\circ$ e R = $21.0 U \pm 2^\circ$.
- 11 Posicione o indicador de atitude para 0° de arfagem e 30° de rolamento à esquerda.
- 12 Verifique se na tela do indicador é mostrado "Pitch Angle" e "TILT Setting" iguais a: $0.00 \pm 2^\circ$, e os ângulos de "Antenna Elevation" são: L = $21.0 U \pm 2^\circ$, C = $0.00 \pm 2^\circ$ e R = $21.0 \pm 2^\circ$.
- 13 Ajuste o controle de ângulos de "ROLL" na base da antena, se não foram encontrados os ângulos de "Antenna Elevation", nos passos 10 e 12. Então, repita os passos de 9 a 12.
- 14 Pressione o botão "W". Verifique se na tela do indicador é mostrado o modo teste.

PILOTO AUTOMÁTICO

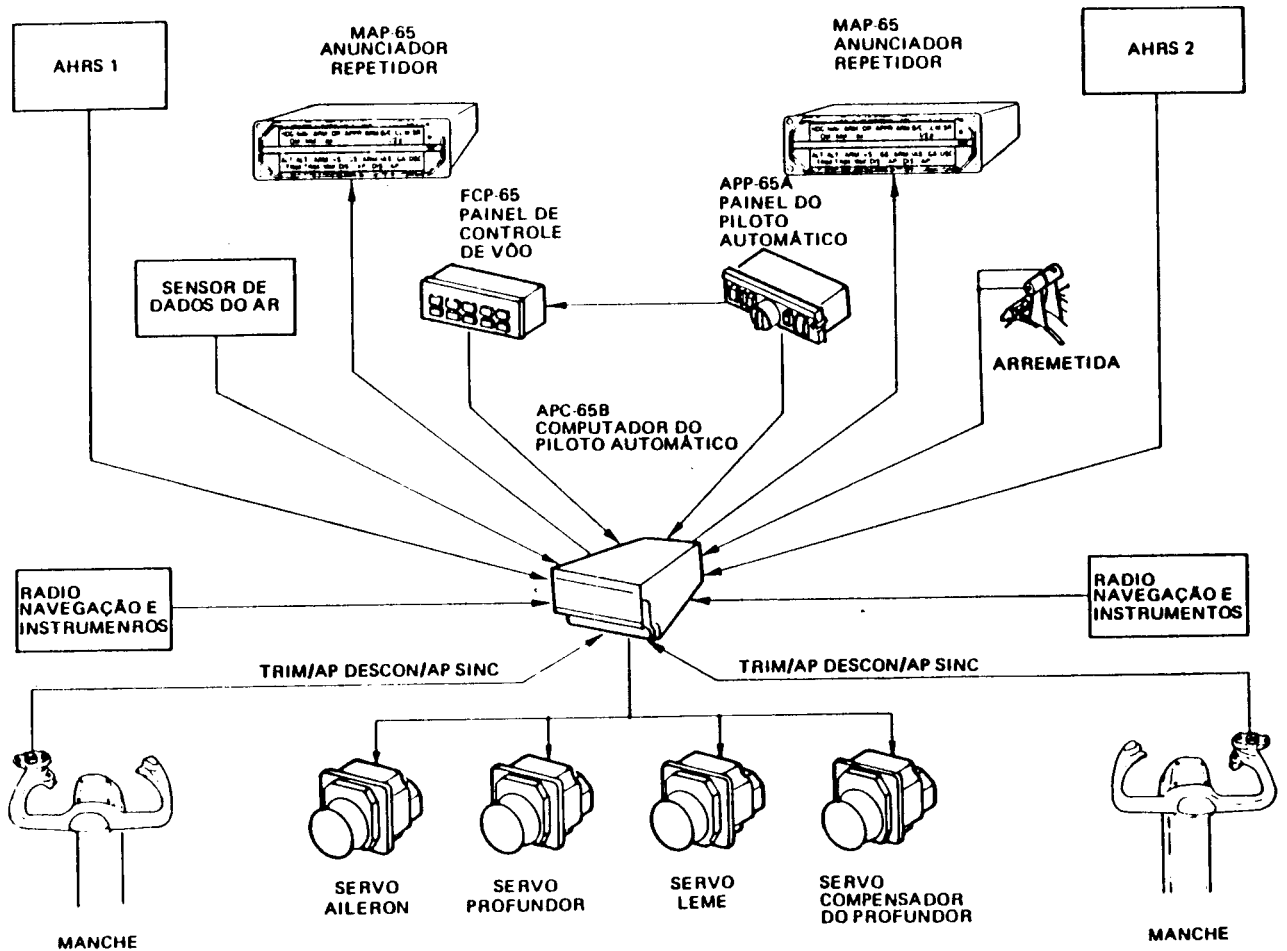


Figura 19-60 Diagrama de bloco do sistema Piloto Automático.

PILOTO AUTOMÁTICO

Introdução

O sistema de piloto automático / diretor de vôo, através do computador APC65B, fornece controle automático para os sistemas de comando dos ailerons, profundor e leme, de acordo com os modos de vôo selecionados e um controle automático do compensador do profundor. Fornece, também, comandos do

diretor de vôo para arfagem e rolagem, sistema de alarmes e anunciadores de modos.

Descrição e localização dos componentes

O sistema é composto por:

- 1 Um computador APC65.
- 2 Um painel do piloto automático APP65A.
- 3 Um painel de controle de vôo FCP65.
- 4 Um painel anunciador de modos MAP65.
- 5 Um sensor de dados do ar ADS65C
- 6 Chaves e botões externos.

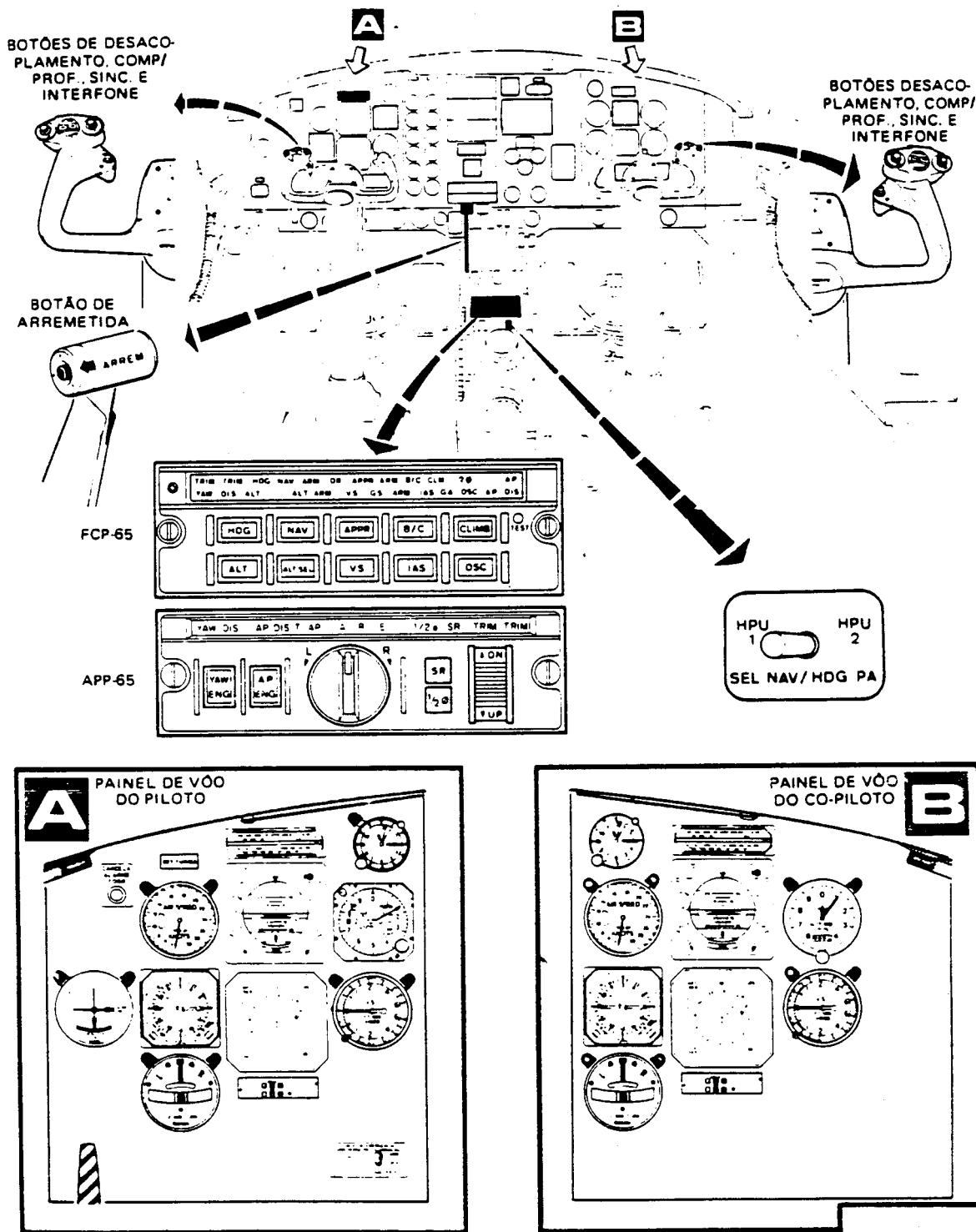


Figura 19-61 Localização dos componentes do Piloto Automático(cabine).

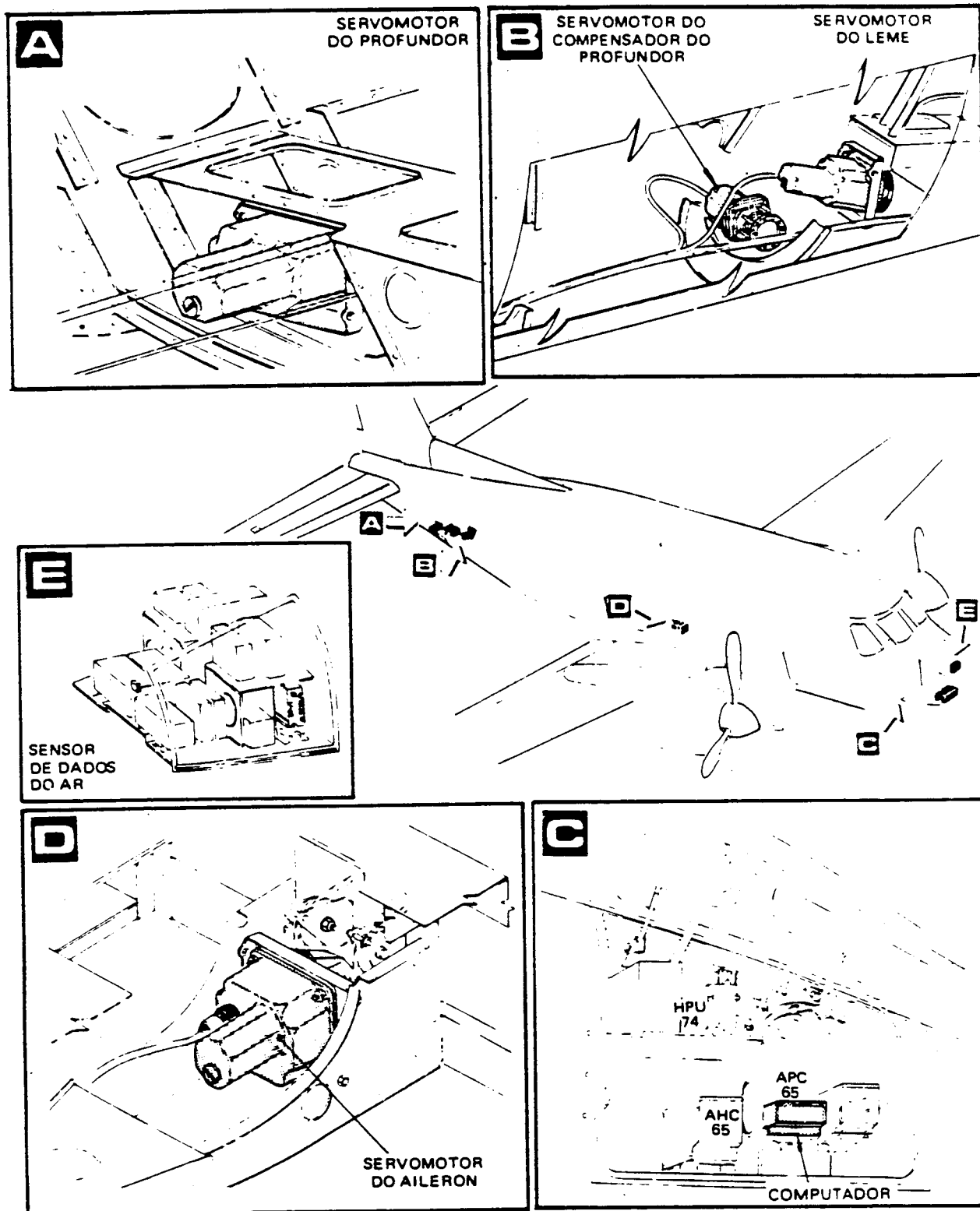


Figura 19 62 Localização dos componentes do Piloto Automático(fuselagem).

Computador APC65B

– O computador do piloto automático é o centro de controle do sistema. Ele processa todos os sinais recebidos e os envia ao canal correspondente.

A interligação entre o computador e o seletor anunciador de modos FCP65 é feita através de uma barra de dados seriados.

Faz parte deste sistema a compensação elétrica manual do compensador do profundor (Trim), cujo módulo de controle está embutido

no computador do piloto automático APC65A, sendo comandado através dos interruptores COMP / PROF, localizados nos manches.

Os dados requeridos para operação do computador são basicamente os seguintes:

- Dados de arfagem, rolamento, razão de guinada, aceleração lateral, aceleração vertical, fornecidos pelo sistema de Referência de Atitude de Proa (AHRS).
- Altitude e velocidade do sistema de dados do ar (ADS).
- Curso e erro de proa do EHSI.
- Sinais de radionavegação.
- Sinais discretos dos painéis de controle, monitores, bandeiras de alarme e outros.

Os sinais de saída fornecidos pelo computador são:

- Comandos de direção de arfagem e rolamento.
- Comandos de direção do motor para cada servo.
- 28 VCC e um sinal de terra controlado, gerado para cada canal de comando, o qual permite o controle do campo magnético de cada servo.
- Aviso de falhas de AP, TRIM e SERVO.

Os sinais de radionavegação ligados ao piloto automático / diretor de vôo são:

- VOR / LOC (V / L).
- GLIDESLOPE (GS).
- MARKER BEACON (MB).
- Rádio Altímetro.

Os componentes do computador do piloto automático mostrado na figura 19-63, são divididos em duas partes:

- Um computador de comando do diretor de vôo, composto basicamente de um microprocessador 6802.
- Quatro cartões independentes nos computadores dos servos, um para cada canal (arfagem, rolamento, guinada e compensador elétrico), baseados em microprocessadores 6502.

O computador de comando do diretor de vôo processa os sinais dos circuitos periféricos e apresenta os resultados através dos “FIS” (Sistema de Instrumentos de Vôo).

Ao sinais de arfagem e os de rolagem são enviados para os computadores dos servos de arfagem e rolagem (microprocessadores). Este cartões de servos combinam-se na computação de atitude básica com o sinal de direção apropriada do diretor de vôo. O sinal assim obtido é utilizado para atuar os respectivos servos (arfagem e rolamento).

Os sinais de guinada como “ERRO DE PROA (Heading Course) e DADOS DE CURSO (Course Datum) são provenientes do Computador de Dados de Proa (HPU) e os sinais de RAZÃO DE CURVA (Turn Rate) e ACELERAÇÃO LATERAL (Lateral Acceleration) são provenientes do AHRS e processados através de microprocessadores para o funcionamento correto do AMORTECEDOR DE GUINADA (Yaw Damper) e coordenação de curva.

A operação do compensador é feita através do servo compensador do profundor. A excitação para o servo é fornecida pelas chaves do compensador do profundor, o qual permite o ajuste manual através do sistema do compensador elétrico ou através do APC65B para a atuação automática do compensador do profundor com o piloto automático engajado.

Painel do Piloto Automático – É um painel montado através de “DZUS”, ao pedestal de manetes, provido de controles do piloto automático e de anunciadores.

O painel do piloto automático (APP65A) é interligado, no sistema do piloto automático (APS65), ao computador do sistema (APC65B) e ao painel de controle de vôo (FCP65).

O painel possui as teclas AP ENG, YAW ENG, SR e 1/2 0, os controles de inclinação lateral (TURN) e vertical (DN / UP).

Possui também, na parte superior, o anunciador Queridos pais, fornece indicações contínuas da operação do sistema.

A função de cada tecla e controle do painel do piloto automático são descritos a seguir.

Tecla YAW ENG – Engaja e desengaja o servo do leme.

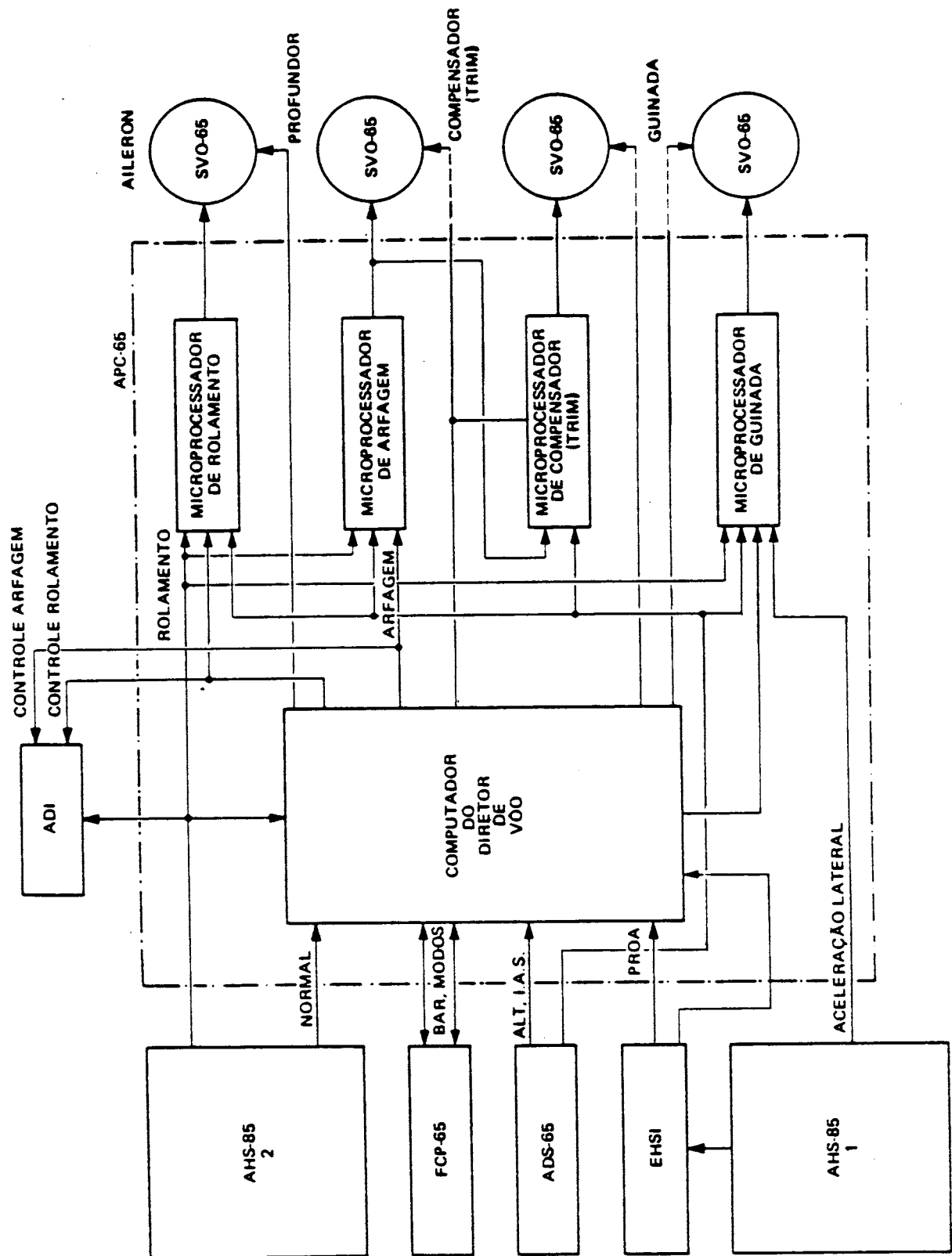


Figura 19-63 Diagrama bloco do computador do Piloto Automático.

Tecla AP ENG – Engaja todos os servos do piloto automático, incluindo o do leme e o servo do compensador do profundor (TRIM) e desengaja todos os servos do piloto automático exceto o do leme. O servo do leme será

desengajado quando a tecla YAW ENG ou os interruptores do desengajamento do sistema, localizado no manche, forem acionados.

Tecla SR – Ativa o modo SOFT-RIDE no computador do piloto automático para fornecer

incrementos que suavizem o comando do avião, melhorando o conforto dos passageiros durante condições de turbulência.

Tecla 1/2 Ø – Ativa o modo HALF-BANK, limitando o comando do ângulo de inclinação num limite de metade do valor normal. Pode ser selecionado em conjunto com os modos HDG e rolamento básico.

Controle vertical DN/UP – Proporciona o controle manual do eixo de arfagem quando o piloto automático está engajado. É um controle balanceado através das molas com duas posições de contatos momentâneos (DN e UP), e é atuado quando mantido em uma das posições por mais de um segundo.

Controle L/R (TURN) – Controla o ângulo de inclinação lateral, sendo esse ângulo proporcional ao deslocamento do botão de rolamento.

Os anunciadores do painel do piloto automático são codificados através de cores para melhor reconhecimento do estado do modo selecionado:

YAW (verde) – Indica que o amortecedor de guinada está engajado.

DIS (YAW) (âmbar) – Indica que o amortecedor de guinada está desengajado.

O anunciador DIS piscará por 5 segundos e apagar-se-á. O anunciador também iluminará quando o amortecedor de guinada estiver engajado e o botão SYNC for pressionado.

AP (verde) – Indica que o piloto automático está engajado.

DIS (AP) (âmbar) – Indica que o piloto automático está desengajado. O anunciador DIS piscará por 5 segundos e apagar-se-á. O anunciador também iluminará quando o piloto automático estiver engajado e o botão PILOT AUTOM SYN for pressionado.

T (âmbar) – Indica falha do servo do compensador do profundor (TRIM).

AP (vermelho) – Indica falha do piloto automático.

A (âmbar) – Indica falha do servo do aileron.

R (âmbar) – Indica falha do servo do leme.

E (âmbar) – Indica falha do profundor.

1/2 Ø (verde) – Indica que o modo HALF-BANK foi selecionado.

SR (verde) – Indica que o modo SOFT-RIDE foi selecionado.

TRIM (vermelho) – Indica falha do sistema do compensador do profundor.

TRIM (branco) – Indica que o sistema do compensador está em operação.

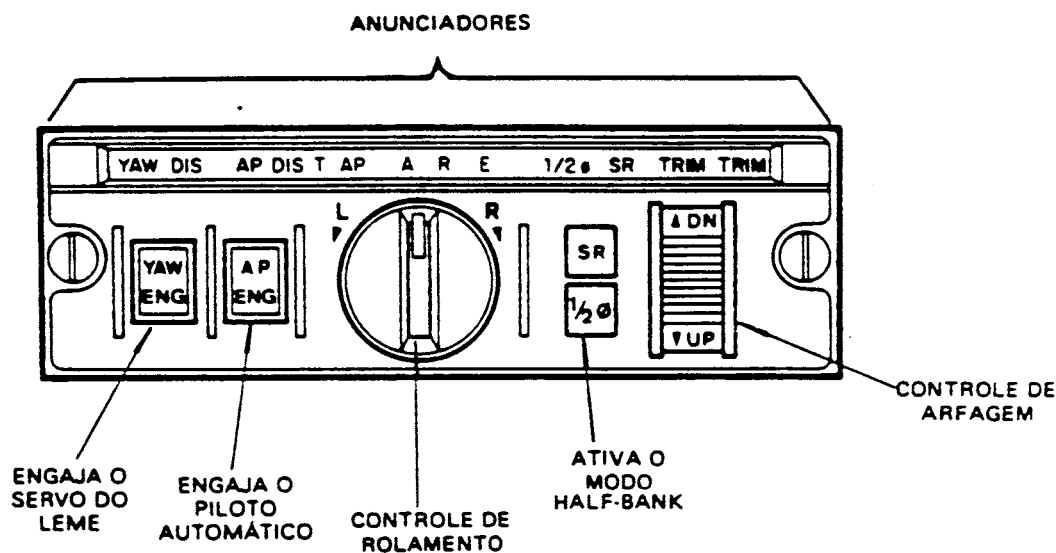


Figura 19-64 Painel do Piloto Automático

Painel de Controle de Vôo – O painel de controle de vôo FCP 65 é instalado com “dzus”, usado para selecionar e mostrar os modos de operação do diretor de vôo ou sistema do piloto automático. O painel de controle FCP 65 provê a seleção de modo de operação através de

teclas do tipo “pressiona-liga / pressionadesliga”, com indicação da função selecionada, apresentada pelo anunciador de modos na parte superior do próprio painel e pelos repetidores anunciadores de modo MAP 65, localizados no painel de instrumentos.

