

## 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 Circuito RC em série Circuito RCL em série Ressonância em série Circuito RL em paralelo Circuito RC em paralelo Circuito RCL em paralelo Circuito RCL em paralelo Circuito tanque em paralelo e circuito tanque ideal Circuito tanque real e circuito tanque com resistor em derivação Filtros de freqüência   | . 1-5<br>. 1-8<br>. 1-10<br>. 1-18<br>. 1-20<br>. 1-20 |
|----|--|--|
| CA | APÍTULO 2 - OSCILOSCÓPIO   |  |
| C# | Introdução Tubos de raios catódicos Circuito gerador de base de tempo Funções básicas dos controles APÍTULO 3 - REQUISITOS PARA ANÁLISE DE CIRCUITOS   | 2-1<br>2-4   |
|    | Introdução Fontes ou geradores de tensão constante Fontes ou geradores de corrente constante Elementos de circuitos Teorema das estruturas elétricas Divisor de tensão e divisor de corrente Teorema da superposição Teorema de Thévenin Teorema de Norton Conversão do equivalente de Norton para o equivalente de Thévenin e vice-versa Teorema da máxima transferência de energia | 3-1<br>3-2<br>3-4<br>3-5<br>3-9<br>3-1<br>3-1          |
| CA | APÍTULO 4 - DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES  |  |
|    | Introdução Estrutura da matéria Ligação atômica Materiais semicondutores Junção PN - Formação Polarização de uma junção PN Diodo semicondutor Diodo retificador Ruptura da junção PN Aplicação do diodo retificador  | .4-1<br>.4-2<br>.4-2<br>.4-4<br>.4-7<br>.4-7<br>.4-8   |

| Diodo em tensão alternada                                      | 4-10       |
|--|------------|
| CAPÍTULO 5 - FONTES DE FORÇA ELETRÔNICA                        |            |
| Tipos de fontes de força<br>Circuitos retificadores<br>Filtros | 5-2<br>5-5 |
| Tipos de proteção contra sobrecarga                            | 5-9        |
| CAPÍTULO 6 - TRANSISTOR DE JUNÇÃO                              |            |
| Introdução   |            |
| Formação das junções PNP e NPN                                 |            |
| Ganhos e amplificação no transistor                            |            |
| Amplificador em configuração emissor comum                     |            |
| Curvas características do amplificador em emissor comum        |            |
| Ganhos do transistor em emissor comum                          | 6-8        |
| Características estáticas e dinâmicas