A seleção de modos através do painel de controle é interligada ao computador do piloto automático AP 65B, para assegurar que somente modos compatíveis são selecionados ao mesmo tempo.

O painel de controle de voo também envia os comandos do piloto automático para o computador do piloto automático e a lógica do modo de controle de voo para outros equipamentos no sistema.

A função de cada botão no painel de controle de voo FCP 65 é descrita a seguir:

HDG – Seleciona o modo proa(HEADING).

NAV – Seleciona o modo navegação.

APPR – Seleciona o modo aproximação.

ALT – Seleciona o modo altitude.

B/C – Seleciona o modo aproximação pelo curso reverso.

ALT SEL – Seleciona o modo altitude pré-selecionada.

IAS – Seleciona o modo velocidade do ar, indicada.

VS – Seleciona o modo velocidade vertical.

CLIMB – Seleciona o modo subida.

DSD – Seleciona o modo descida.

TEST – Ativa o procedimento de autoteste e seleciona o modo diagnóstico, constituído de uma lâmpada-teste e outras rotinas, que podem ser executadas em solo como ajuda na manutenção. O modo teste pode ser usado quando em voo, porém o botão TEST deve ser pressionado e mantido até a leitura do diagnóstico, e então liberado.

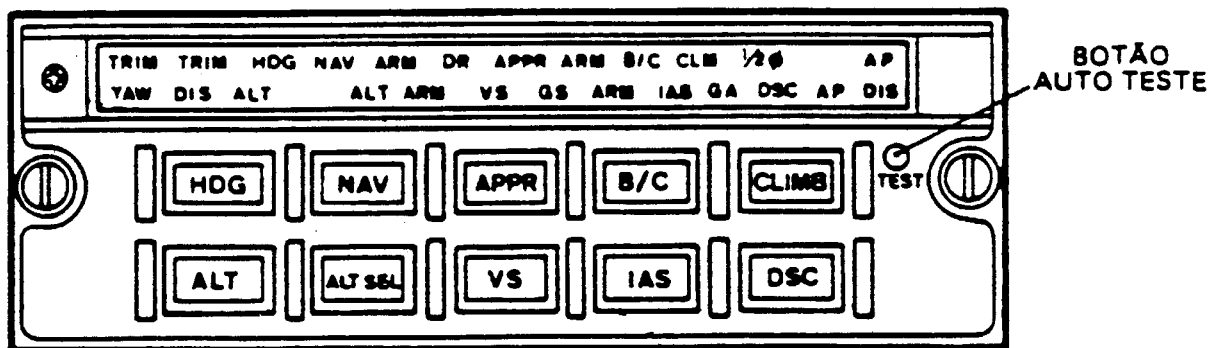


Figura 19-65 Painel de controle de voo.

Painel anunciador de modos – O painel MAP 65 provê uma completa apresentação de todas as funções do piloto automático, através de anunciadores de modo e anunciadores que indicam a passagem pelos sinais dos marcadores interno, intermediário e externo. Os anúncios

possuem codificação através de cores para melhor reconhecimento do estado do modo.

As cores são:

VERDE – Para condição ativa;

BRANCO – Para condição armada;

VERMELHO – Para condição de falha..

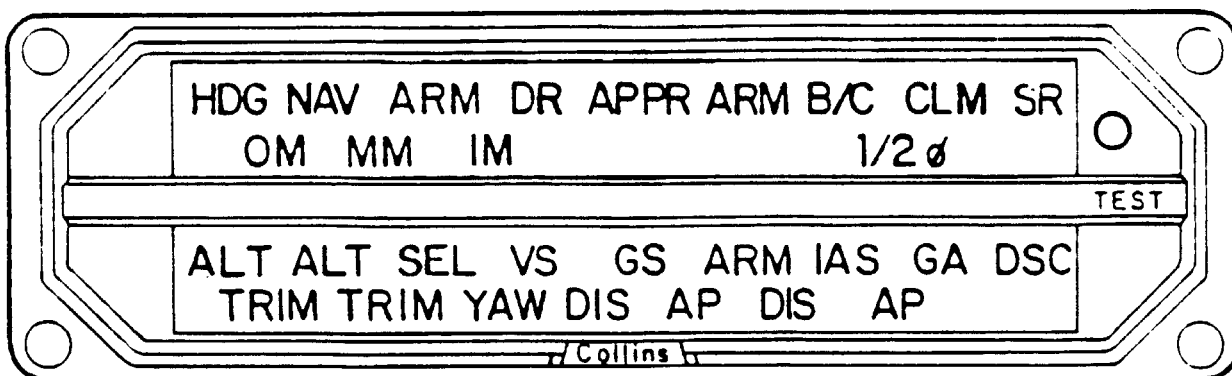


Figura 19-66 Anunciador de modos.

ANUNCIADOR	CONDIÇÃO PARA ATIVAR	COR ATIVA	COR ARM	COR ALARME
HDG	Mostra a proa selecionada. Iluminará automaticamente se NAV, APPR ou B/C forem selecionados, mas não ocorrerá captura.	Verde		
NAV	Seleção do modo NAV.	Verde		
APPR	Seleção do modo APPR.	Verde		
GS	Indica captura GLIDESLOPE.	Verde		
AP	Indica PA engajado.	Verde		
ALT	Seleção do modo ALT HOLD ou após captura de ALT SEL.	Verde		
IAS	Seleção do modo velocidade do ar (IAS).	Verde		
VS	Seleção do modo velocidade vertical.	Verde		
DSC	Seleção do modo descida	Verde		
GA	Indica que o sistema está no modo arremetida.	Verde		
CLM	Seleção do modo CLIMB	Verde		
YAM	Indica que o canal guinada está engajado.	Verde		
DR	Indica computação mantida no cone de silêncio sobre o VOR.	Verde		
ARM	Indica condições de modo armado para captura.		Branco	
B/C	Indica condição do modo reverso.	Verde		
DIS	Anuncia que YAM e AP foram desengajados. Piscará por aproximadamente 5 segundos. Durante o tempo em que a chave SYNC estiver pressionada o DIS estará aceso. Quando a chave SYNC for liberada, o anunciador apagará.	Âmbar		
ALT ARM	Mostra que a altitude pré-selecionada está armada para a captura automática.	Verde(ALT)	Branco (ARM)	
AP	Indica falha entre funções duplas de segurança. Piloto automático desengaja automaticamente.			Vermelho
TRIM	Indica falha do servo do compensador no piloto automático ou operação elétrica manual.			Vermelho
TRIM	Indica movimento do servo do profundor para operação do piloto automático.	Branco		
1 / 2 Ø	Indica seleção de modo HALF BLANK.	Verde		
S / R	Indica seleção de modo SOFT-RIDE	Verde		
OM	Indica passagem sobre o marcador externo (MAP) somente.	Âmbar		
MM	Indica passagem sobre o marcador intermediário (MAP somente).	Âmbar		
IN	Indica passagem sobre o marcador externo (MAP somente).	Branco		

Esta tabela mostra a relação dos anunciadores do MAP 65 e do FCP 65.

Sensor de dados do ar

– É um sensor utilizado para converter as variações de pressão estática e dinâmica em sinais analógicos usados pelo sistema de piloto automático ou diretor de vôo.

O sensor de dados do ar fornece informações de velocidade do ar, altitude barométrica, velocidade vertical, altitude indicada, e erro de velocidade vertical indicada usadas no computador do piloto automático ou no computador do diretor de vôo.

O sensor de dados do ar possui capacidade de sincronização interna e contém circuitos internos de autoteste para auxiliar na pesquisa de panes.

As saídas do sensor de pressão fornecem sinais analógicos para o controlador diretor de vôo ou computador do piloto automático, com informações de velocidade do ar (proveniente do sensor de pressão diferencial) e altitude barométrica (proveniente do sensor de pressão absoluta).

A informação de velocidade vertical é derivada da razão de variação do sinal de altitude barométrica.

Chaves e botões externos:

Botão **PILOTO AUTOM SYNC** – Localizado no manche, permite manobras da aeronave para nova altitude, sem desengajar o piloto automático.

Botão **ARREM** – Localizado na manete de potência, permite selecionar o modo arremetida.

Botão **PILOTO AUTOM DESC** – Localizado no manche, permite desengajar o piloto automático rapidamente.

Botão **COMP / PROF** – Localizados no manche, comandam o motor do servo do compensador do profundor.

Interruptor **SEL NAV / HDG PA** – Seleciona a fonte de navegação (HPU1 ou HPU2) a qual o piloto automático irá acoplar. O circuito possui um circuito de proteção que impede a mudança de fonte pelo interruptor, enquanto o piloto automático estiver acoplado.

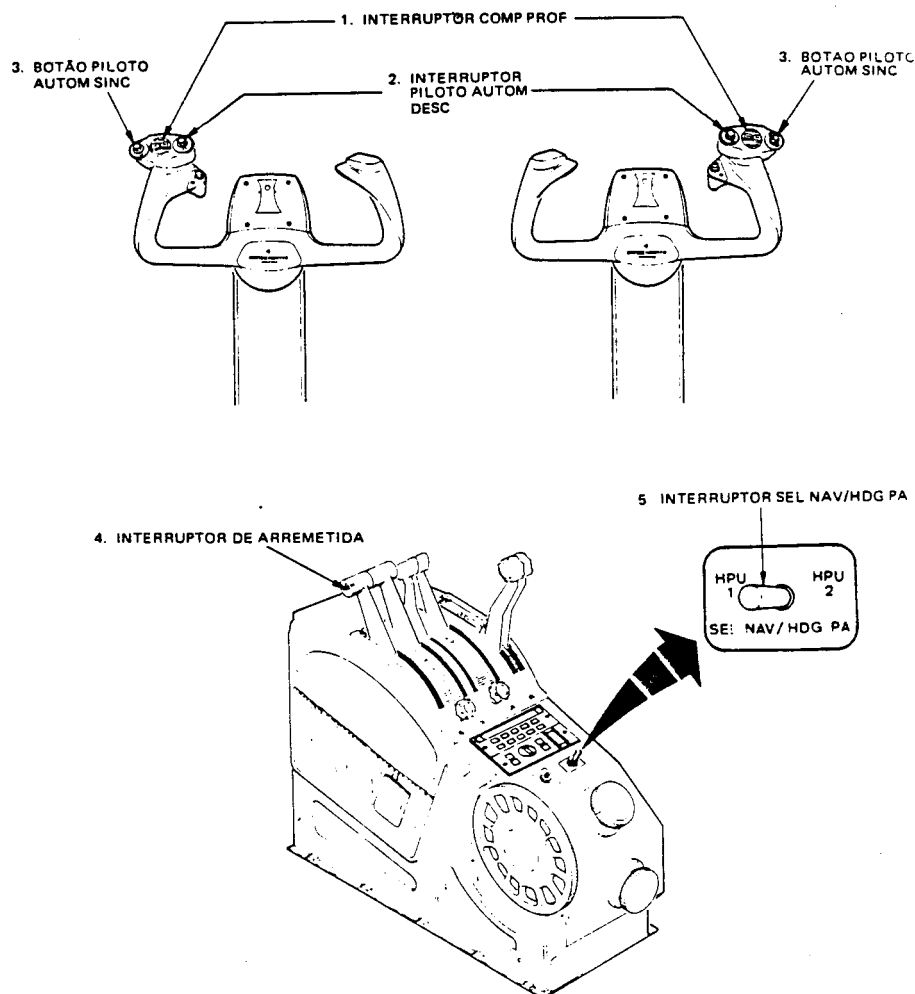


Figura 19-67 Comandos externos do piloto automático.

Operação

Engajamento - As teclas de ação momentânea (pressiona-liga/pressiona-desliga) do painel do piloto automático são utilizadas para engajar os três eixos do piloto automático e o comando automático do servo do compensador do profundor.

Nota - Caso ocorra uma condição insatisfatória, a bandeira do computador aparecerá no ADI.

As seguintes funções são monitoradas pelo computador:

- Monitoramento da informação de atitude.
- Validade do receptor de navegação.
- Validade do receptor de GLIDESLOPE.
- Fluxo do programador do microcomputador.
- Corrente do servomotor e razão do comparador.
- Monitoramento do ADS.

O engajamento não ocorrerá se a atitude do avião exceder 30° em arfagem e 45° de rolamento. Se o piloto automático já estiver engajado, nestas condições ele será desengajado automaticamente. Se o piloto automático estiver engajado e for usado o modo SYNC, para pilotar a aeronave, além de seus limites de arfagem e rolamento, a aeronave retornará ao limite máximo quando o botão PILOTO AUTOM SYNC for solto.

Nota: O limite de comando de atitude para inclinação é de $\pm 30^\circ$ no modo básico de arfagem / inclinação (PITCH / BANK) e 25° nos modos laterais (exceto após a captura do feixe de GS, o qual prevê 15° de comando de inclinação), sendo que o limite de comando de arfagem é de +20° e -10°.

Modos laterais

– Quando os modos laterais não são selecionados no painel de controle de vôo FCP 65, o engajamento do piloto automático será no modo básico. O modo básico lateral do piloto automático é acionado através do botão de controle TURN (L / R), que comanda suavemente o ângulo de inclinação do avião, proporcional ao deslocamento do botão.

Quando o botão está na posição central (DETENT), a tensão enviada pelo potenciômetro (acoplado ao controle TURN) do computador do piloto automático é de 0 VCC e

portanto 0° de inclinação, fazendo com que o sistema mantenha as asas niveladas.

Os modos laterais para operação com o sistema de Piloto automático/Diretor de vôo são os seguintes:

Nota – Quando um dos modos laterais é selecionado, as barras de comando aparecem no ADI.

HDG (proa) – Quando o modo HDG é selecionado com o sistema do piloto automático engajado, este comandará o vôo da aeronave, e manterá fixada no índice de proa, no indicador de situação horizontal eletrônico (EHSI). Para operação correta o índice de proa não deve ser indicado, mais que 135° da proa do avião, quando o modo HDG é selecionado.

NAV (navegação) – Quando o modo NAV é selecionado com o modo HDG pré-selecionado, os anunciadores HDG verde, NAV verde e ARM branco, se iluminarão; e o ponteiro de curso, no EHSI deve estar posicionado para o curso desejado. Nesta condição, o sistema intercepta e captura o curso de VOR ou LOC, e o modo HDG então se desacoplará; os anunciadores HDG e ARM apagar-se-ão e a aeronave girará para o curso central do feixe (VOR ou LOC). Vento cruzado de até 45 graus é automaticamente computado após a captura do curso.

APPR (aproximação) – O modo APPR pode ser usado quando uma aproximação ILS é desejada.

Aproximação VOR – Quando o receptor NAV é sintonizado para uma frequência de VOR e o modo APPR é selecionado, o sistema entra por si só no submodo NAV-ARM, para um dos ângulos de captura, similar ao modo NAV. Nesta condição, o computador seleciona o ganho interno e provê o comando de direção para os submodos de captura e curso.

No espaço de tempo sobre a estação, o sistema é provido com o mínimo de sinal requerido para o piloto fazer alguma mudança necessária de curso, para uma aproximação VOR de vento a favor.

Neste submodo a operação GLIDESLOPE é desativada e o sistema anunciará o APPR, ARM e DR (zona de silêncio), a cada estágio apropriado de aproximação.

Aproximação ILS – O sistema de direção de vôo configura uma total aproximação ILS quando o receptor NAV é sintonizado a uma

frequência LOC com o modo APPR selecionado.

A operação LOC é similar à descrita para o modo NAV, exceto que os canais apropriados são providos no computador (curso e captura), permitindo operação adaptada para o feixe geométrico do LOC. Quando o sistema está preparado para rastreamento, o anunciador GS ARM no painel de controle iluminará, indicando que o sistema está em captura do feixe do Glideslope.

Quando no modo Glideslope, qualquer outro modo vertical selecionado será automaticamente desativado.

Aproximação BACK-COURSE (Reverso) – Este modo é similar ao modo aproximação ILS, exceto que com o modo B / C selecionado, o anunciador B / C iluminará e a operação Glideslope é bloqueada. Os anunciadores B / C, APPR e ARM são ativados neste modo, em estágios apropriados de aproximação.

Modos verticais – Quando um modo lateral é selecionado no diretos de vôo e o piloto automático é engajado sem que um modo vertical esteja selecionado, comandos são fornecidos pelo computador para manter a presente condição de arfagem no instante da seleção do modo.

Se o modo lateral é cancelado e o piloto automático permanece engajado, ou quando o piloto automático é engajado sem que os modos laterais estejam selecionados, o sistema mantém o avião fixo na presente condição de arfagem.

Através do controle vertical DN / UP, localizado no painel do piloto automático APP 65, é possível fornecer incrementos à atitude vertical, de maneira a provocar uma primeira mudança de arfagem ou uma razão constante de arfagem se o controle for mantido acionado por mais de um segundo. Os incrementos fornecidos são:

- Modo Básico – 0,5 grau por passo ou 1 grau por segundo, continuamente pressionando a chave.
- IAS – 1 nó por passo.
- ALT – 25 pés por passo.
- V / S – 200 pés / min por passo.

O sistema de sincronização permite ao piloto sobrepular os controles através do botão PILOTO AUTOM SYNC localizado no manche. Quando pressionado o botão PILOTO

AUTOM SYNC, um sinal de sincronismo é aplicado ao computador, que interrompe o engajamento da embreagem dos servos. Soltando o botão PILOTO AUTOM SYNC, é liberado o reengajamento dos servos através do computador que volta a comandar a atividade do modo lateral e sincronismo do ângulo de arfagem para a presente condição. O retorno da atividade do modo lateral é reforçado pelo comando do circuito de suavização.

Os seguintes modos verticais podem ser selecionados para o sistema de Piloto automático/Diretor de vôo:

ALT – Quando o modo ALT (altitude) é selecionado, o piloto automático, em conjunto com o sensor de dados do ar, provê comandos ao sistema para manter a altitude selecionada pR o avião, no momento da seleção do modo.

Os desvios de altitude, no instante em que o modo foi selecionado, são apresentados no ADI como comando de arfagem.

Durante uma apresentação com altitude pré-selecionada, a velocidade vertical será reduzida para 500 pés/minuto ou menos, até a altitude requerida ser alcançada. Nestas condições, o anunciador ALT (verde) iluminar-se-á. O modo ALT pode ser cancelado se os modos IAS ou VS forem selecionados, ou se o botão ALT for pressionado novamente.

Nota – O piloto automático mantém a aeronave na altitude selecionada pela mudança de arfagem da mesma. O piloto deve manter suficiente potência ajustada para garantir uma velocidade de segurança.

PITCH –

O computador APC 65 permanece automaticamente no modo PITCH HOLD, quando o modo vertical não é selecionado. O dado de arfagem presente é verificado e armazenado pelo computador para gerar comandos de direção de arfagem para manter a aeronave no novo ângulo de arfagem referenciado.

A referência do ângulo de arfagem pode ser modificada pelo botão PILOTO AUTOM SYNC no manche. Este botão quando pressionado, interrompe a entrada do computador e desengaja o piloto automático momentaneamente, para permitir ao piloto o controle da aeronave manualmente.

As barras de comando do ADI então provêm comando para manter a nova referência de atitude de arfagem.

Com um modo vertical selecionado (ALT, IAS ou VS), a operação do botão SYNC cancela o modo vertical e sincroniza o sistema com a presente atitude de arfagem.

O botão PILOTO AUTOM SYNC quando pressionado, não cancela o modo vertical durante o rastreamento do Glideslope.

Quando o botão PILOTO AUTOM SYNC é liberado, o piloto automático reengaja e o computador auto-sincroniza o presente (novo) ângulo de arfagem. Os comandos de atitude de arfagem são referenciados para o novo ângulo de arfagem.

IAS – O modo IAS (Velocidade do ar indicada) provê comandos para manter a aeronave a uma velocidade de referência, como a presente no tempo da seleção do modo. O sistema provê comando para o piloto automático, o qual mantém a velocidade de referência da aeronave no momento da mudança de atitude de arfagem. Estes comandos são apresentados pelas barras de comando do ADI. Neste modo, o anunciador IAS (verde) ilumina-se no painel de controle de vôo. O modo IAS pode ser cancelado pela seleção dos modos ALT ou VS, ou – pressionando-se o botão IAS outra vez, ou ainda pelo uso do botão SYNC no manche.

O modo IAS pode ser selecionado durante todos os modos de operação, exceto após a captura do Glideslope no modo APPR.

VS – O modo Velocidade Vertical provê comandos para manter a aeronave na velocidade vertical presente no momento da seleção do modo. Neste modo o anunciador VS (verde) ilumina-se no painel de controle de vôo. O modo VS pode ser cancelado selecionando-se os modos ALT ou IAS, ou pressionando-se o botão VS outra vez ou ainda pressionando-se o botão SYNC no manche. O modo VS pode ser selecionado durante todos os modos de operação, exceto após a captura de Glideslope no modo APPR.

ALT SEL – O modo Altitude Pré-selecionada trabalha em conjunto com o sistema Altitude Alerta. Quando o ALT SEL é selecionado, o sistema é armado para prover comando, o qual dirige a aeronave para a altitude pré-selecionada. Ao alcançar a altitude pré-selecionada, o sistema automaticamente comuta para o modo ALT HOLD, e então funciona

como se tal modo tivesse sido selecionado no painel. Os anunciadores ALT (verde) e ARM (branco) se iluminarão.

GA – Arremetida (Go Around)

Nota – O modo Arremetida (GA) pode ser selecionado a qualquer tempo, bem como interromper a aproximação. O sistema do piloto automático permite aos pilotos escolher uma arremetida (GA) desacoplada usando somente o Diretor de Vôo.

O modo Arremetida (GA) é um modo de cabrar fixado em sete graus de arfagem, o qual é selecionado pressionando-se o botão ARREM, localizado na manete de potência. O modo arremetida (GA), com o PA desacoplado, pode ser selecionado em qualquer modo lateral, quando usando diretor de vôo e é cancelado pela seleção de um modo lateral. O modo Arremetida (GA), com PA engajado, poderá ser acoplado somente no modo aproximação (APPR) e desacoplado como no caso do diretor de vôo. O sistema é internamente sincronizado para a atitude de arfagem da aeronave, no período de arremetida e manterá o comando do ângulo de arfagem após ter sido selecionado um modo lateral.

A operação do botão PILOTO AUTOM SYNC cancelará o modo GA e sincronizará o comando vertical à altitude da aeronave.

O reengajamento do piloto automático durante a condição de arremetida (GA), cancela este modo e sincroniza os comandos do piloto automático para o ângulo de arfagem da aeronave no instante do engajamento e mantém a asa nivelada.

CLIMB (subida) – Antes de selecionar o modo CLIMB, a altitude desejada deve ser selecionada no pré-seletor de altitude. Quando o modo CLIMB é selecionado, o piloto automático começa uma subida gradual, estabilizando-se em uma velocidade indicada, definida pelo perfil de subida. Este perfil é uma constante de 155 KIAS até 20.000 pés e decresce com uma razão de aproximadamente 2 kts / 1000 pés para 140 KIAS até 27.500 pés.

Quando a altitude é capturada, o sistema engaja automaticamente o modo de altitude HOLD (ALT) e o modo CLIMB é cancelado. Os anunciadores CLM e ALT ARM acendem quando o modo é selecionado.

Nota – Se o modo CLIMB for selecionado a uma velocidade abaixo da padrão do

perfil de subida, o piloto automático diminuirá a razão de subida para 50 pés por minuto de modo a aumentar a velocidade aerodinâmica do perfil de subida. O piloto tem a responsabilidade de manter a potência adequada para garantir um perfil padrão de velocidade de subida.

DSC (descida)

– Antes de selecionar o modo DSC, a altitude desejada deve ser selecionada no pré-seletor de altitude.

Quando o modo de descida (DSC) é selecionado, o piloto automático começa a descida gradual, estabilizando em uma razão média de 2000 pés por minuto.

O piloto pode variar a razão de descida operando a chave do controle vertical (DN /

UP). Os anunciadores DSC e ALT ARM acendem quando este modo é selecionado.

Teste do sistema

Teste no solo – Ao pressionar-se o botão TEST, no painel de controle de vôo FCP65, todos os anunciadores de modo iluminam-se e apagam dentro de alguns segundos, ficando aceso apenas o anunciador GA, indicando não uma falha, mas uma condição perfeita de teste no solo. Ao pressionar o botão TEST novamente, o anunciador GA apaga-se.

Teste em vôo – É realizado pressionando-se continuamente o botão TEST. Todos os anunciadores se acendem, e se apagam em seguida, exceto em caso de falha. Liberando-se o botão TEST, os anunciadores voltam à condição normal de vôo.

BANDEIRAS DO MONITOR DO DIRETOR DE VÔO		
Luz anunciadora	Indicação	Cor
AP	Falha do Servo de Arfagem	Verde
DIS(AP)	Falha do Servo de Rolagem	Âmbar
YAW	Falha do Servo do Compensador	Verde
DIS (YAW)	Falha do Servo de Guinada	Âmbar
HDG	Falha do Cartão Compasso	Verde
NAV	Falha do Giro	Verde
ARM (NAV)	Falha do Monitor do Giro Cosseno	Branca
DR	Falha dos Sensores de Dados Ambientais	Verde
B / C	Falha do Temporizador do Computador	Verde
ALT	Falha de Energia Elétrica no Computador	Verde
ALT / ARM	Falha da Barra Serial de Dados do Computador	Verde
GS	Falha da Memória do Computador ou Controle Sequencial de Espera	Verde
ARM (GS)	Falha do Comando Integrado de Arfagem e Rolamento	Branca
IAS	Falha da Razão do Teste do IAS	Verde
GA	Indicador de Teste de Solo (não indica falha)	Verde
TRIM	Falha do Pré-engajamento	Branca

SISTEMA DE REFERÊNCIA DE ATITUDE E PROA

O Sistema de Referência de Atitude e Proa COLLINS AHRS-85, sente a velocidade angular e a aceleração linear sobre os três eixos do avião e processa esses dados, juntamente com a informação de compensação do diretor de fluxo, a fim de fornecer a indicação de atitude e proa do avião.

O sistema envia sinais para o piloto automático, diretor de vôo, radar e RMI. A

aeronave possui dois sistemas idênticos e independentes.

Descrição e localização dos componentes

Cada AHRS consiste de:

- Um computador AHC-85, instalado no compartimento eletrônico.
- Uma unidade detectora de fluxo FDU-70, instalada na ponta da asa.
- Uma unidade de controle de compensação CCU-65, instalada no painel principal.

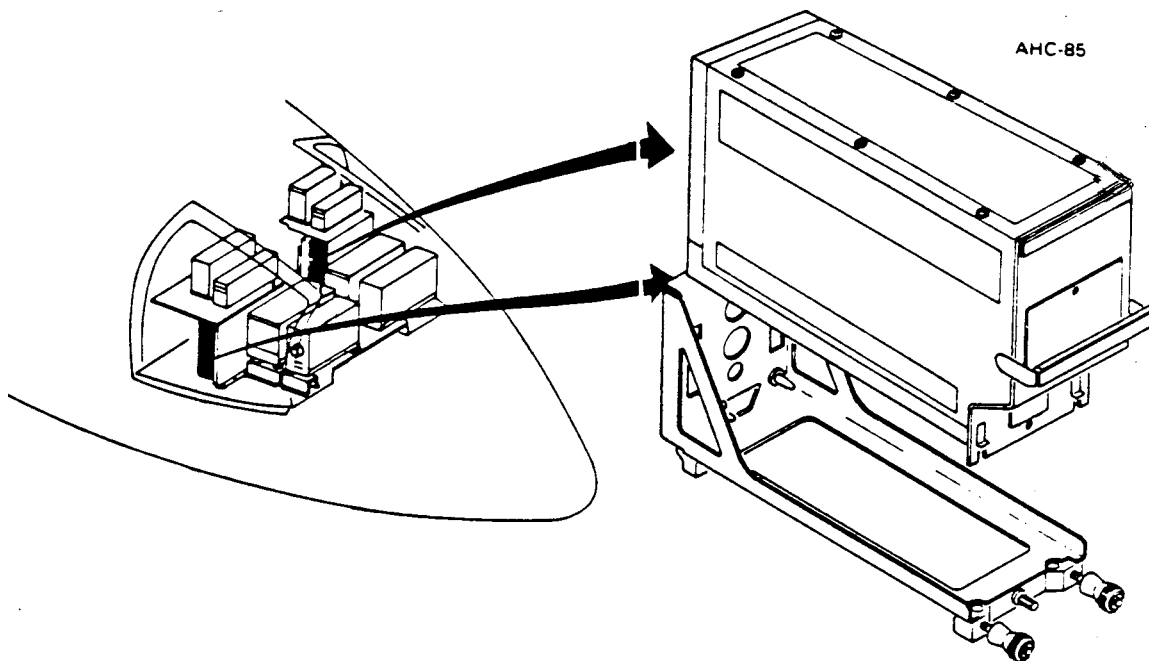


Figura 19-68 Localização do Computador AHC-85

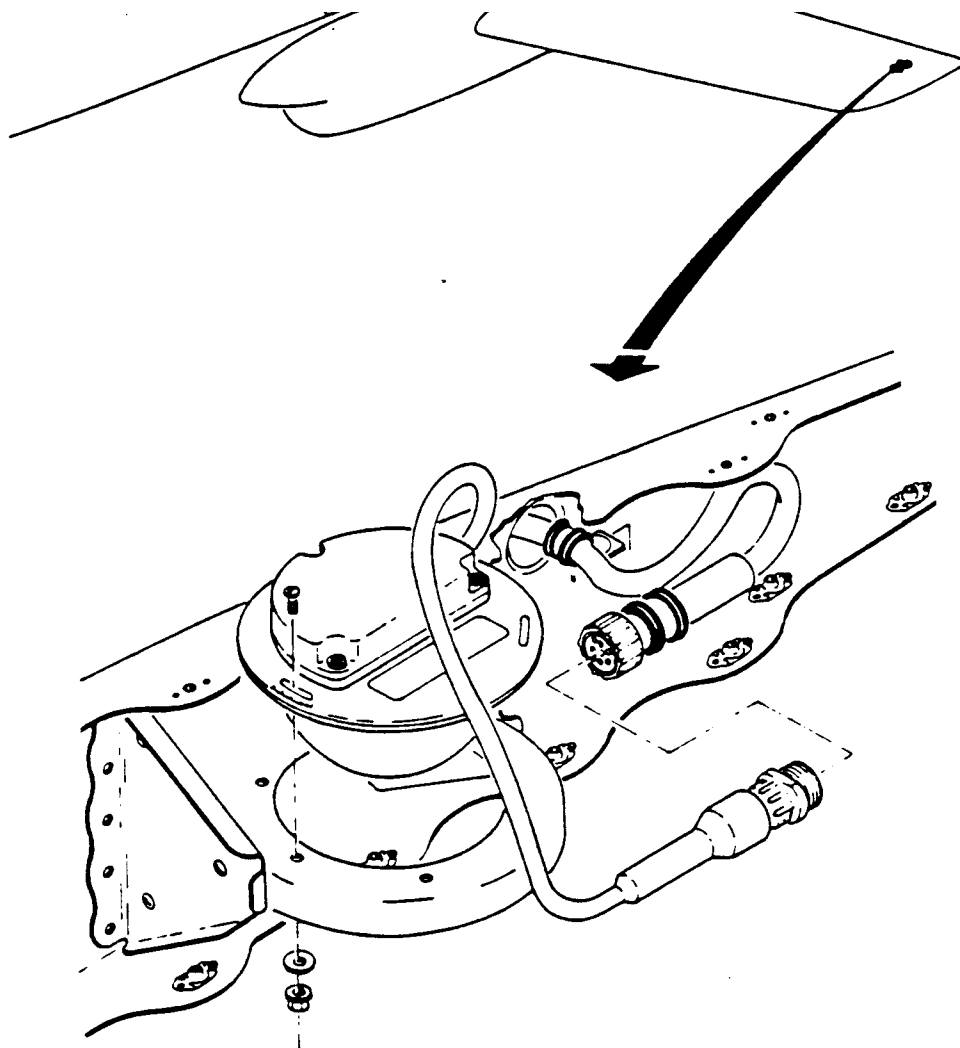


Figura 19-69 Localização do Detector de Fluxo FDU-70

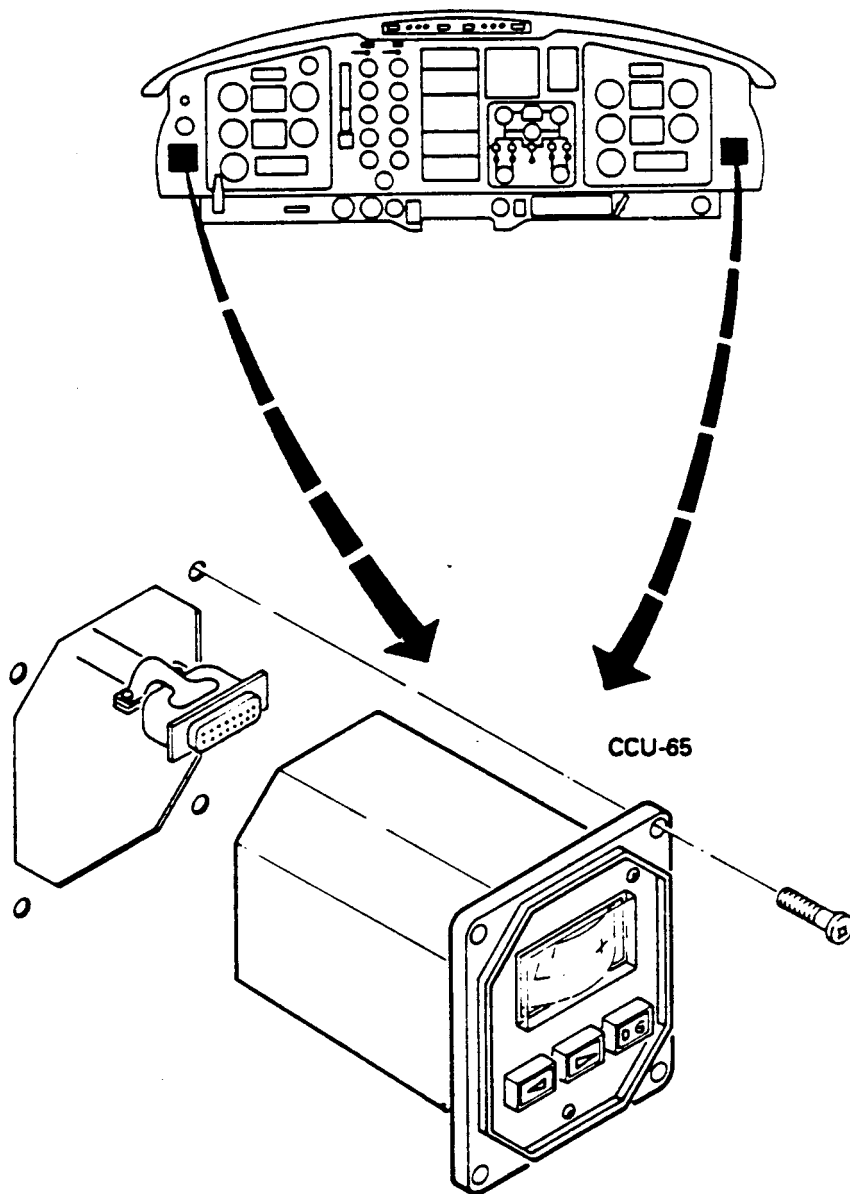


Figura 10-70 Localização da Unidade de Controle e Compensação CCU-65

Computador de Atitude e Proa – O AHC-85 fornece a orientação do avião, gerando uma velocidade angular e uma aceleração linear, através de seus elementos sensores.

O AHC compreende dois sensores inerciais, computação e circuito I/O, necessários para gerar saídas analógicas e digitais.

Os dois sensores inerciais recebem energia e excitação do motor, independentemente. A operação dos sensores é baseada no uso de acelerômetros piezoelétricos. Cada sensor contém quatro elementos piezoelétricos os quais, montados em uma estrutura giratória de velocidade constante, fornecem sinais de velocidade e aceleração.

Dois elementos sensores de velocidade, montados ortogonalmente em um eixo giratório,

medem a velocidade angular e dois elementos sensores de aceleração, montados ao longo do eixo giratório do conjunto sensor, medem a aceleração linear.

Um sensor mede a razão de inclinação e guinada, PITCH e YAW e o outro mede o rolamento e guinada, ROLL e YAW.

Deste modo, o único risco de perder a informação de proa é a falha de ambos os sensores.

O AHC-85 recebe sinal do detector de fluxo - FDU e do sensor de dados do ar – ADS.

Cada computador recebe um sinal indicador de condição de vôo ou de solo, de um sensor, instalado no amortecedor do trem de pouso (esquerdo e direito), para determinar o tempo de inicialização do sistema.

Cada computador envia os seguintes sinais:

- Sinal discreto de validade de atitude (ATT-VALID) para o computador do piloto automático.
- Sinal discreto de validade de proa (HDG-VALID) para o computador do piloto automático, unidade de processamento HPU-74 e RMI-36.
- Sinal síncrono de proa para o RMI-36.
- Sinais de rolamento e arfagem, razão de rolamento, razão de arfagem, razão de curva, aceleração normal, aceleração lateral para o computador do piloto automático.
- Sinais de excitação para o detector de fluxo FDU-70 e unidade de controle e compensação CCU-65.

- Sinal para a respectiva lâmpada de teste, de modo a indicar aos pilotos que o computador está realizando seu teste interno.

Somente o AHC 1 envia sinais de arfagem e rolamento para estabilização da antena de radar RDS 82.

A alimentação do AHC 1 é feita pela barra de emergência, enquanto que, o AHC 2 é alimentado pela barra principal. No caso da tensão em qualquer das barras cair abaixo dos valores normais, a bateria de emergência assume a alimentação do AHC, até que a tensão primária volte ao valor normal.

A alimentação de 28 V/400 Hz do AHC 1 é feita pela barra de emergência enquanto que o AHC 2 é alimentado pela barra principal.

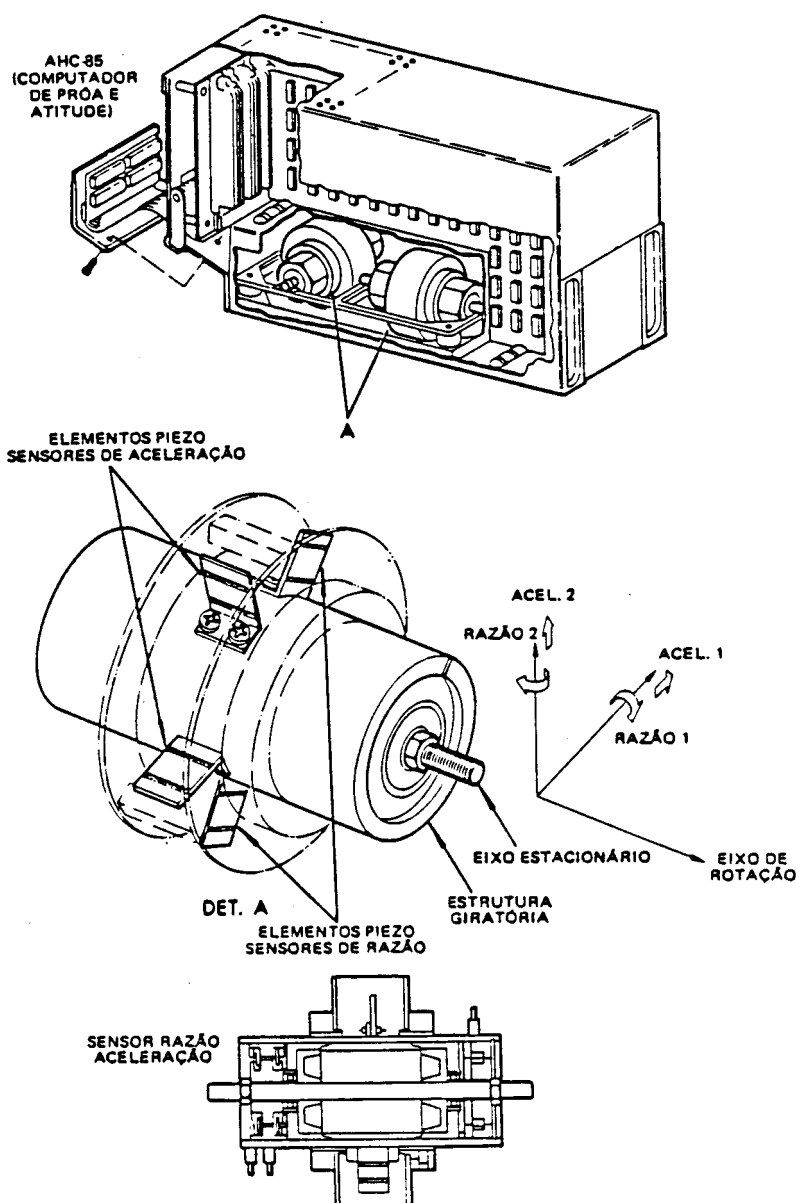


Figura 19-71 Computador de proa e atitude AHC-85

Unidade detectora de fluxo – O detector de fluxo FDU-70, é um sensor que consiste de duas bobinas montadas ortogonalmente, suspensas, no plano horizontal. Este sensor percebe e converte a componente horizontal do campo magnético da terra, em sinais elétricos, como componentes de seno e cosseno.

O computador envia um sinal de excitação às bobinas do detector de fluxo e processa a saída do detector, a fim de obter informação de proa magnética.

As detectoras de fluxo estão instaladas uma em cada ponta de asa, alinhada com o eixo longitudinal do avião.

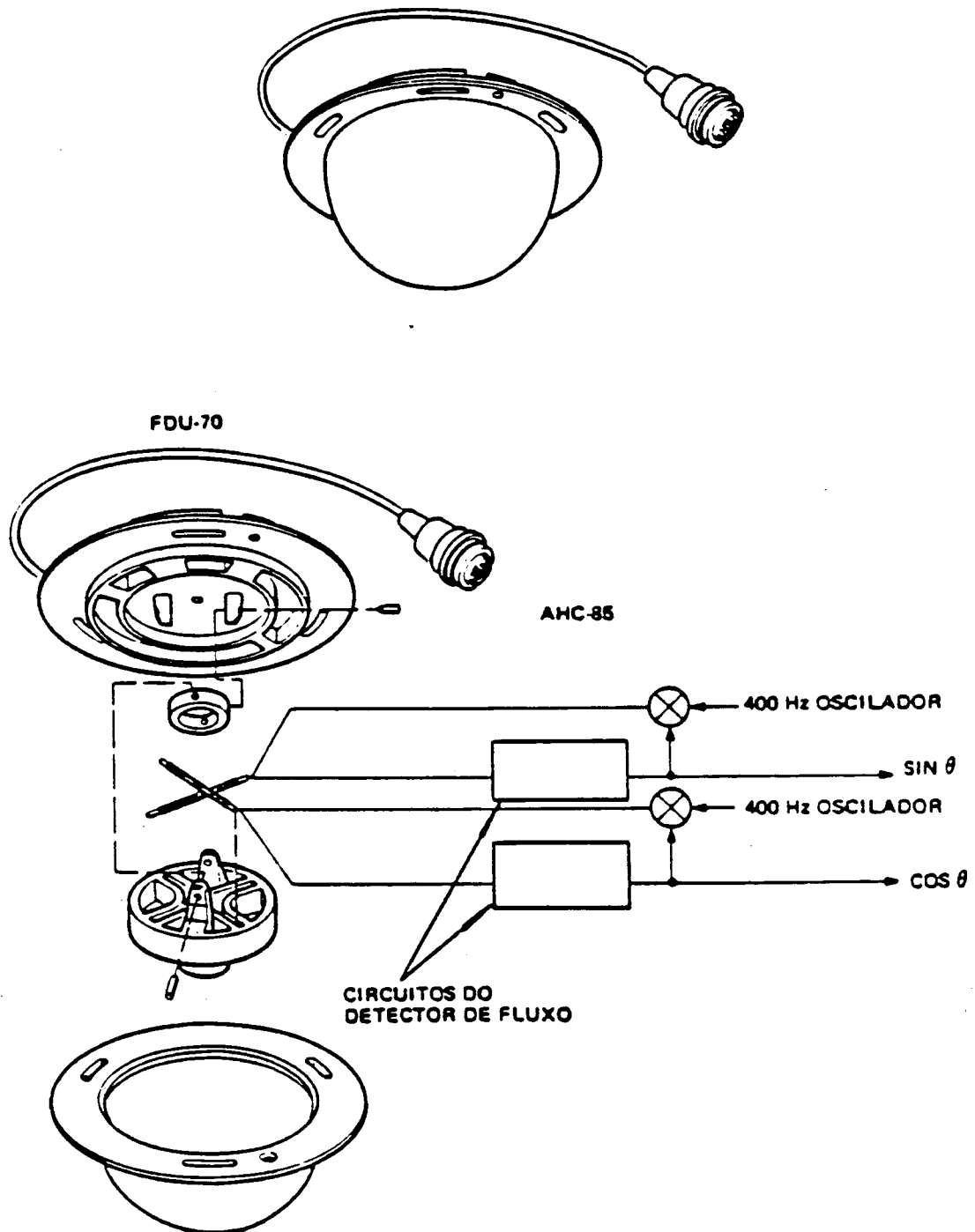


Figura 19-72 Detector de fluxo

Unidade de Controle e Compensação – É uma unidade usada para controle e compensação do sistema. Estas unidades estão instaladas no painel principal, uma para cada piloto.

A CCU-65 possui ajustes do SLAVE, um botão (Push-button) do modo de operação DG, um INDICADOR SLAVE e dois PUSH-BUTTONS SLEW.

- a) Ajustes de SLAVE – São três potenciômetros usados para compensação do sistema compasso. A unidade possui seis pontos de testes que auxiliam na compensação.
- b) Botão do modo DG (Giro Direcional) – Seleciona, no AHC-85, dois modos de operação do giro, o DG ou modo SLAVE. Quando selecionado o modo DG, o PUSH-BUTTON iluminar-se-á, e a informação do detector de fluxo não é utilizada. No modo SLAVE, o giro é acoplado ao detector de fluxo.
- c) Indicador de SLAVE – Fornece uma indicação visual do estado de escravização do giro dentro do AHC-85, com respeito ao campo magnético sentido pelo detector de fluxo FDU-70. Após o modo SLAVE ter sido selecionado, A agulha do indicador de SLAVE oscila em torno da posição central. Após o modo DG ter sido selecionado, a agulha move-se para a

esquerda ou para a direita, indicando a direção do erro ocorrido.

- d) Botão SLEW – São usados para correções periódicas do desvio do giro e serão operados somente quando o modo DG for selecionado.

e)

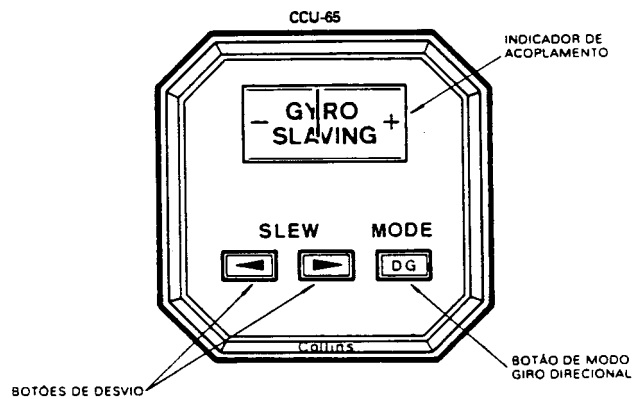


Figura 19-73 Unidade de controle e compensação CCU-65

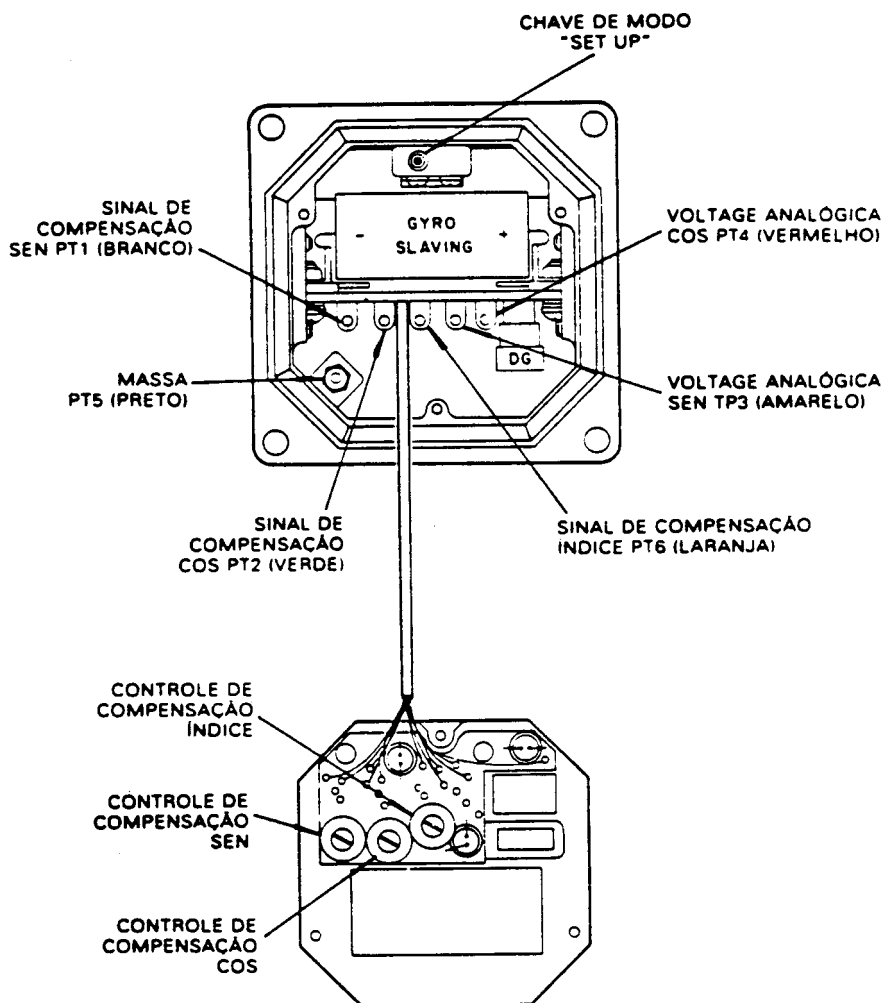


Figura 19-74 Controle de compensação e pontos de testes –CCU-65

Operação do sistema

Os sistemas de atitude e proa são energizados desde que as barras de 28 VCC (principal e emergência) e as barras de 26 VCA (emergência e principal) estejam energizadas e os respectivos disjuntores pressionados.

Em aproximadamente 70 segundos as bandeiras vermelhas de proa (HDG) e atitude (ATT-FAIL) desaparecem e as informações de validade de atitude e proa são fornecidas no EADI e EHSI.

O sistema opera não escravizado pelo detector de fluxo. Ambos os modos de operação são selecionados através do PUSH-BUTTON DG, na unidade de controle e compensação CCU-65.

a) Operação com Giro Escravizado (GIRO SLAVE) – Em condição normal, o sistema permanece acoplado ao detector de fluxo. No modo SLAVE, o PUSH-BUTTON DG, não é iluminado; um

signal é enviado para o computador, o qual utiliza informação do detector de fluxo. A indicação de giro escravizado é mostrada através da agulha do medidor, a qual oscila em torno da posição central.

b) Operação Giro não Escravizado – Quando o PUSH-BUTTON DG é pressionado ele ilumina-se e um sinal é enviado ao computador, o qual não utiliza o sinal do detector de fluxo. Quando o giro não é escravizado, apresenta erros que exigem correções periódicas. Esses erros são manualmente corrigidos através dos botões SLEW de ação momentânea. O botão SLEW da esquerda deve ser pressionado caso a agulha, no medidor, apresente um erro à direita. O botão SLEW da direita deve ser pressionado quando a agulha, do medidor, apresentar um erro para a esquerda.

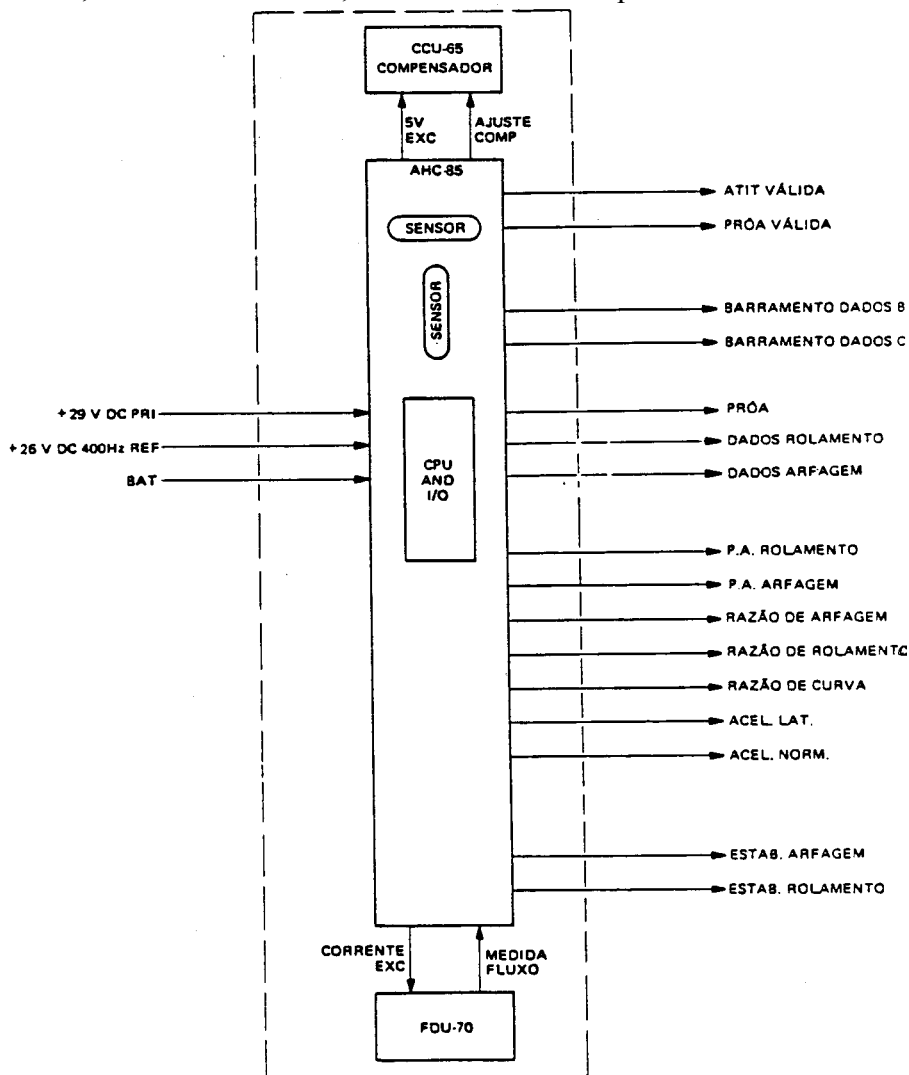


Figura 19-75 Diagrama de bloco do sistema de proa e atitude AHS-85

Verificação Operacional do Sistema - Esta verificação é feita para confirmar se os componentes do sistema estão operando dentro das faixas de tolerância prescritas. O teste verifica se as indicações direcionais correspondem às posições reais do avião, se estão dentro das tolerâncias e se os tempos de recuperação estão dentro dos padrões. Esta verificação deve ser feita nos dois sistemas AHRS e, numa área livre de interferências magnéticas externas como hangares, ductos de ferro, rede elétrica, etc.

Nota: Para a verificação operacional do sistema, é necessário utilizar a fonte estabilizada 28VCC.

- 1 – Conecte ao avião uma fonte externa de 28 VCC.
- 2 – Verifique se a chave BATERIA EMERG. no painel de instrumentos, está em DESL.
- 3 – Posicione a chave SELETOR BATERIA, no painel superior, para FONTE EXTERNA e verifique se a luz situada logo acima da chave acende, indicando que a fonte externa alimenta a barra principal.
- 4 – Arme os seguintes disjuntores, no painel esquerdo de disjuntores: HPU 1 e HPU 2, EFD 1 e EFD 2, ADI 1 e ADI 2, AHRS 1 e AHRS 2 (CC e CA).
- 5 – Verifique após 70 segundos (período de inicialização) as seguintes indicações:
 - No EFD 1 e EFD 2, o cartão compasso gira no sentido horário de 360° e a bandeira vermelha HDG desaparece.
 - No ADI 1 e ADI 2 a bandeira vermelha ATT desaparece, dando lugar às escalas de PITCH e ROLL.Nota: Se a tecla DG na CCU-65 estiver pressionada, o período de inicialização será de 10 minutos.
- 6 - Se após o período de inicialização, passo 5, as bandeiras ATT e HDG permanecem visíveis, execute os procedimentos a seguir:
 - Desarme os disjuntores CC e CA do sistema AHRS sob teste.
 - Posicione e mantenha pressionada a chave AHRS TESTE 1 ou 2, no console lateral direito, para TESTE por 10 segundos e, simultaneamente, rearme os disjuntores.

- Libere a chave e verifique se a indicação do item 5 ocorre no EFD e no ADI do sistema sob teste.

7 – Se após o período de inicialização, passo 5, somente a bandeira ATT permanece visível, a instalação do AHC está incorreta, ocasionando erro de orientação. Verifique se a lâmpada de aviso COMP ATTITUDE está acesa.

8 – Remova o painel que dá acesso ao painel de teste do AHRS, localizado no console lateral direito. Execute o passo 9 e então repita os procedimentos do passo 5.

Nota: Quando o AHC-85 está em modo teste, o anunciador âmbar TESTE AHRS 1 ou TESTE AHRS 2, no painel de cada piloto acenderá a inscrição vermelha STIM, seguida do número de vezes que o botão AHR TESTE é pressionado, aparece no respectivo EFD-74. Se a chave AHRS 1 TESTE ou AHRS 2 TESTE for mantida na posição TEST em qualquer dos passos seguintes, por mais de 32 segundos, o teste será repetido e as bandeiras GYRO e HDG reaparecem.

9 – (1ª pressionada) Posicione e mantenha pressionada a chave AHRS 1 TESTE para a posição TESTE e verifique as seguintes indicações:

- No EFD-74 aparece a bandeira vermelha HDG por 3 segundos, além do ponteiro de curso indicar seguidamente os valores de 15°, 30° e 90° (para a esquerda) e -15°, -30°, -90° (para a direita).
- No ADI-84 aparece a bandeira vermelha GIRO por 3 segundos, além das escalas de PITCH indicarem seguidamente os valores de 02°, 04° e 12° (para cima) e -02°, -04° e -12° (para baixo) e de ROLL 05°, 10° e 30° (para a esquerda) e -05°, -10° e -30° (para a direita).

10 – Se as indicações de PITCH ou ROLL forem superiores a 6°, a lâmpada de aviso amarela COMP ATTITUDE, acende no painel de instrumentos e, para apaga-la, basta posicionar e manter a chave COMP ATTITUDE, situada logo abaixo da lâmpada, para RESET, e solte-a após soltar a chave AHRS 1 TESTE.

11 – (2ª pressionada) Novamente, posicione e mantenha pressionada a chave AHRS 1

TESTE para a posição TESTE e verifique as seguintes indicações:

- No EFD-74 aparece a bandeira vermelha HDG por 3 segundos, além do cartão compasso do piloto girar 90° no sentido anti-horário e o do co-piloto girar 90° no sentido horário.
- No ADI-84 aparece a bandeira vermelha GYRO além da escala de ROLL indicar seguidamente os valores do item 8.

12 – Repita o passo 9.

13 – (3ª pressionada) Novamente, posicione e mantenha pressionada a chave AHRS 1 TESTE para TESTE e verifique as seguintes indicações:

- No EFD-74 aparece a bandeira vermelha GYRO por 3 segundos.
- No ADI-84 aparece a bandeira vermelha GYRO por 3 segundos, além da escala de PITCH indicar os valores do item 8.

14 – Repita o passo 9.

15 – (4ª pressionada) Novamente, posicione e mantenha pressionada a chave AHRS 1 TESTE para a posição TESTE e, verifique as seguintes indicações;

- No EFD-74 aparece a bandeira vermelha HDG por 3 segundos, além do ponteiro de curso indicar seguidamente os valores do item 8.

16 – Repita o passo 9.

17 – (5ª pressionada) Novamente, pressione a chave AHRS 1 TESTE e libere-a. Verifique se as bandeiras vermelhas HDG no EFD-74 e GYRO no ADI-84 desaparecem, além do anunciador AHRS TESTE 1 se apagar, indicando o fim do teste.

Nota: Se a chave for pressionada novamente, recomeçará a sequência de teste, que deverá ser realizado até o fim para que o computador saia do modo de teste.

Compensação do AHRS-85 – O sistema deve ser compensado periodicamente ou sempre que o detector de fluxo ou a unidade de controle e compensação forem substituídos ou instalados. Todos os equipamentos, proteções de painéis e outros dispositivos, próximos ao detector de fluxo, devem estar fixos em suas posições normais de voo.

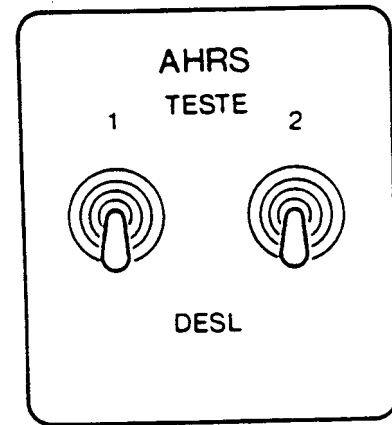


Figura 19-76 Painel AHRS de teste

Todos os controles de voo devem estar travados. Todos os objetos magnéticos, do pessoal envolvido na compensação, devem ser removidos.

Os ventos devem ter velocidade inferior a 28 km / h (15 kt), quando da realização da compensação.

A “rosa-dos-ventos” deve estar aferida, sendo que o período de aferição da mesma é de 6 meses.

1 – Posicione a aeronave na “rosa-dos-ventos” com a proa direcionada para o norte.

Nota: Na ausência da “rosa-dos-ventos”, utilize uma bússola-padrão, em uma área livre de interferência magnética, para compensar o sistema.

2 – Remova o painel do CCU-65

Nota: Os procedimentos descritos a seguir devem ser feitos, simultaneamente, nos dois CCU-65. As leituras de prova devem ser feitas nos correspondentes EFD-74.

3 – Pressione a chave de modo SET UP e anote, na correspondente coluna da tabela de compensação, a proa indicada no EFD-74.

Nota: Para fazer esta leitura, o cartão do EFD-74 deve estar estabilizado. Caso isto não ocorra, pressione e solte a tecla DG no CCU-65 e aguarde até que o cartão se estabilize.

4 – Solte a chave SET UP MODE, após ter feito a leitura.

5 – Meça a tensão VCC entre os pontos VOLTAGE ANALÓGICA SEN (terminal amarelo) e o MASSA (terminal preto) e registre o valor encontrado na correspondente coluna SEN da tabela de compensação.

PROA INDICADA (Graus)			TENSÃO VCC			
Rosa-dos- Ventos	EFD	EFD	1P		2P	
	1P	2P	SEN	COS	SEN	COS
Norte 000						
TESTE 090						
SUL 180						
OESTE 270						
Média						
COMPEN						
ÍNDICE						

Tabela de Dados para Compensação

- 6 – Meça a tensão VCC entre os pontos VOLTAGE ANALÓGICA COS (terminal vermelho) e o MASSA (terminal preto) e registre o valor encontrado na correspondente coluna COS da tabela de compensação.
- 7 – Repita os procedimentos descritos nos passos 3, 4, 5 e 6 para as proas Leste, Sul e Oeste, registrando os valores encontrados nas correspondentes colunas da tabela de compensação.
- 8 – Calcule o valor médio entre os valores registrados na coluna SEN (1P) e o valor médio para a coluna SEN (2P) e registre os resultados na linha MÉDIA correspondente.
- 9 – Multiplique por 8 os resultados encontrados no passo 8 e registre os valores na linha COMPEN correspondente.
- 10 – Proceda analogamente aos passos 8 e 9 para os valores registrados nas colunas COS (1P) e (2P) e registre os valores obtidos nas linhas MÉDIA e COMPEN correspondentes.
- 11 – Meça a tensão VCC entre os pontos de teste SINAL COMPENSAÇÃO SEN (terminal branco) e o massa (terminal preto) e ajuste o potenciômetro CONTROLE COMPENSAÇÃO SEN até obter os valores registrados na linha COMPEN da tabela de compensação, para cada CCU-65 (1P) e (2P).
- 12 – Meça a tensão VCC entre os pontos de teste SINAL COMPENSAÇÃO COS (terminal verde) e o MASSA (terminal preto) e ajuste o potenciômetro

CONTROLE COMPENSAÇÃO COS até obter os valores registrados na linha COMPEN da tabela de Dados para Compensação CCU-65 (1P) e (2P).

- 13 – Pressione a chave SET UP MODE e ajuste, caso necessário, o potenciômetro CONTROLE COMPENSAÇÃO ÍNDICE até obter a indicação exata de 270° no EFD-74 correspondente.
- 14 – Solte a chave SET UP MODE após ter feito este ajuste.
- 15 – Meça a tensão VCC entre os pontos SINAL COMPENSAÇÃO ÍNDICE (terminal laranja) e o MASSA (terminal preto) para cada CCU-65 (1P) e (2P) e anote os valores obtidos na linha ÍNDICE da tabela de Dados para Compensação.
- 16 - Pressione a chave SET UP MODE.

PROA INDICADA NA ROSA-DOS- VENTOS (Graus)	DESVIO DE PROA			
	EFD (1P)	EFD (2P)	RMI (1P)	RMI (2P)
270				
315				
000				
045				
090				
135				
180				
225				

Tabela de Verificação da Compensação

- 17 - Verifique os desvios residuais de proa entre as leituras efetuadas no EFD (1P) e (2P), RMI (1P) e (2P) e as correspondentes proas indicadas na rosa-dos-ventos e registre os valores obtidos nas correspondentes colunas da tabela de Verificação da Compensação. Os desvios não devem ser maiores que $\pm 2^\circ$

Nota: Para fazer estas leituras, o cartão do EFD-74 deve estar estabilizado. Caso isto não ocorra, pressione e solte a tecla DG do CCU-65 e aguarde até que o cartão se estabilize. Observar que a posição final não seja no modo DG.

SISTEMA DE INSTRUMENTAÇÃO DE VÔO – FIS

Introdução

O sistema de Instrumentação de Vôo – FIS mostra aos pilotos as indicações essenciais do sistema de Atitude e Proa AHRS-85 e de Navegação VOR / ILS.

Descrição e localização dos componentes

O Sistema FIS consiste de:

- Dois indicadores diretores de vôo ADI-84
- Um computador comparador CWC-85
- Dois indicadores eletrônicos de vôo EFD-74
- Dois painéis de controle HCP-74
- Duas unidades processadoras HPU-74.

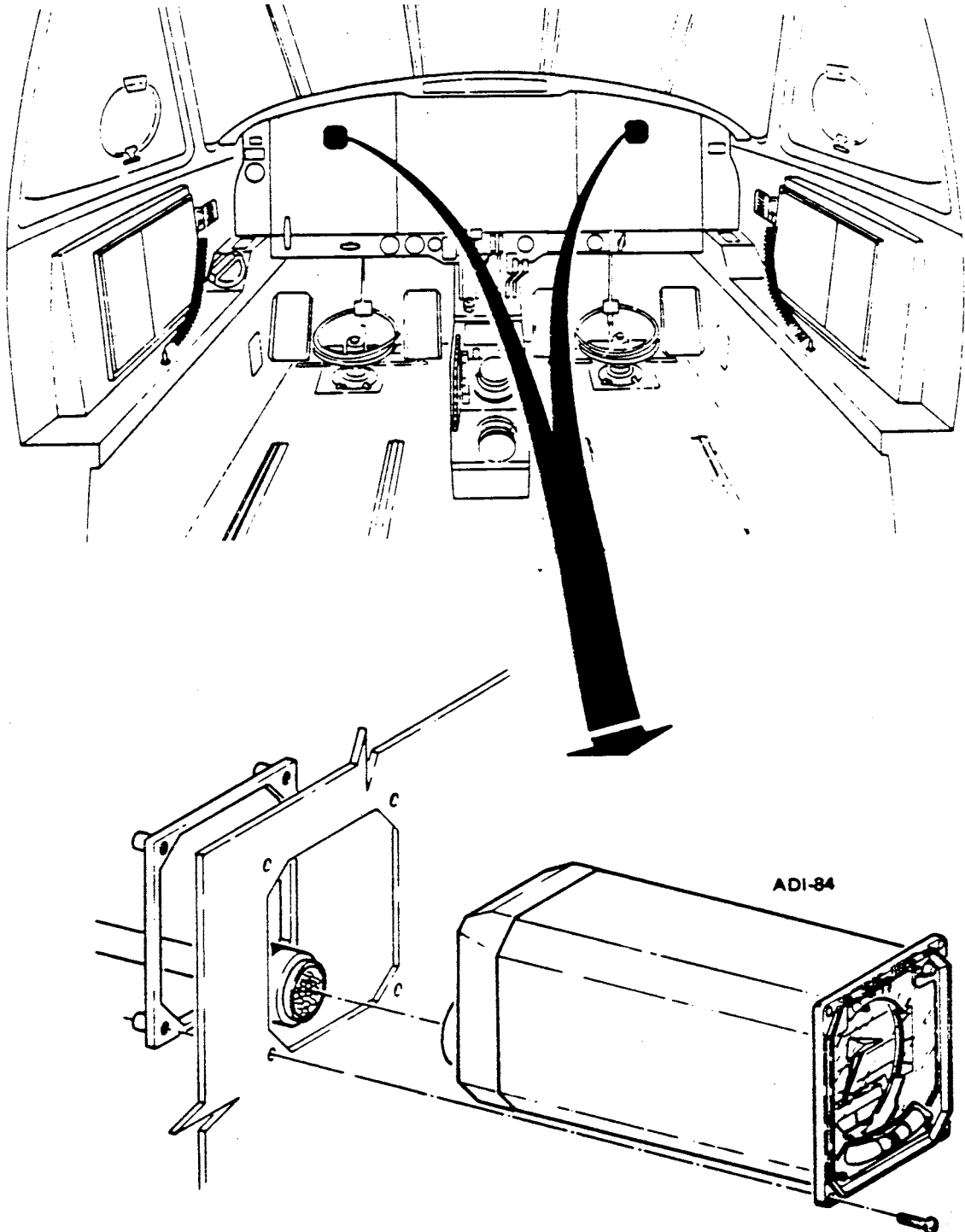


Figura 19-77 Localização do indicador Diretor de Vôo - ADI-84

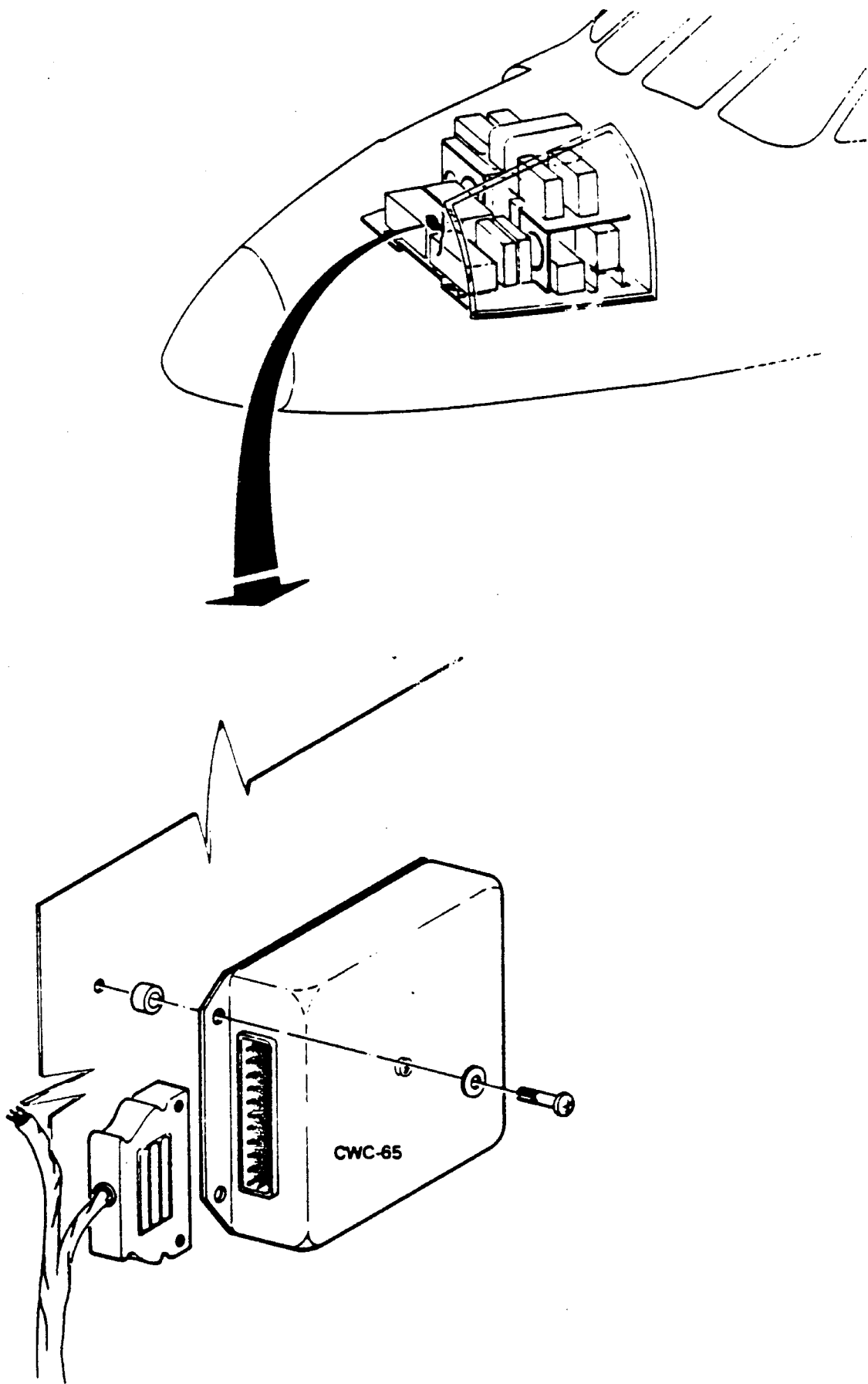


Figura 19-78 Localização do Computador Comparador de Alarme CWC-85

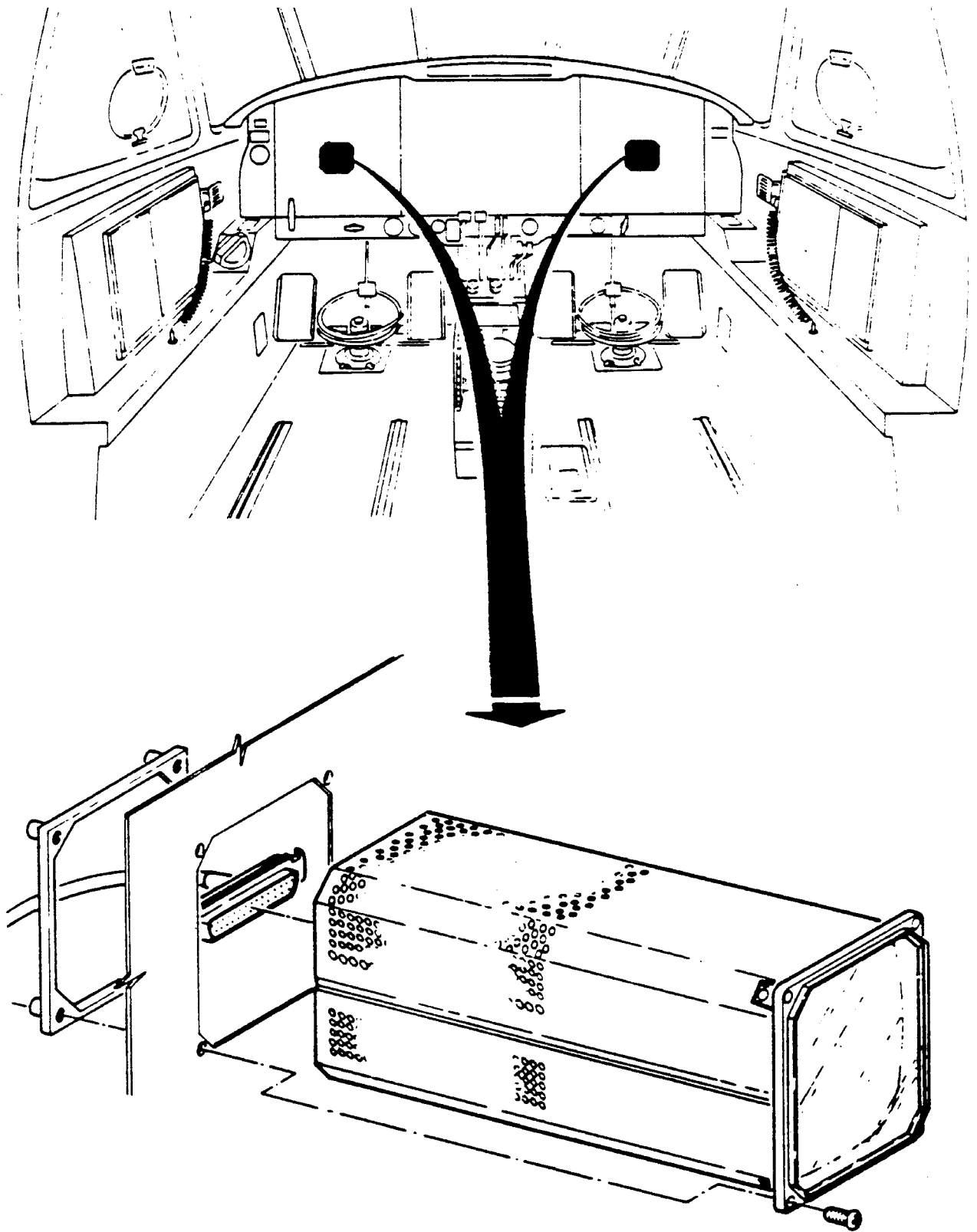


Figura 19-79 Localização do Indicador Eletrônico de Vôo EFD-74

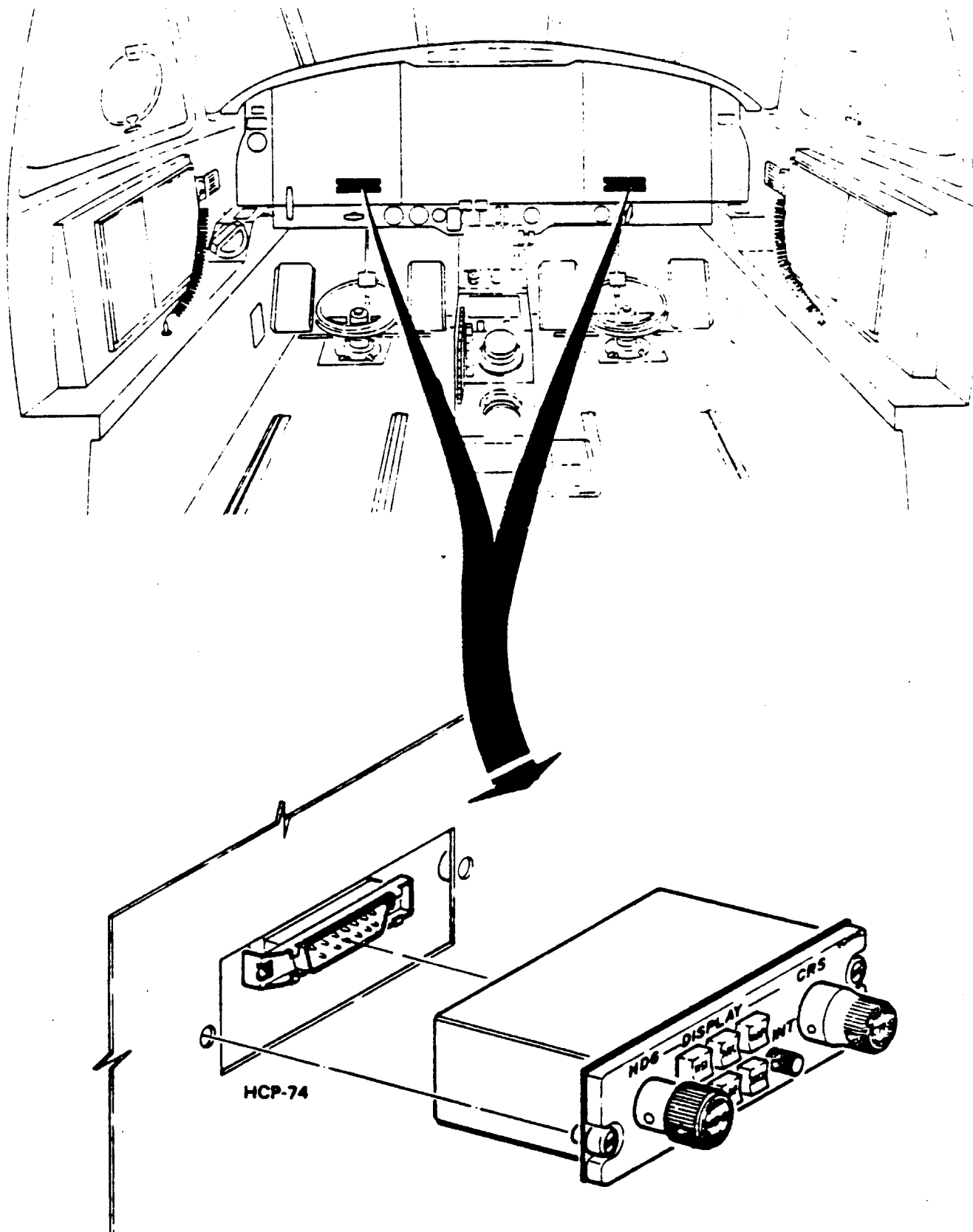


Figura 19-80 Localização do Painel de Controle de Proa HCP-74

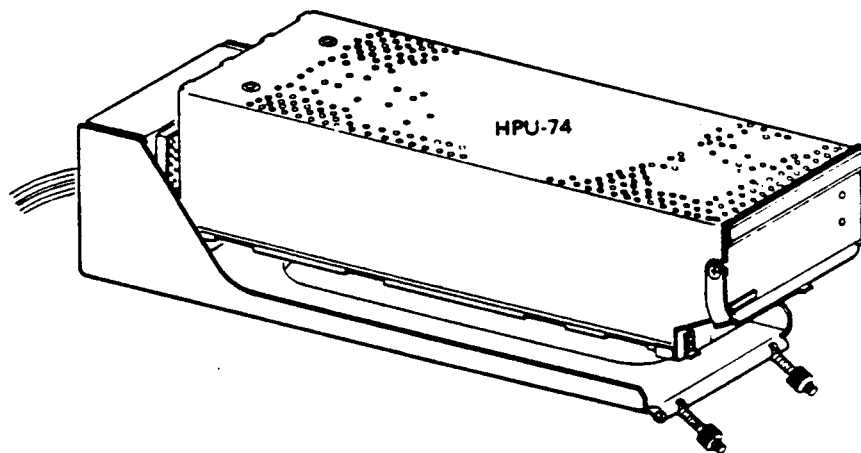
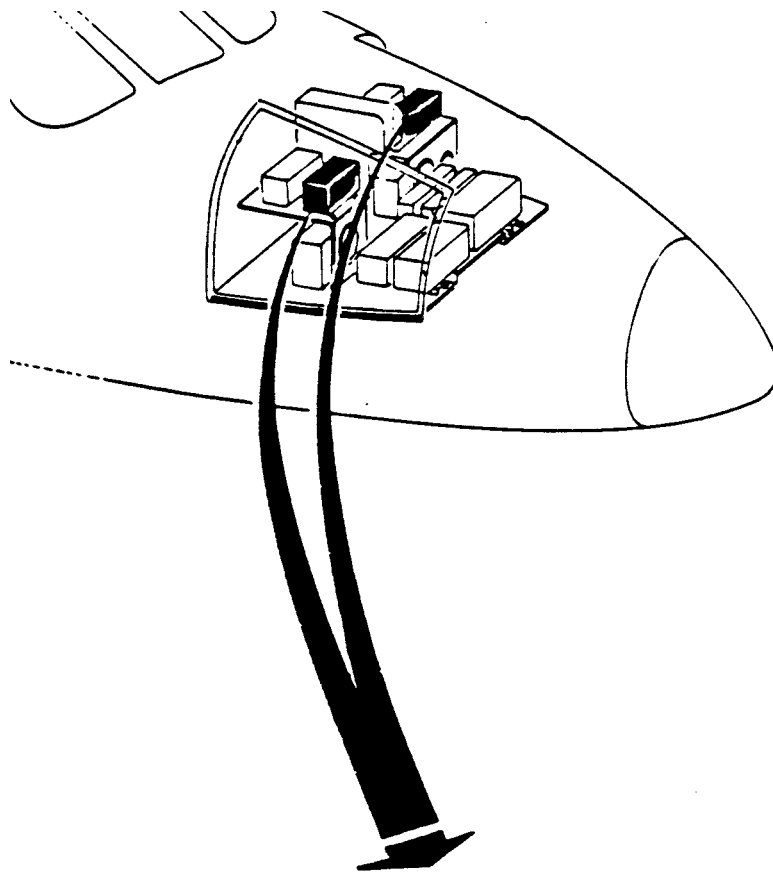


Figura 19-81 Localização da Unidade de Processamento HPU-74

Indicador Diretor de Vôo – ADI-84

Este é um instrumento eletromecânico alimentado por 26CA.

O indicador Diretor de Vôo é um instrumento de múltipla função, que fornece informações de atitude e trajetória de vôo da aeronave sob a forma de indicações simbólicas e visão direta. O indicador fornece informações de arfagem e de rolamento a partir dos dados

enviados pelo computador AHRS-85. Também são fornecidas pelo indicador, informações referentes ao controle manual da aeronave por parte dos pilotos, baseadas nos sinais enviados pelo computador APC-65B do sistema de piloto automático.

O indicador fornece informações do sistema VOR / ILS a partir dos sinais enviados pelo sistema VIR-31A.

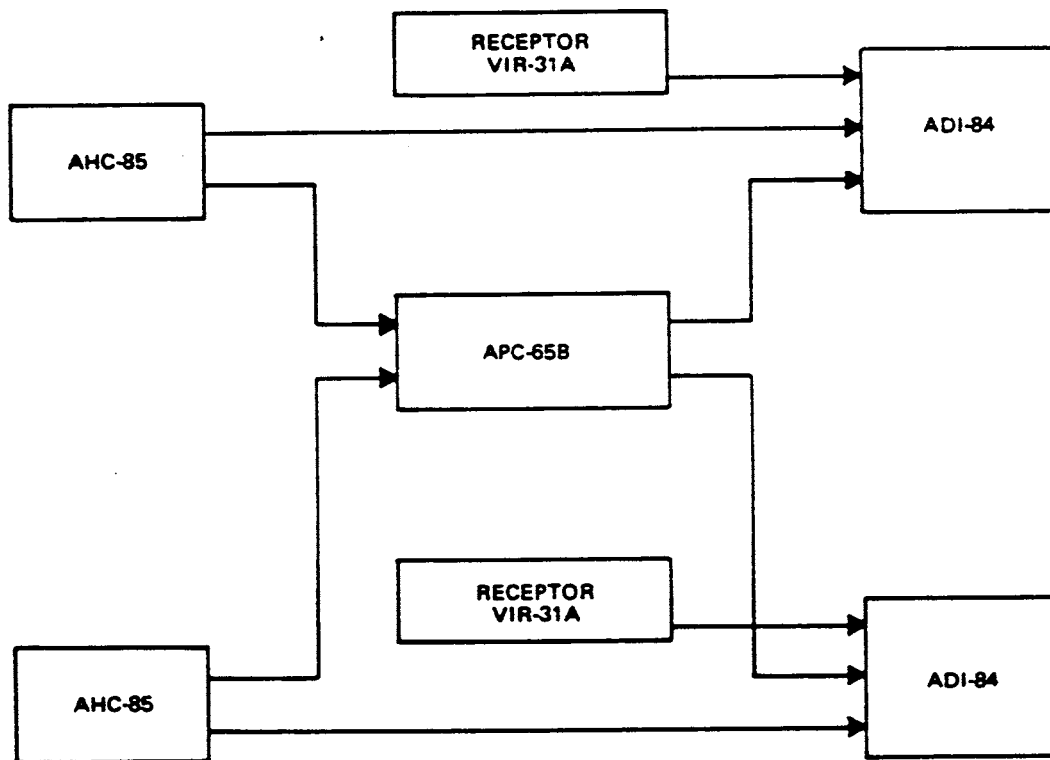


Figura 19-82 Sistema diretor de vôo

O indicador DIRETOR DE Vôo ADI-84 possui as seguintes funções:

Indicador de atitude – A atitude do avião é mostrada como uma relação entre o símbolo do avião representado por um triângulo laranja e uma fita flexível, que é movimentada em rolamento e arfagem. A fita é colorida acima e abaixo da linha do horizonte para representar o céu e a terra, e é marcada para mostrar ângulos de arfagem em 5, 10, 15, 20, 30, 50, 70 e 90 graus para cima ou para baixo. O rolamento é indicado por um ponteiro móvel contra uma escala graduada em 0, 10, 20, 30 e 60 graus, fixa.

Barras de comando – Mostra os comandos direcionais integrados (arfagem e rolamento) provenientes dos computadores de vôo APC-65B. São duas barras amarelas formando a letra “V” invertida e estão à frente do avião-miniatura. As barras podem desaparecer de vista no indicador, quando estão fora de uso.

Ponteiro do desvio de GLIDESLOPE – O ponteiro verde mostra, numa escala branca, o grau de afastamento do avião em relação ao feixe eletrônico de GLIDESLOPE.

Ponteiro do desvio de LOCALIZER – O ponteiro verde mostra, numa escala branca, o

desvio da aeronave com relação ao feixe eletrônico do LOCALIZER.

Inclinômetro – Fornece informação adicional do movimento de inclinação, derrapagem ou vôo coordenado.

As bandeiras de aviso do ADI-84 são as seguintes:

Bandeira GS – A bandeira vermelha de aviso de GLIDESLOPE aparece para indicar que o sinal de GLIDESKOPE não é confiável. A escala e o ponteiro ficam obscurecidos parcialmente pelas letras GS.

Bandeira COMPUTER – A bandeira vermelha de aviso aparece para alertar ao piloto que as indicações da barra de comando não são confiáveis. As barras de comando desaparecem.

Bandeira GYRO – A bandeira vermelha de aviso indica falta de alimentação de atitude ou que os circuitos internos apresentam falha ou ainda que o sinal de monitor não está presente. Todas as indicações e o ponteiro de rolamento estarão fornecendo informações não confiáveis.

Obturador do Ponteiro de LOCALIZER – O obturador, de cor preta, aparece na frente do ponteiro de LOCALIZER para alertar ao piloto que o sinal de LOCALIZER está perdido ou o sinal é tão fraco que a sua indicação não é confiável.

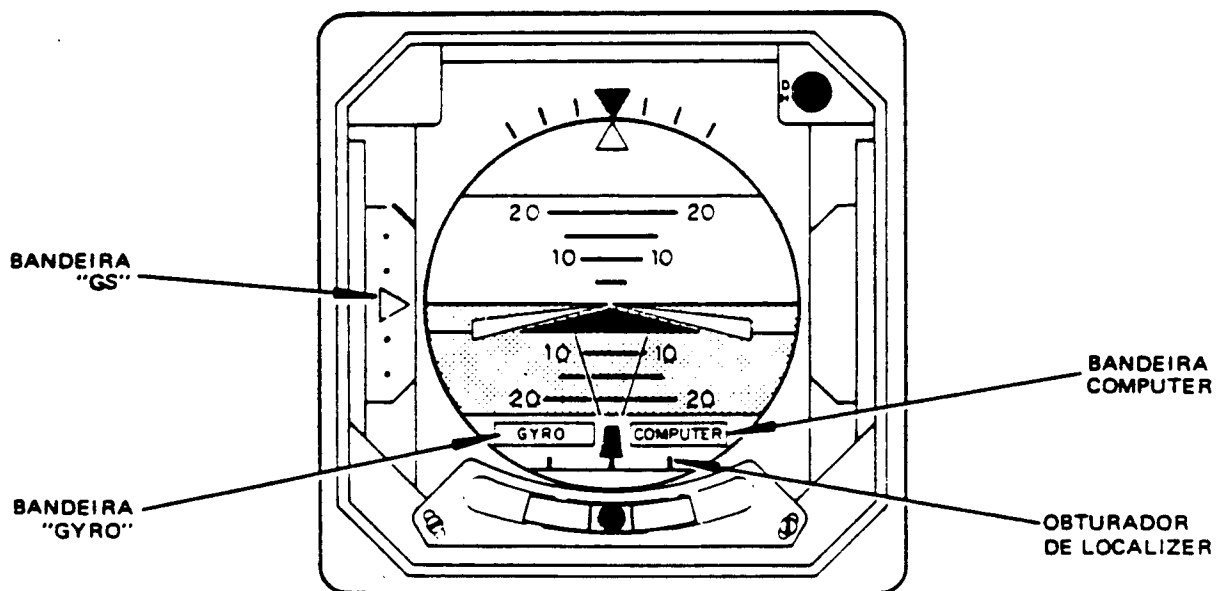
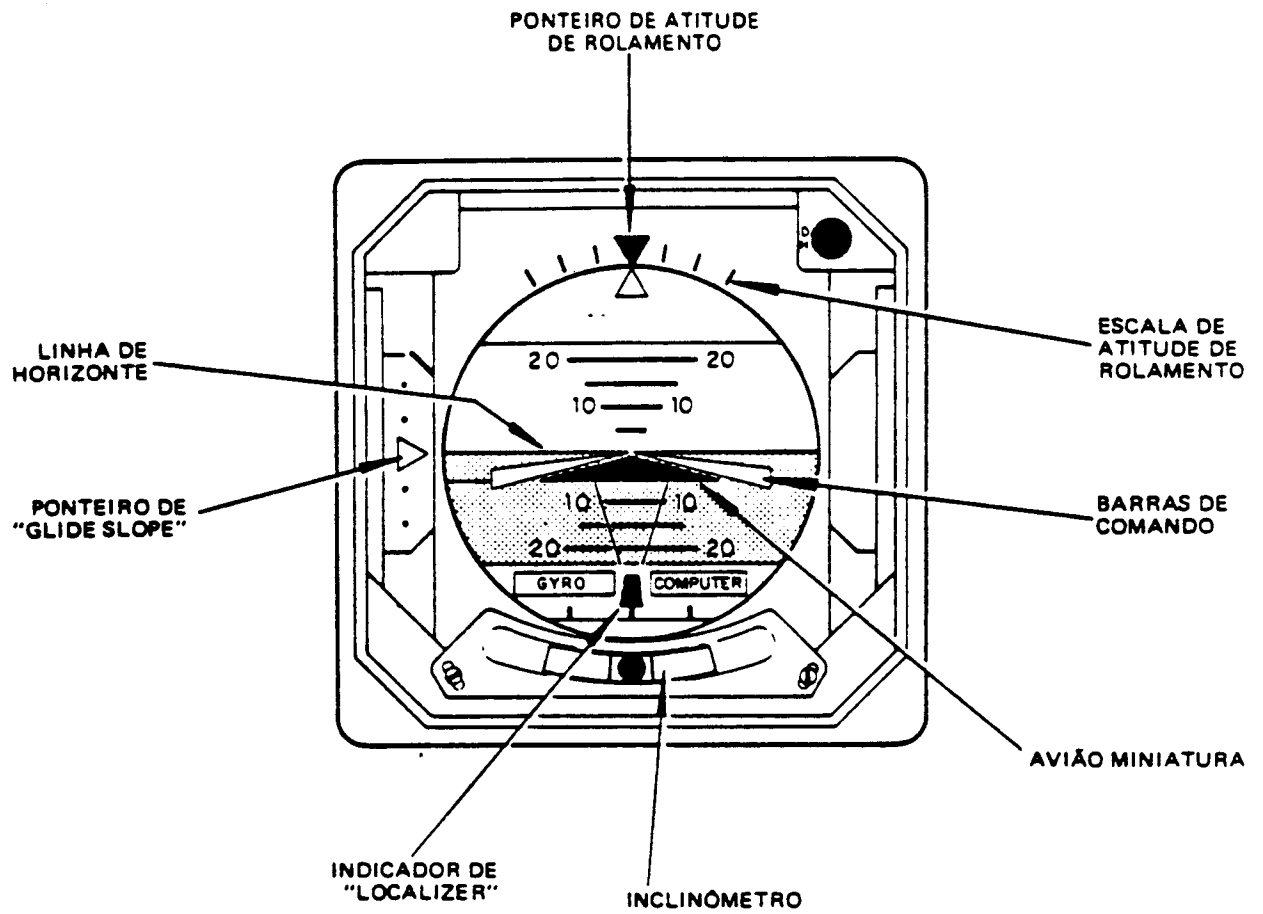


Figura 19-83 Indicados do Diretor de Vôo ADI-84

Computador Comparador CWC-85

O computador comparador para alarme CWC-5 recebe sinais de CA que representam o seno e o cosseno da diferença do ângulo entre os dois indicadores diretor de vôo ADI-84.

O CWC-85 está instalado no compartimento eletrônico. A saída do CWC-85 é utilizada para alimentar a luz de cor âmbar COMP ATTITUDE.

A saída é um sinal ativo baixo (terra), composto dos comparadores de rolamento e

arfagem. Quando um destes comparadores sentir uma diferença de 6 graus, a saída é ativada, informando aos pilotos uma possível falha dos ADIs.

O sistema pode ser testado através de um interruptor, logo abaixo da lâmpada de aviso e que possui duas posições. A posição TESTA simula um erro de arfagem ou de rolamento no sistema, assegurando que o sistema funciona corretamente. A posição RESETA apaga a luz de aviso, todavia se o sistema estiver com defeito, a luz de aviso permanecerá acesa.

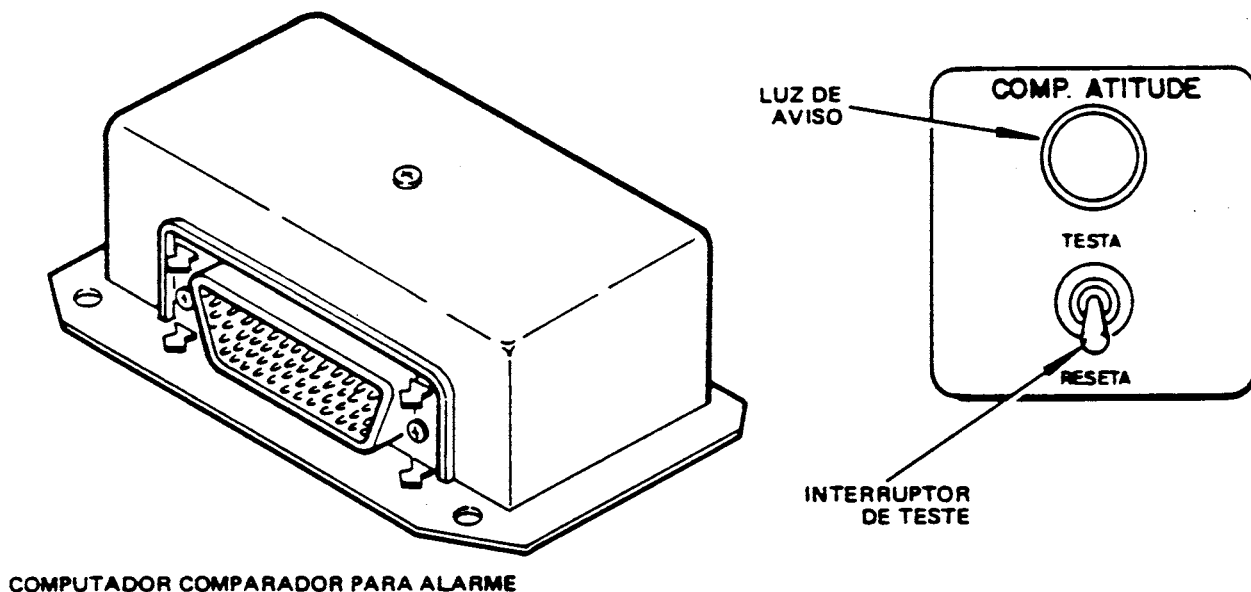


Figura 19-84 Computador Comparador para alarme CWC-85

Indicador Eletrônico de Vôo EFD-74

É uma unidade que possui como bloco principal o tubo de raios catódicos (CRT) multicoloridos e de alta resolução, existindo ainda blocos que auxiliam na formação das imagens que são os amplificadores de áudio e vídeo e a fonte de alimentação de alta voltagem.

Existem dois indicadores EFD-74, um para cada piloto, localizados em cada um dos painéis móveis entre o indicador de vôo ADI-84 e o painel de controle de proa HCP-74. O indicador eletrônico de vôo recebe os sinais da unidade processadora HPU-74 para gerar as imagens que são controladas pelo painel de controle de indicação eletrônico de proa HCP-74. O indicador pode gerar três formatos de imagens distintas:

Modo HSI – Este modo é selecionado pressionando-se a tecla DISPLAY HSI no

painel HCP-74 e, mostra uma rosa-dos-ventos completa acrescida de dados fornecidos pelo DME, rumo para a estação selecionada, pontos de referência e as fontes selecionadas.

O modo HSI apresenta as seguintes indicações:

- **Cartão Compasso** – É um cartão monitorado pelo sistema de referência de atitude e proa AHRS-85 que consiste de um limbo de 360° com as letras designativas dos pontos cardeais, marcas de 30° e marcações de 45° ao redor da periferia do cartão. No mostrador pode-se ver ainda marcas de referência, a linha de fé e a aeronave simbólica.
- **Mostrador de Curso Selecionado** – O curso é selecionado no painel HCP-74 e, mostra a relação do ponteiro de curso com o cartão compasso e esta informação é repetida digitalmente no canto superior direito com a

legenda CRS. Esta legenda muda automaticamente para B/C quando é sintonizada uma frequência de LOCALIZER e o ponteiro de curso está mais de 105° da linha de referência.

- **Anunciador da Fonte de Navegação** – A fonte de navegação é mostrada ao lado do cartão compasso, no canto inferior direito.
- **Barra de Desvio de Curso** – O desvio do curso selecionado é indicado pelo deslocamento lateral da porção central do ponteiro de curso em relação à aeronave simbólica e aos quatro pontos de desvio. O desvio pode ser angular (cada ponto vale 5°) ou linear (cada ponto vale 5 milhas náuticas), porém, somente o desvio angular é aplicado à fonte de navegação VOR.
- **Indicador TO-FROM** – Indica se o curso de VOR selecionado está indo para ou vindo de uma estação. A indicação TO-FROM é representada na tela do EFD-74 por um triângulo, o qual desaparece quando uma frequência de LOCALIZER é selecionada.
- **Indicador de Proa Selecionada** – A proa selecionada é indicada por dois retângulos adjacentes em relação ao cartão compasso.
- **Ponteiro de Rumo** – É selecionado no painel de controle HCP-74. A fonte de navegação primária selecionada aparece no EFD-74 através de um ponteiro simples e, a fonte secundária aparece no EFD-74 através de um ponteiro duplo. A letra que aparece na porção inferior do ponteiro de rumo

apresenta a fonte de navegação selecionada (V – VOR, A – ADF, W – ponto de referência). Toda informação primária aparece sempre na cor verde e, toda informação secundária aparece sempre na cor magenta.

- **Desvio de GLIDESLOPE** – Esta indicação é feita por um ponteiro triangular e uma escala, situados do lado esquerdo do cartão compasso. A escala é formada por quatro pontos, separados dois a dois por uma linha central. O ponteiro e a escala desaparecem da tela quando a aeronave realiza a operação curso reverso.
- **Anunciador de Distância** – Mostra a distância à estação selecionada de DME ou a ponto de referência abaixo das letras DME ou WPT no canto superior esquerdo do EFD-74. Quando a função DME HOLD é selecionada na unidade indicadora IND 41A, a letra “H” aparece do lado direito da inscrição DME. Quando a função DME está em “modo teste” a letra “T” aparece do lado esquerdo dos dígitos.
- **Anunciador de Dados** – O anunciador de dados indica o tempo para a estação (TTG) ou velocidade relativa ao solo (SPD) no canto inferior esquerdo, abaixo das letras TTG ou SPD.

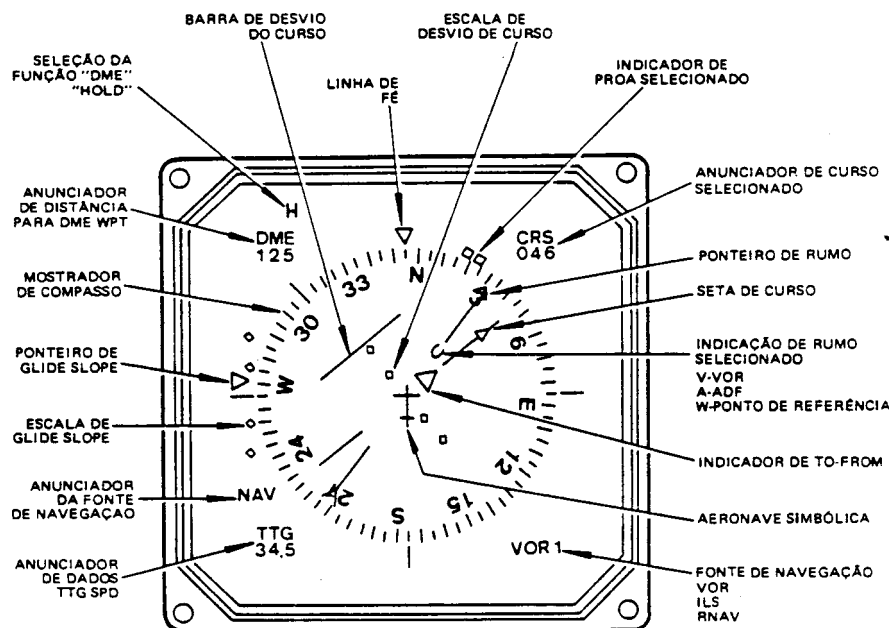


Figura 19-85 Modo HSI do Indicador de Vôo

Modo ARC – Este modo é selecionado pressionando-se a tecla DISPLAY ARC no painel de controle HCP-74. Um formato de setor de bússola expandida consiste em um segmento de bússola de 80° no topo do mostrador, com o símbolo da aeronave na parte inferior. O curso da aeronave é mostrado pelo movimento do ponteiro de curso no cartão de bússola com a barra e escala de desvio perto do símbolo da aeronave.

As informações que o Modo ARC apresenta, são as seguintes:

- **Anunciador TO-FROM** – O anunciador TO-FROM consiste das letras TO ou FR acima da indicação digital da fonte de navegação no canto inferior direito.
- **Índice de proa** – Quando o índice de proa estiver fora da escala uma linha de proa aparece e é rotacionada em torno do símbolo da aeronave para indicar a posição relativa

da proa selecionada e é indicada digitalmente no final do setor de bússola.

- **Ponteiro de Rumo** – O rumo é mostrado através do ponteiro e digitalmente à esquerda do centro do setor de bússola com a informação da fonte de navegação mostrada acima do anunciador de dados.
- **Anunciador de Tempo para a Estação (TTG) e Velocidade Relativa ao SOLO (SPD)** – Opera da mesma forma que o formato HSI, com a capacidade adicional de mostrar ambos os dados com as respectivas letras TTG e SPD, à direita do centro do setor de bússola. Quando se deseja só uma informação na tela, basta pressionar a tecla HSI e, para a troca da informação deve-se mudar o formato. Quando as informações não forem confiáveis, aparecerão traços no lugar dos dígitos.

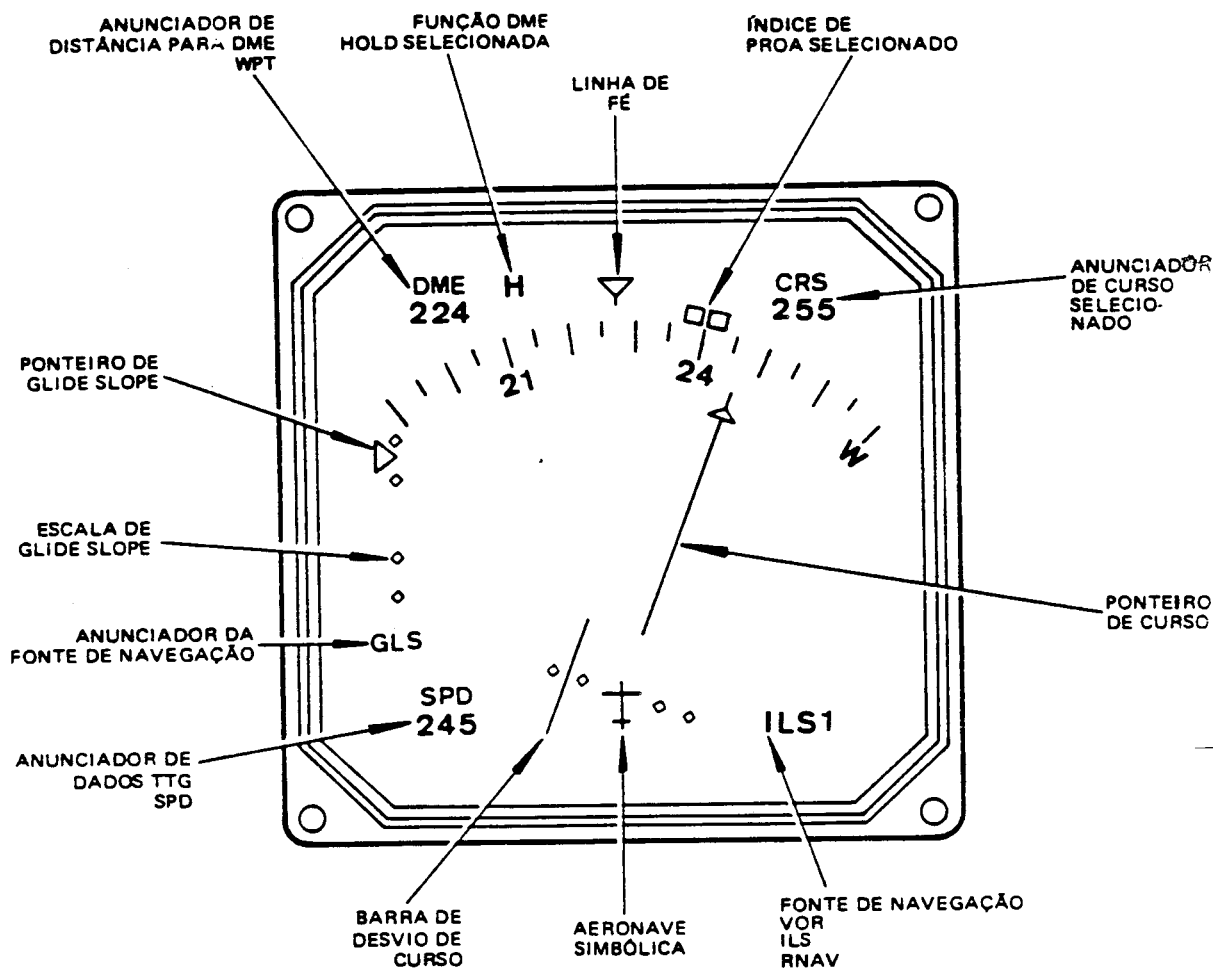


Figura 19-86 Modo ARC do indicador de vôo

Modo MAP – Este modo utiliza o mesmo setor de bússola do modo ARC, todavia provê indicação de rumo e de distância para a estação VOR ou ponto de referência selecionado.

O modo selecionado no HCP 74, através da tecla DISPLAY MAP. As informações que o modo MAP apresenta são as seguintes:

- **Linha de Curso Selecionado** – O curso selecionado é mostrado por uma linha girando ao redor da estação selecionada ou do ponto de referência. O curso TO é representado por uma linha verde sólida e o curso FROM por uma linha verde tracejada. Se a distância da estação estiver abaixo do símbolo do avião, a indicação do tipo “mapa” é substituída por um ponteiro de rumo.
- **Arco de Meia Escala** – É o arco que é interceptado pela linha de curso selecionado e suas graduações são selecionadas através da tecla DISPLAY MAP, no HCP-74. O fundo de escala mostrado é a metade da faixa

selecionada. O final da faixa, não mostrado, está localizado abaixo das marcas do cartão da bússola.

- **Barra de Desvio Lateral** – Só aparece no EFDD-74 quando uma frequência de ILS é sintonizada.
- **Anunciador de Dados** – A seleção da informação de tempo para a estação (TTG) ou de velocidade relativa ao solo (SPD), não pode ser trocada no modo MAP. Porém, esta informação permanece a mesma como era, quando o modo MAP foi selecionado.
- **Símbolo da Estação** – O símbolo aparece no cruzamento da linha de curso selecionada e a escala média de distância. A estação VOR / DME é representada com um octógono e o Ponto de Referência é representado por uma estrela de quatro pontas.

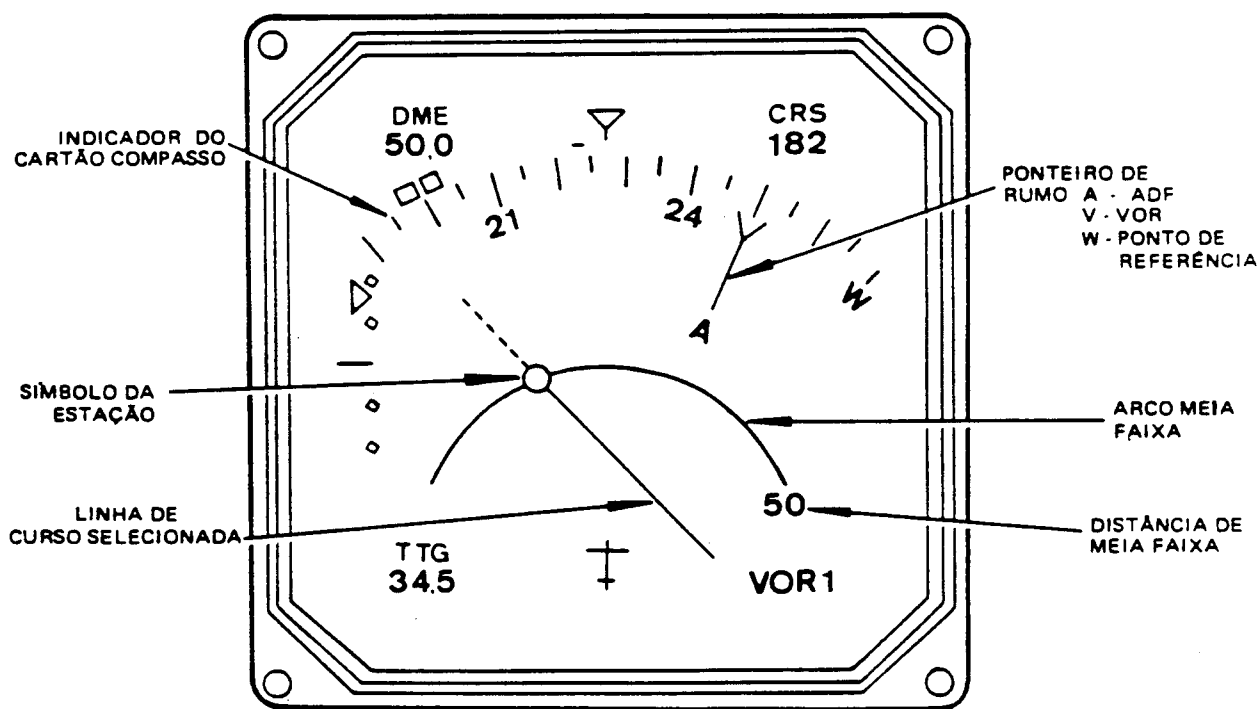


Figura 19-87 Modo MAP do Indicador de Vôo

Bandeiras no EFD-74 – Aparecem quatro bandeiras de aviso de falha e as informações inválidas de tempo (TTG), velocidade (SPD) e de distância (DME) são substituídas por traços.

Existe, ainda, uma lâmpada de aviso EFD FLAG relacionada ao indicador que está situada na parte frontal da unidade processadora

HPU-74 que é iluminada quando existe falha no EFD-74, o que acarreta o apagamento da tela.

As bandeiras de aviso que aparecem na tela do EFD-74 são as seguintes:

- **Bandeira de Aviso HDG** – Representa falha no sistema de referência de proa e de atitude AHRS-85. A linha de fé é substituída

por um retângulo vermelho contendo as letras HDG também em vermelho. As letras piscam por dez segundos e, após esse tempo permanecem acesas na tela.

- **Bandeira de Aviso NAV** – Representa falha no sistema de navegação. Os pontos de desvio desaparecem e as letras vermelhas NAV, contidas num retângulo vermelho, aparecem logo acima do símbolo do avião. As letras piscam por dez segundos e, após esse tempo permanecem acesas na tela.
- **Bandeira de Aviso GLS** – Representa falha no sistema ILS. A escala e a indicação ILS são removidas e as letras vermelhas GLS aparecem no lugar da escala e ficam piscando

por dez segundos e, após esse tempo permanecem acesas na tela.

- **Bandeira de Advertência FAIL** – Representa falha no sistema HPU-74. As letras amarelas FAIL, contidas num retângulo amarelo aparecem no canto inferior direito. Simultaneamente, a lâmpada de aviso HPU FLAG relacionada à unidade processadora, situada na parte frontal da HPU-74, acende para sinalizar a mesma falha. Todas as bandeiras de aviso nos formatos HSI e ARC são as mesmas e o formato MAP não mostra nenhuma bandeira de aviso.

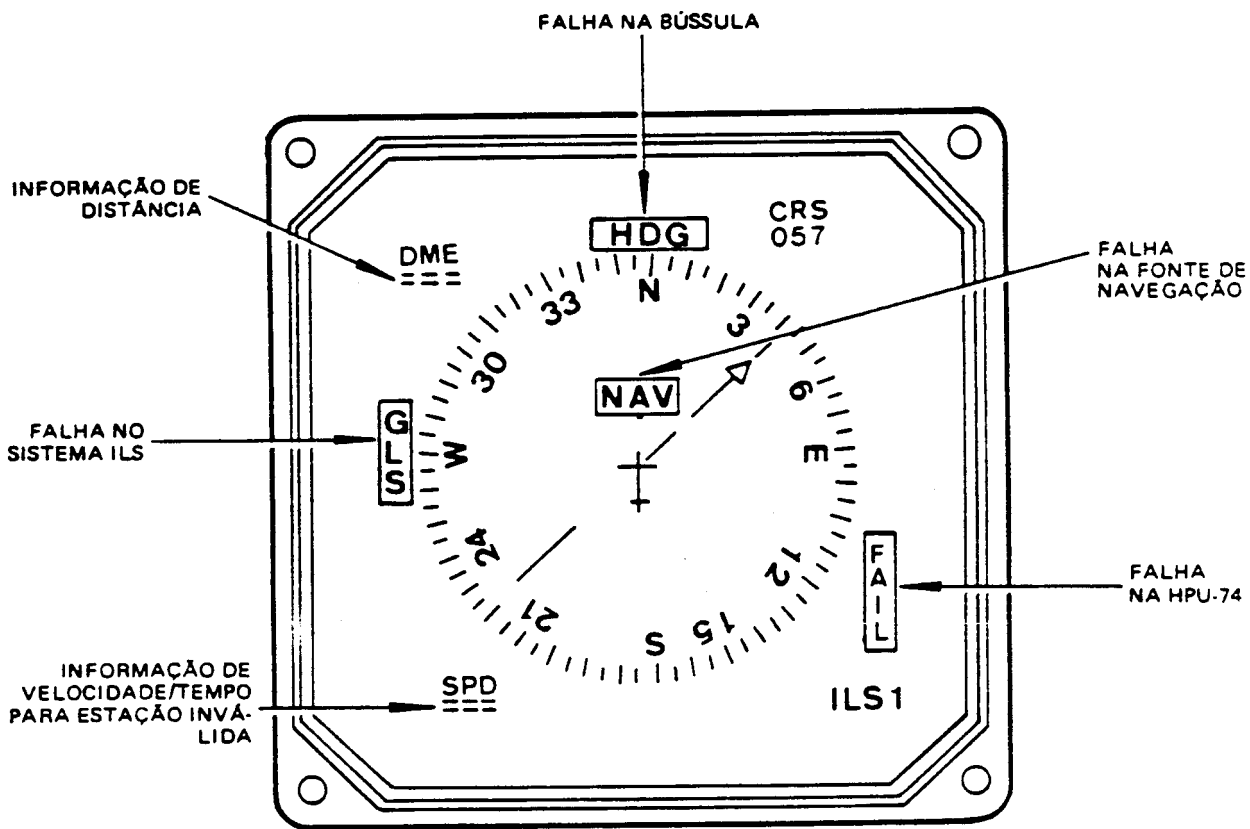


Figura 19-88 Bandeiras de aviso e advertência no EFD-74

Painel de controle

O painel de controle de proa está localizado na parte inferior de cada um dos painéis móveis, provê controles e comandos para o EFD-74.

O botão HDG monitora as informações de proa. Quando este botão é rotacionado, seleciona as informações de direção e distância para mover o índice de proa no EFD-74.

O botão HDG SYNC, quando pressionado, alinha o índice de proa com a linha de fé. O botão CRS monitora as informações de curso. O botão, quando rotacionado, seleciona as informações de direção e de distância para mover o ponteiro de curso no EFD-74.

O botão CRS DIRECT, quando pressionado rotaciona o ponteiro de curso até a fonte de navegação selecionada, resultando num desvio de rota zero.

O formato que o indicador EFD-74 pode assumir é selecionado pelas teclas DISPLAY. São elas:

HSI – Seleciona o formato de 360 graus. Também controla a seleção TTG ou SPD.

ARC – Seleciona o formato expandido de 80 graus.

MAP – Acrescenta ao formato ARC os pontos de rumo e distância da estação selecionada.

A tecla DISPLAY HSI também é usada para selecionar a informação de velocidade ao solo (SPD) ou tempo para a estação (TTG) no indicador EFD-74, independentemente do formato em uso.

As teclas BRG, NV1, ADF e NV2 selecionam qual indicador de curso está mostrado no EFD-74. A remoção na tela de um indicador é feita pressionando-se a tecla correspondente novamente, ou selecionando outra fonte de navegação.

Ao pressionar a tecla NV1 uma primeira vez, o EFD-74 mostra a fonte de navegação primária e, pressionando-se uma segunda vez, é removida a informação sendo esta sequência válida para as teclas NV2 e ADF e para todos os três formatos.

O controle de intensidade luminosa do EFD-74 é feito girando-se o botão INT, sendo que no sentido horário a intensidade luminosa é aumentada.

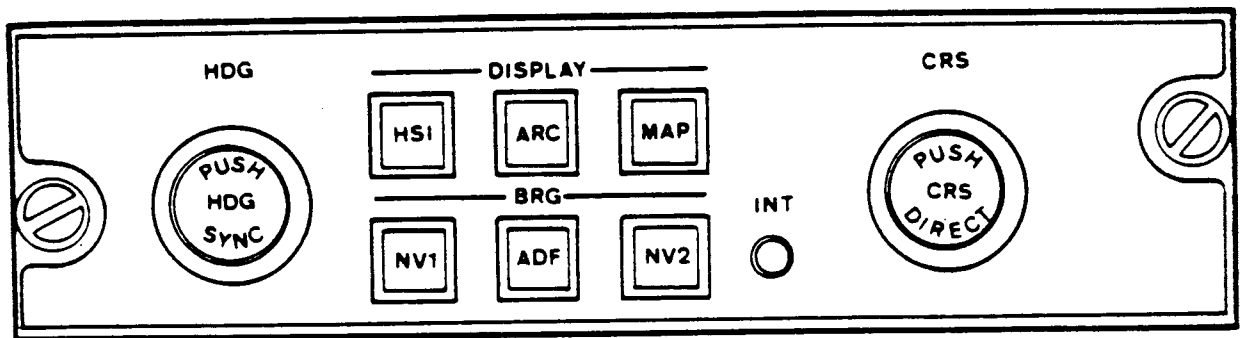


Figura 19-89 Painel de controle de proa HCP-47

Unidade Processadora

A unidade de processamento HPU-74 é parte integrante do sistema FIS e tem as seguintes atribuições:

- Gera sinais de deflexão e vídeo requeridos na tela do EFD-74.
- Executa a interface entrada / saída com os demais sistemas da aeronave.

São utilizadas duas unidades de processamento HPU-74, localizadas no piso superior do compartimento eletrônico, uma de cada lado.

A unidade processadora recebe sinais do painel de controle HCP-47 através do processador de entrada / saída e seleciona os dados necessários a serem enviados a um gerador de caracteres, que irá enviar e monitorar as imagens reproduzidas na tela do EFD-74.

A fonte de alimentação provê toda a voltagem necessária não só para o HPU-74,

como também para os sinais de vídeo e deflexão enviados ao EFD-74.

As informações da unidade de processamento HPU-74, seja do piloto ou do copiloto, podem ser transferidas para o computador do piloto automático APC-65B, através da chave de transferência PA SEL NAV, localizada no pedestal de manetes.

A indicação de falha no HPU é sinalizada por uma luz vermelha, com a inscrição HPU FLAG, na parte frontal do HPU-74 e pela inscrição FAIL na tela do EFD-74. Se ocorrer falha nos sinais de vídeo e deflexão do EFD-74, este envia um sinal para o HPU-74, que irá acender a luz vermelha com a inscrição EFD FLAG localizada na parte frontal do HPU-74.

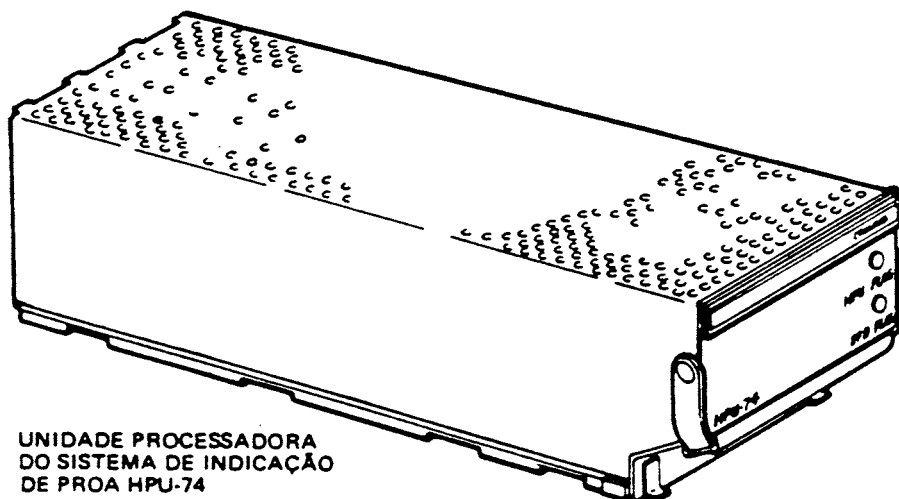
Operação

O sistema de instrumentos de vôo FIS mostra aos pilotos as indicações essenciais do

sistema de atitude e proa AHRSS-85 e de navegação VOR / ILS.

O computador comparador para alarme CWC-85 monitora a diferença entre os sinais de atitude provenientes de cada um dos indicadores ADI-84 (Diretor de Vôo) e avisa aos pilotos de uma possível falha dos ADI, quando a diferença entre os indicadores exceder a um valor pré-determinado.

O sistema FIS é alimentado por 26 VCA, 400 Hz e por 28 VCC. Os ADI-84 estão conectados à barra de emergência 26 VCA, a HPU-74 do piloto está conectada à barra de emergência 28 VCC e a HPU-74 do co-piloto à barra principal 28 VCC. A iluminação dos painéis HCP-74 é através de 5 VCC.



UNIDADE PROCESSADORA
DO SISTEMA DE INDICAÇÃO
DE PROA HPU-74



CHAVE DE
TRANSFERÊNCIA
DE DADOS DA
HPU-74 PARA O
SISTEMA DE
PILOTO AUTOMÁTICO

Figura 19-90 Unidade de processamento HPU-74

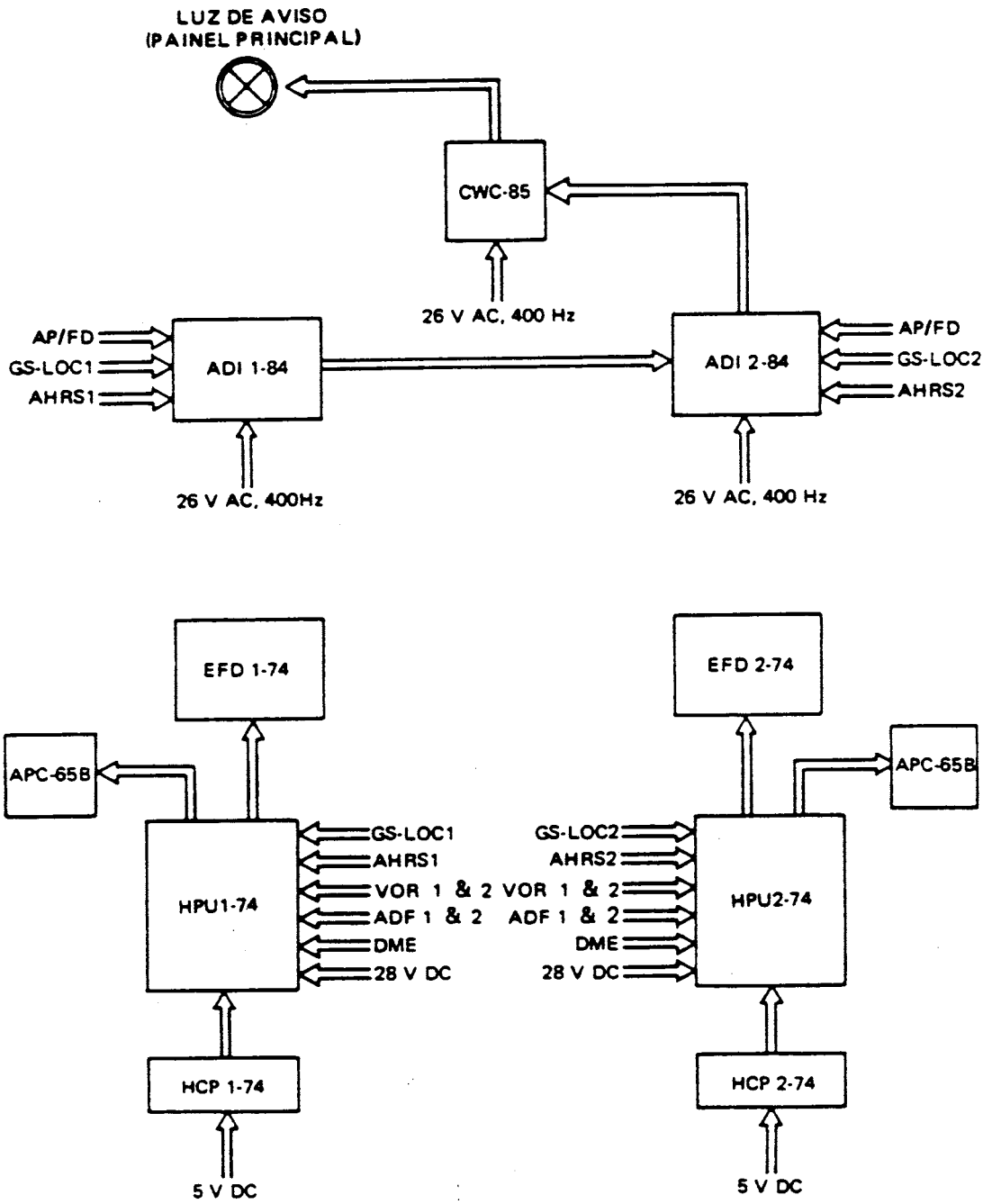


Figura 19-91 Sistema FIS

INTRODUÇÃO AOS COMPUTADORES

HISTÓRICO

Um microprocessador é um circuito eletrônico muito complexo. Consiste em milhares de transistores microscópicos compactados em uma minúscula pastilha de silício (Chip), que na maioria das vezes não ocupa mais que um oitavo de polegada quadrada. A pastilha é colocada num invólucro contendo aproximadamente 40 pinos (ou pernas).

Os milhares de transistores que compõem o microprocessador são arranjados para formar muitos circuitos diferentes dentro da pastilha. Do ponto de vista de aprendizagem de como o micro processador opera, os circuitos mais importantes são os registradores, contadores e decodificadores.

Um “ μ p” é uma parte de um computador, apenas a porção responsável pelo controle e processamento dentro de um sistema. Para um computador, é necessário acrescentar memória para o programa de controle e circuitos de I/O para a comunicação com equipamento periférico.

Mais especificamente é o tipo de processador que pode ser implementado em um único “chip” LSI (Integração em Larga Escala).

Desde a construção dos primeiros computadores a válvula, como o UNIVAC I (1950) o desenvolvimento de sistemas de processamento de dados tem sofrido uma evolução acelerada. Enquanto esses computadores primitivos só podiam ser justificados como objeto de pesquisa (sem questionar a validade econômica), os modernos sistemas revolucionaram praticamente todos os campos de atividade do homem moderno. Isto se deveu, unicamente, à evolução da tecnologia eletrônica do estado-sólido, que reduziu o tamanho e o custo dos sistemas de computação, entre inúmeros equipamentos.

Em 1960, o baixo preço dos computadores justificava o aparecimento dos computadores de propósito geral, para processamento de dados.

Atualmente, o advento de microprocessadores permite a aplicação de métodos computacionais de custo extremamente baixo ao

controle e processamento de sistemas em geral. Isto representa um passo decisivo em direção a uma disseminação extensiva do processamento de dados nos aspectos mais triviais da vida moderna.

APLICAÇÕES

Computador de escritório

O baixo custo de um microcomputador permite a sua utilização em escritórios comerciais de pequeno porte. O sistema básico compreende, geralmente, um console de vídeo-teclado, uma unidade de disco magnético e impressora. Aumentando-se o número destes periféricos, pode-se acompanhar o crescimento das exigências da automação.

A finalidade deste equipamento é controlar folhas de pagamento, fazer controle de estoque, manipular informações de contabilidade, fazer processamento de texto, tudo isto aliado à possibilidade de se disseminar a informação simultaneamente através de diversos terminais.

Computador pessoal

Atualmente em fase de rápida expansão no Brasil esta aplicação possibilita trazer a revolução da informática para o lar. Além de usar o microcomputador, para jogos eletrônicos, pode-se fazer o controle dos gastos domésticos, sistemas de alarme contra roubos etc. Através da ligação telefônica, o computador pessoal pode ter acesso a informações tais como cotação de ações na Bolsa, jornais ou bancos de dados. Num prazo maior, poderemos fazer encomendas num supermercado pelo microcomputador, consultando os preços dos artigos em estoque e até mesmo trabalhar em casa, enviando e recebendo informações do computador da empresa.

Computador de bordo

Microcomputadores são empregados em sistemas de computação para automóveis, barcos e aeronaves.

Além de fornecerem informações sobre navegação, consumo, condições do veículo etc, poderão receber dados de outros computadores. Isto permitirá que um piloto receba instruções de controle para pouso ou decolagem através de um monitor de vídeo situado no painel, agilizando e aumentando a capacidade do controle de tráfego aéreo.

Equipamentos automáticos de teste

Para o controle de qualidade, é possível elaborar sistemas capazes de fazer o teste de equipamentos, numa rapidez e precisão impossível para o ser humano, a um custo reduzido.

Máquinas com “inteligência”

O uso de processadores em equipamentos de uso geral permite sofisticá-los com funções até então inviáveis economicamente. Balanças e Caixas Eletrônicas, por exemplo, são aplicações recentes de microprocessadores. Deve-se lembrar também que a manutenção desses equipamentos é simplificada por programas de diagnóstico e até de calibração automática.

Robôs

Recentemente, a indústria japonesa desenvolveu uma variedade de máquinas capazes de executar tarefas repetitivas, como robôs industriais. Este é um dos campos mais promissores e polêmicos de aplicação de microprocessadores.

Armamento – Míssil auto dirigido

O primeiro passo de Neil Armstrong na superfície da Lua foi possível, em grande parte, em decorrência dos sistemas de orientação computadorizados.

Evidentemente, a engenharia de foguetes interplanetários apóia-se em uma tecnologia muito precisa, mas, sem o “hardware” e o “software” de computadores, jamais seria possível executar cálculos de posição com rapidez e exatidão suficientes para permitir o acoplamento de dois objetos a uma grande distância – mesmo que um desses objetos tenha o tamanho da Lua.

Quando se levam em conta as técnicas militares modernas, que exigem a colocação de ogivas com limite de erro de 20 a 30 metros após um vôo transcontinental, é enorme a capacidade de processamento de dados necessária para os cálculos.

As primeiras experiências militares mostraram que o problema fundamental da tecnologia de mísseis estava no fato de que eram impossíveis correções no seu trajeto após ter sido feito o lançamento. A primeira grande conquista deu-se com o desenvolvimento de sistemas de orientação capazes de calcular a posição do foguete em relação a um ponto na superfície (local de lançamento) pela dedução da distância percorrida e de sua direção. Mas até mesmo os equipamentos modernos de alta qualidade estão sujeitos a erros graves.

Outro método mais preciso utiliza satélite em órbita geoestacionária como ponto de referência. A principal desvantagem desses sistemas é que a linha de vôo do míssil – e provavelmente seu alvo – pode ser calculada pelo inimigo imediatamente após o lançamento, dada a capacidade dos modernos radares de longo alcance. Para eliminar essa vulnerabilidade, projetou-se um míssil capaz de voar a baixa altura, provido de radar de 0varredura horizontal, que avalia dados para o cálculo do percurso até o alvo. Assim nasceu o míssil “Cruise”.

TERMOS E CONVENÇÕES

Um microprocessador é um dispositivo lógico que é usado em sistemas eletrônicos digitais. Também é usado como passatempo, como computador de uso geral de baixo custo, para técnicos e grupos de pesquisa com baixo nível orçamentário. Mas, uma distinção deverá ser feita entre o microprocessador e o microcomputador.

Um microcomputador contém um microprocessador, mas também contém outros circuitos como um dispositivo de memória para armazenar informação e adaptadores de interface para conecta-lo com o mundo externo.

A figura 20-1 mostra um microcomputador típico no qual esses circuitos adicionais são acrescentados. As setas representam condutores nos quais seguem as informações binárias. As setas largas representam vários condutores conectados em paralelo. Um grupo

de condutores paralelos, que transportam informação, é chamado barramento (*bus*).

O computador possui dois barramentos principais: o “ADDRESS BUS” (ADD BUS) e o “DATA BUS”. O ADD BUS é unidirecional, isto é, possui um único sentido para o fluxo. O DATA BUS é bidirecional permitindo, por exemplo o fluxo de dados da CPU para a unidade de entrada e saída (I/O) ou desta para a memória.

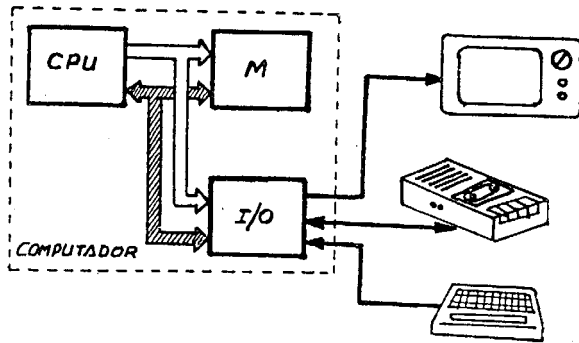


Figura 20-1 Computador básico

O programa do computador é um conjunto ordenado de instruções que são executadas uma a uma, seqüencialmente, na ordem estipulada. Instrução é uma palavra chave (ordem) que diz ao computador qual a tarefa específica que deve executar.

O microcomputador é composto por tudo o que está dentro da linha pontilhada na figura 20-1. Tudo o que está fora da linha pontilhada refere-se ao mundo externo e todos os micro-computadores precisam ter alguns meios de comunicação com ele.

A informação recebida do mundo externo pelo microcomputador é chamada de entrada de dados. A informação que transmite do microcomputador para o mundo externo é chamada de saída de dados.

O computador pode ser definido como um sistema complexo capaz de receber informações, processá-las e fornecer resultados. A entrada de informações poderá ser gerada de dispositivos como memória de massa (disco ou fita magnética), relés ou até mesmo outros computadores.

A saída de informações poderá ser enviada aos terminais de vídeo, memórias impressoras etc. O ponto no qual o dispositivo de I/O conecta-se ao microcomputador é chamado de “pórtico”.

MEMÓRIA

O conjunto de dados e de instruções necessários à operação de um computador fica localizado numa unidade chamada memória.

Podemos imaginar a memória como sendo um conjunto de escaninhos, cada qual com um endereço e contendo uma unidade de informações (palavras).

Existem diversos tipos de memória, classificados segundo suas características. De um modo geral, temos memórias voláteis ou não voláteis. A memória volátil é aquela cuja informação se perde quando a alimentação é interrompida. As memórias RAM são um exemplo deste tipo. Memórias não-voláteis, por outro lado, retêm a informação mesmo após interrupção da alimentação. Um exemplo deste tipo é a memória ROM.

-ROM (“Read Only Memory”) – Como o nome indica, este tipo de memória não permite realizar operações de escrita, apenas de leitura. Também chamada de memória morta, é gravada durante a fabricação, retendo sempre esta informação.

-RAM (“Random Access Memory”) – Esta memória se caracteriza por permitir tanto a leitura como a escrita, sendo, entretanto volátil.

Memórias magnéticas

Devido às suas propriedades este tipo de memória é sempre não-volátil. Além disso, geralmente são capazes de armazenar grandes quantidades de dados, embora a velocidade de leitura/escrita seja baixa. Por isso são mais usadas como memória de massa, isto é, uma espécie de armazém de programas e de dados, de onde a CPU os retira para processamento em RAM.

Os tipos mais comuns são discos magnéticos e fitas magnéticas.

ENTRADA E SAÍDA

São unidades que permitem ao microcomputador comunicar-se com o mundo externo. É através de operações de entrada e saída que um operador utiliza um terminal de vídeo-teclado para “conversar” com um computador.

O elemento que serve de ligação entre o microcomputador e o periférico é chamado “interface”.

A transferência pode ser feita de vários modos, segundo as necessidades ou limitações do sistema. Transmissões por via telefônica, por exemplo, são feitas no modo serial, isto é, um “bit” por vez.

Por outro lado, entre um teclado e a CPU, a transmissão pode ser em paralelo, com 7 ou 8 “bits” transmitidos de uma só vez.

PALAVRAS DO COMPUTADOR

Na terminologia de computação, a palavra é um conjunto de dígitos binários que pode ocupar um local de armazenamento. Embora a palavra seja constituída de vários dígitos binários, o computador manipula cada palavra como se ela fosse uma simples unidade. Portanto, a palavra é a unidade fundamental de informação usada no computador.

Uma palavra pode ser um número binário que está sendo manipulado como um dado. Ou, a palavra pode ser uma instrução que diz ao computador que operação deve executar. A palavra poderá representar, também, um endereço.

Tamanho da palavra

Nos últimos anos, uma ampla variedade de microcomputadores tem sido desenvolvida. Seu custo e sua capacidade variam grandemente. Uma das mais importantes características de um microprocessador é o tamanho da palavra que ele pode manipular, que se refere ao tamanho em “bits” da maior unidade fundamental de informação.

O tamanho da palavra mais comum para o microprocessador é 8 “bits”. Números, endereços, instruções e dados são representados por números binários de 8 “bits”.

O menor número binário de 8 “bits” é 0000 0000₂ ou 00₁₆. O maior é 1111 1111₂ ou 11₁₆.

Em decimal, o alcance é de 0 a 255₁₀. Então, um número binário de 8 “bits” pode ter algum dos 255₁₀ possíveis valores.

Uma palavra de 8 “bits” pode especificar números positivos ou negativos.

PRINCIPIOS DE FUNCIONAMENTO

Código de máquina

O código de máquina é a linguagem entendida pelo microprocessador (a CPU), que constitui o cerne do computador e pode apenas executar funções muito simples (adiciona dois dígitos a um número, por exemplo, mas não os multiplica). Faz isso, no entanto, a velocidades muito altas. Cada operação do microprocessador é especificada de acordo com o número de “ciclos de relógio” empregados. Se a CPU em seu computador funcionar a 1 MHz, o “ciclo de relógio” será de 1 microssegundo, e uma operação que requer quatro “ciclos de relógio” será realizada em 4 milionésimos de segundo, pois $F = 1 / T$.

Como consequência, um programa desenvolvido em código de máquina vai requerer grande quantidade de instruções e qualquer função deverá ser elaborada “à mão”, a partir de operações simples. Toda a programação consistirá na manipulação de “bits” ou “bytes” isolados de memória, empregando-se funções lógicas simples como AND, OR e NOT, além de aritmética elementar.

Esse é um dos motivos por que o desenvolvimento de programas nessa linguagem se torna uma tarefa lenta; o outro reside no fato de o programador ser obrigado a saber a localização de tudo que está armazenado na memória.

Ao iniciar a programação em código de máquina, você descobre que tem de especificar um endereço (uma posição de memória) para cada conjunto de dados a armazenar. E cabe também a você garantir que não haja superposição acidental com outros conjuntos de dados.

Examinemos em que consiste o código de máquina. Todos os exemplos a seguir serão relacionados a CPUs de 8 “bits” de capacidade, como a do Z80 e do 6502. O microprocessador conecta-se à memória do computador por meio de dois “buses” (vias): o “bus” de endereços e o de dados. Há também um elemento denominado “bus” de controle que fornece apenas sinais de cronometragem à CPU e não é utilizado pelo programador.

O “bus” de endereços tem capacidade de 16 “bits” e a atribuição de um padrão de “bits” a esse “bus” possibilita à CPU selecionar

qualquer dos 65.536 “bytes” em seu “mapa de memória”. Em microcomputadores comuns, algumas dessas posições estarão na RAM, outras na ROM, algumas nos “chips” especiais de entrada-saída e ainda existirão as que não serão utilizadas.

Se a CPU quiser ler determinada posição de memória (uma das linhas no “bus” de controle indica se deve haver leitura ou registro), o “byte” selecionado coloca seus conteúdos no “bus” de dados, na forma de um padrão de 8 “bits”. De modo semelhante, a CPU pode registrar um padrão de 8 “bit” em qualquer posição escolhida. A CPU não sabe quais as partes da memória em que estão a ROM e a RAM; desse modo, determinar o endereço correto é outra responsabilidade importante do programador.

No interior do microprocessador, há talvez meia dúzia de “registros”, semelhantes a posições individuais de memória, utilizados para o armazenamento de resultados temporários e execução de funções aritméticas, lógicas e binárias. A maior parte desses registros corresponde a 1 “byte” de memória, embora algumas tenham 02 “bytes” de capacidade.

Outro registro muito importante (mas, agora, com apenas 8 “bits” de extensão) é o “acumulador”. Como o nome indica, esse registro acumula totais, isto é, “bytes” que podem se somar ou subtrair. Na verdade, esse é, em geral, o único registro que pode executar qualquer tipo de procedimento aritmético.

O motivo comum para o emprego do código de máquina é a velocidade: ao endereçar diretamente o processador, o programa não precisa ser traduzido ou interpretado. Com a eliminação desse estágio intermediário, reduz-se bastante o tempo de execução do programa. No entanto, o processo de codificação, teste, depuração, modificação e manutenção de um código de máquina exigirá, com certeza, duas vezes mais tempo do que levaria num programa em linguagem de alto nível (BASIC, por exemplo).

A falta de interação com o programador e a dificuldade de se lidar com o código de máquina foi o principal estímulo para a criação das linguagens de alto nível, como COBOL e BASIC. Vimos que o conjunto de instruções em código de máquina equivale ao conjunto de operações do processador.

Execução do programa mnemônico

É a forma de representação de tal modo que haja facilidade de retenção na memória, isto é, que haja memória.

Como exemplos de mnemônicos no nosso cotidiano, podemos considerar os termos: “SAMPA”, “BELZONTE”, etc.

Em se tratando de computação e programação em linguagem de máquina, os mnemônicos mais usados são:

LDA (LOAD ACCUMULATOR) – Carregar Acumulador;

STA (STORAGE ACCUMULATOR) – Armazenar acumulador;

ADC (ADD WITH CARRY) – Somar com transporte.

Consideremos que o programa já tenha sido adequadamente escrito no computador pelo processo tradicional: o programador lê o programa, no papel e introduz, via teclado, no computador.

O programa é armazenado, em linguagem de máquina, numa área de memória, embora os dados que ele opera possam estar em alguma outra posição.

Observe que os operandos, por exemplo, \$3F80 estão armazenados em dois “bytes”, com o “byte” menor (\$80) situado antes do maior (\$3F).

O símbolo Dólar (\$), usado na frente de uma seqüência, indica que a representação está no sistema de base hexadecimal.

Todos os programas em código de máquina são constituídos por operações simples que transportam “bytes” de memória para os registros internos da CPU, realizam seu processamento e, a seguir, os remetem de novo a uma posição de memória.

A figura 20-2 apresenta o programa necessário para somar os conteúdos de duas posições de memória e armazenar o resultado de uma terceira.

O contador do programa (PC) é um registro no interior da CPU que indica a instrução que está sendo executada.

A primeira instrução fornece os conteúdos da posição \$3F80, isto é, o valor “5” ao acumulador.

O terceiro armazena o conteúdo do acumulador, agora o “08”, na posição de memória \$0493.

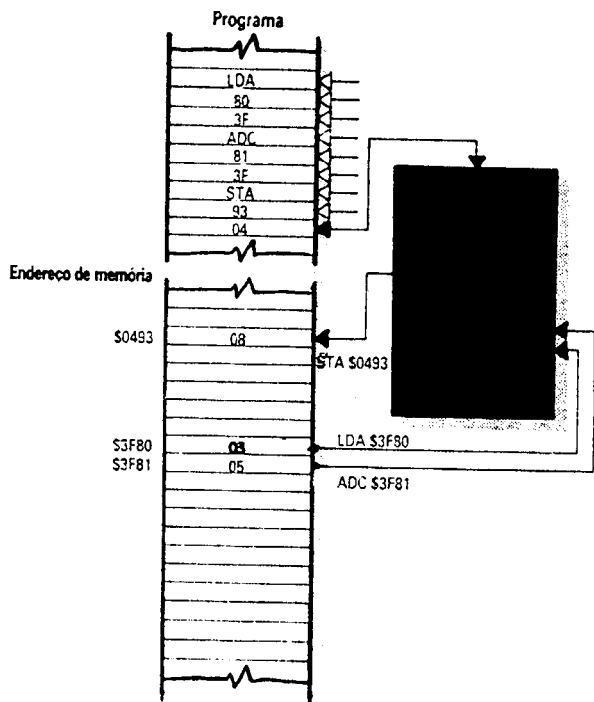
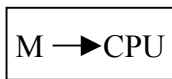


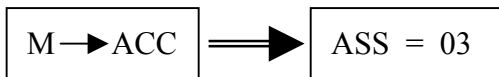
Figura 20-2 Execução de um programa

Funcionamento com o programa

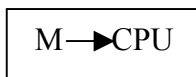
O conteúdo das posições de memória \$00, \$01 e \$02 (LDA, \$3F80), é colocado na CPU.



A CPU decodifica essa instrução e a interpreta como: carregar o acumulador com o conteúdo da posição de memória \$3F80.



Após a execução dessa operação, o contador de programa (PC) será incrementado (PC + 1, PC + 2 e PC + 3) acessando os conteúdos das próximas posições de memória (endereços): \$03, \$04 e \$05. Esses conteúdos são enviados para a unidade central de processamento.

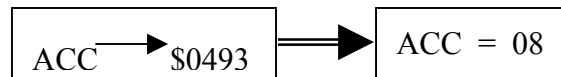


Em seguida a CPU interpreta os códigos e conclui que deverá “somar” o conteúdo atual do Acumulador com o conteúdo da posição de memória \$3F81.



Nota: Como o próprio nome indica, o Registrador acumulador “acumula” resultados das operações lógicas ou aritméticas. Em consequência o resultado das operações será enviado para esse registrador.

Como a operação anterior já foi completada, o PC é devidamente incrementado (PC + 1, PC + 2 e PC + 3), e os conteúdos das posições subseqüentes serão enviados à CPU e devidamente interpretados como: armazenar o conteúdo do acumulador na posição de memória \$0493.



Nota: O efeito real desta transferência é de cópia onde o conteúdo origem não é apagado. Daí conclui-se que o conteúdo final do registrador acumulador será o último obtido.

Com isso chega-se ao objetivo final do programa proposto que foi: somar os conteúdos de duas posições de memória e colocar o resultado em uma terceira.

Pelo exposto, também podemos escrever:



UNIDADE CENTRAL DE PROCESSAMENTO (CPU)

Em termos simples, a CPU (“Central Processing Unit”, ou Unidade Central de Processamento) do computador não passa de um interruptor que controla o fluxo de corrente num sistema de computação. Compõe esse sistema a ALU (“Arithmetic and Logic Unit”, ou Unidade Aritmética e Lógica), o PC (Contador de Programa), ACC (Acumulador) e outros registradores.

Ao acionar uma tecla, você introduz alguma informação na máquina por meio de uma configuração de voltagem gerada na unidade de teclado. A CPU transfere essa configuração de voltagem para uma posição da memória. Em seguida, transfere uma configuração correspondente, proveniente de algum outro lugar da memória, para a tela, de

modo a gerar um determinado padrão de caracteres.

Esse processo é semelhante ao funcionamento de uma máquina de escrever, mas com a diferença de que nesta há uma conexão mecânica entre o acionamento de uma tecla e a impressão do caractere, enquanto num computador essa ligação ocorre porque a CPU transfere configurações corretas de voltagem de um lugar para outro.

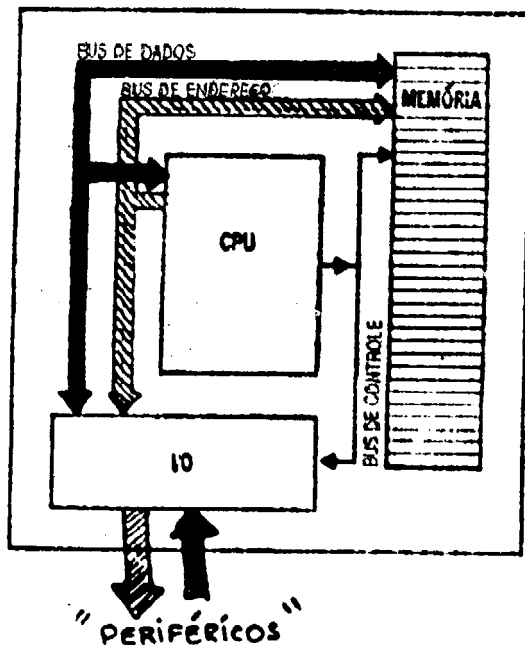


Figura 20-3 O Centro do Sistema

Nem sempre o acionamento de uma tecla faz aparecer um caractere no vídeo: pode também destruir um asteróide, gravar um programa, apagar um arquivo em disco, ou imprimir uma carta. O resultado da operação depende do modo e da finalidade com que a CPU transfere a corrente elétrica.

Modo de funcionamento da CPU

Os procedimentos executados pela CPU classificam-se, para nossos objetivos, nas operações: aritméticas, lógicas, de memória e de controle. Todas resultam de transferência de informações através de diferentes trajetos, no sistema e na CPU, ou seja, para esta todas as operações se assemelham.

Operações aritméticas, como adição e subtração constituem a característica mais importante da máquina. Ela subtrai por meio da representação negativa de um dos números e sua

subseqüente adição com o outro. Por exemplo, $7 + 5 = 12$ significa:

+ 7 somado a + 5 é igual a + 12;
enquanto $7 - 5 = 2$ equivale a:
+ 7 somado a - 5 é igual a + 2.

A multiplicação e a divisão são consideradas adições ou subtrações repetidas, de modo que também é possível programar a CPU para simular essas operações. Se a CPU consegue realizar as quatro operações aritméticas, então pode efetuar qualquer outro cálculo matemático. No entanto, lembre-se de que todo o seu potencial matemático depende simplesmente da capacidade de somar dois números.

As operações lógicas efetuam a comparação de dois números não apenas em termos de quantidades relativas, mas também em termos da configuração de seus dígitos. É fácil ver que sete é maior que cinco porque extraímos cinco de sete e obtemos um resultado positivo. Além de fazer esse tipo de comparação, a CPU também verifica que, por exemplo, 189 e 102 têm o mesmo dígito na coluna das centenas.

As operações de memória envolvem tanto a cópia de informações de uma posição qualquer da memória externa para sua própria memória (registro), como de seu registro para uma outra posição da RAM.

Executando essas operações em seqüência, a CPU transfere informações de uma parte qualquer da memória para outra. Para que a memória do computador tenha alguma utilidade, é absolutamente necessário que a CPU seja capaz de realizar essas duas operações. Só assim torna-se possível um controle completo da memória.

As operações de controle consistem, na verdade, em decisões quanto à seqüência pela qual a CPU executa as outras operações descritas. Por enquanto, tudo o que precisamos saber sobre as operações de controle é que a CPU pode tomar determinadas decisões a respeito de sua própria atividade.


Portanto, a CPU executa operações aritméticas, compara números, desloca informações na memória e decide sobre sua própria seqüência de operações. Essa lista de procedimentos é suficiente para definir uma máquina de computação ideal.


CONCEITOS DE FLUXOGRAMA

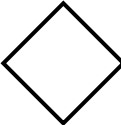
O fluxograma é uma representação gráfica das tarefas de um programa, por meio de símbolos que fornecem uma visualização imediata do significado da tarefa.


Definição dos elementos de fluxograma

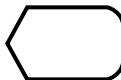
Abaixo seguem-se os símbolos mais usados nas representações gráficas.

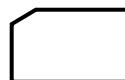
 Terminal: Início, término ou interrupção de um programa.


 Processamento: Uma ação que deve ser tomada.


 Decisão: Desvio para diversos pontos do programa de acordo com uma situação testada.

 Entrada / Saída: Qualquer função relacionada com dispositivos de entrada ou saída em geral.

 Visor: Terminal de vídeo ou Display.

 Cartão Perfurado: Entrada ou saída através de cartão perfurado.

 Teclado: Entrada de informação através do teclado.

 Impressora: Saída de informações através da impressão em papel.

Exemplos do uso de fluxograma

Equação Quadrática – Vamos examinar alguns exemplos simples, para termos uma visualização de fluxograma.

O passo inicial é examinar um fluxograma genérico que represente os passos do programa para calcular as raízes da equação quadrática: $ax^2 + bx + c = 0$

Também podemos escrever que:

$$x^1, x^2 = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a}$$

A solução deste problema pode ser representada como no fluxograma da figura 20-5.

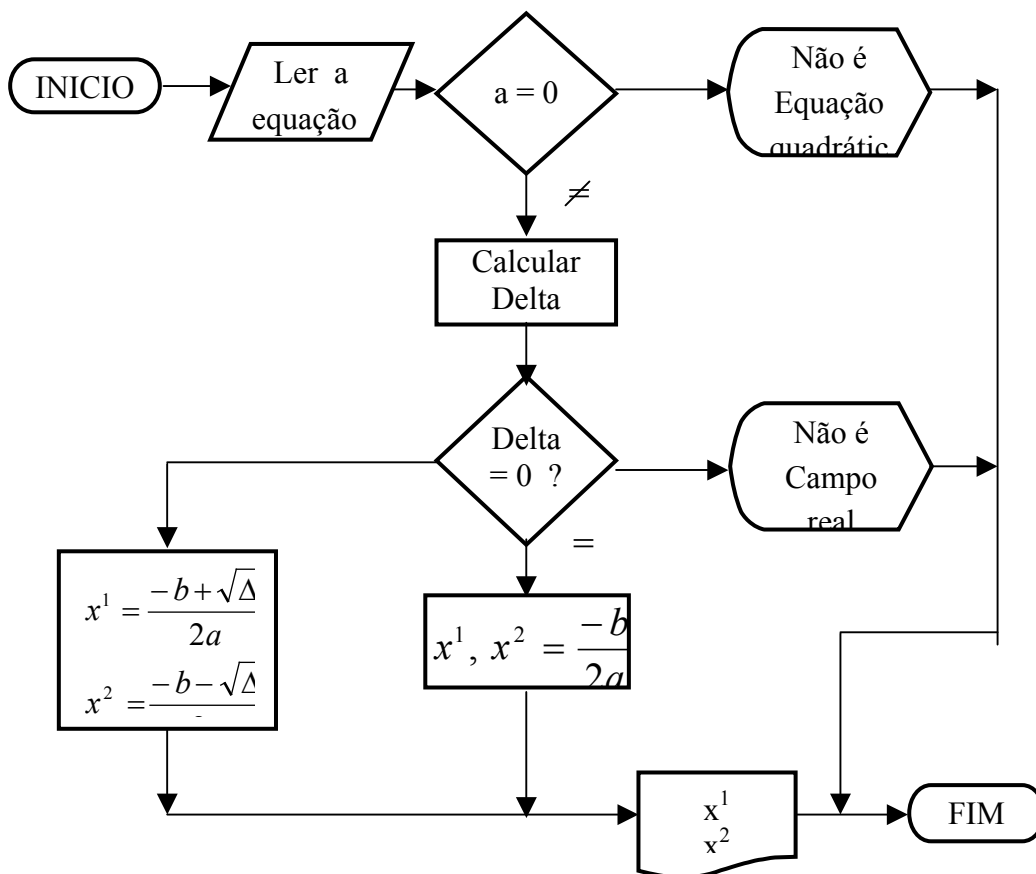


Figura 20-5 Fluxograma de Equação Quadrática

Impressão de números

O fluxograma da figura 20-6 é um programa para imprimir cinco números pares em uma impressora.

Na figura temos que $I = I + 1$, o que seria um absurdo, matematicamente falando. Lembre-se que esta operação refere-se à variável controladora “I” que é incrementada ou atualizada.

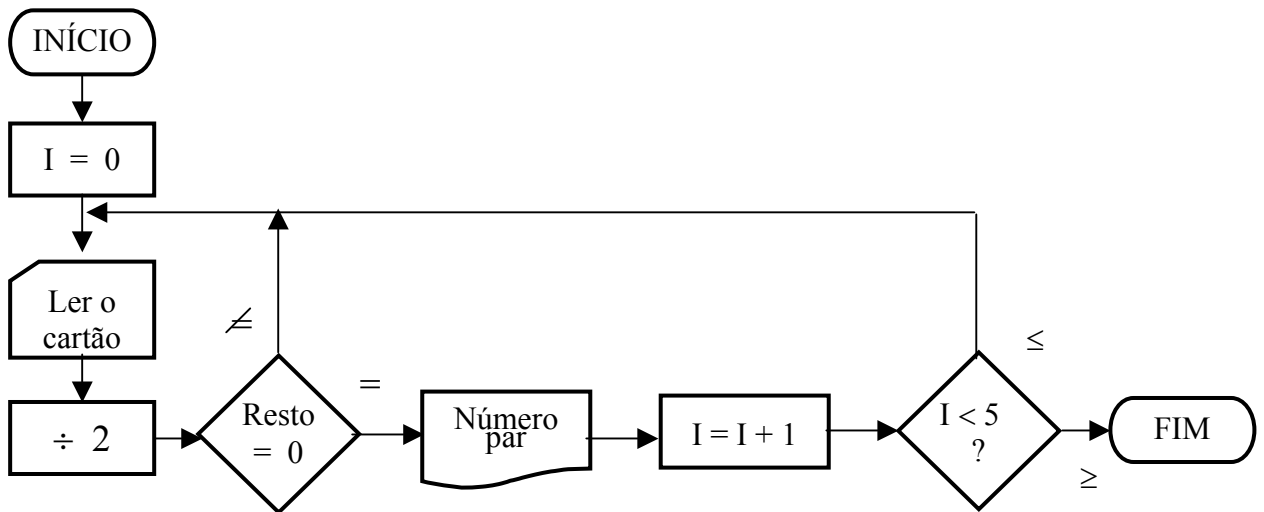


Figura 20-6 Fluxograma dos números pares

Cotidiano Consideremos um problema do nosso cotidiano: “Levantar-se pela manhã”. Neste programa o computador toma a decisão

de seguir determinado caminho em função de um resultado pré-estabelecido.

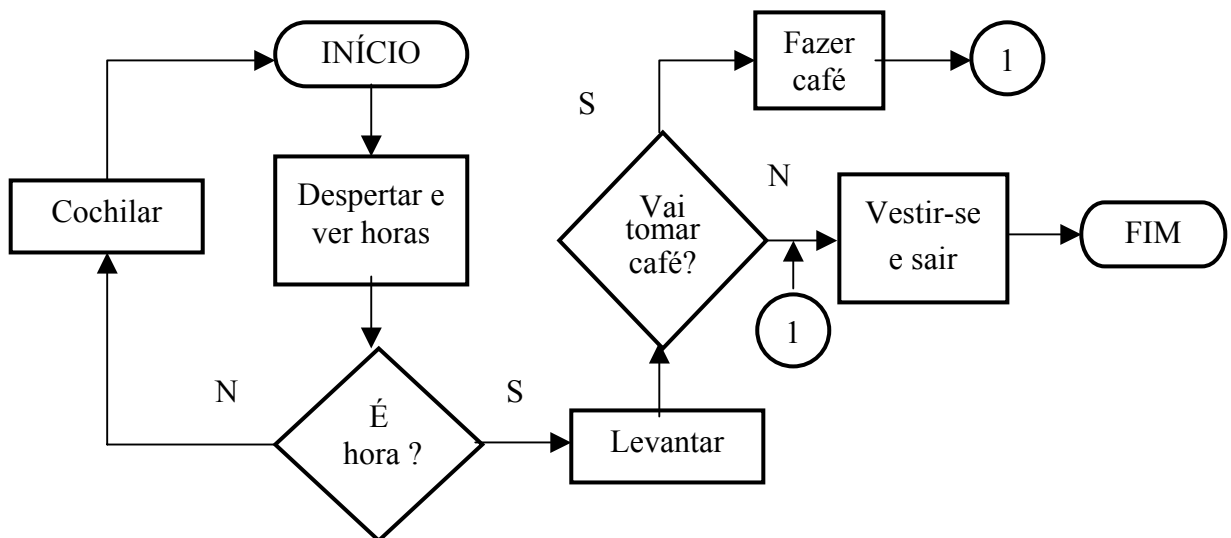


Figura 20-7 Fluxograma do “Cotidiano”

LINGUAGEM DO COMPUTADOR

Desde o princípio da era do computador, a principal preocupação foi de como poderia ser feita a comunicação entre o homem e a máquina.

Como se pode notar, tanto o computador como a máquina utiliza-se apenas de níveis de tensão, chamados níveis lógicos.

A grande preocupação do homem é utilizar o computador em todas as áreas e, para isso, necessita de uma comunicação de fácil

acesso com o meio externo. Isto, em outras palavras, significa transformar níveis de tensão em informações, com o tipo de linguagem empregada pela maioria dos homens.

Uma das primeiras comunicações com o computador foi a linguagem de máquina ou objeto. Esta linguagem é muito cansativa por lidar diretamente com códigos binários, isto é, níveis lógicos “zero” e “um”.

Em função da dificuldade apresentada por esta linguagem, surgiu a linguagem “Assembly”, que transforma códigos binários em mnemônicos, isto é, nomeia cada código para que este possa ser utilizado mais facilmente.

Com o surgimento desta linguagem, houve a necessidade de transformas os mnemônicos em códigos binários. Esta transformação é chamada de “Compilador Assembler”.

Mesmo com o surgimento da linguagem Assembly, o operador continuava encontrando muitas dificuldades para manusear este grupo de instruções. Mediante estas dificuldades, outras linguagens foram sendo desenvolvidas.

Com o aparecimento de outras linguagens, houve uma divisão entre as linguagens de baixo nível e as de alto nível. As de alto nível surgiram especificamente para cada área, como “Fortran” para a área científica, “Cobol” para a área comercial e outras linguagens para cada finalidade como “Basic”, “Pascal”, “PL/1”, etc.

As linguagens de alto nível deram margem ao surgimento dos programas tradutores. Como o próprio nome está dizendo, o computador necessita de um programa que traduza tais linguagens para que tenha condições de executar as instruções a ele designadas.

A linguagem de máquina pode ser escrita em octal, hexadecimal ou binário. O programa fonte recebe a denominação de linguagem de programação; e o programa resultante da conversão em linguagem de máquina recebe a denominação de programa objeto.

Programa de processamento é aquele que traduz a linguagem de programação para linguagem de máquina.

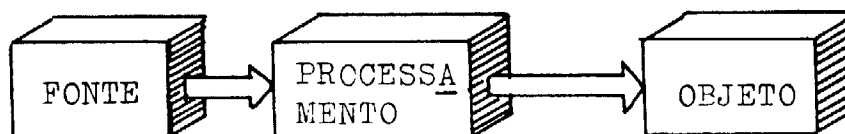


Figura 20-8 Representação em blocos do fluxo das linguagens.

Programa	Fonte	Processamento	Observações
Máquina	Máquina	Não há necessidade	Este programa é escrito na linguagem binária
	Hexadecimal	Hexadecimal loader	É usado o carregador hexadecimal
	Assembly	Assembler	É a linguagem de programação escrita em Mnemônicos
Processamento	Alto nível (Compiler)	Tradutor- Interpretador/Compilador	Converte linha a linha e a tradução é feita de uma só vez
	Hand Assembly	Hexadecimal Loader	O operador faz a tradução do Assembly para o Hexa, isto é, age como programa de processamento

Figura 20-9 Quadro geral de linguagens.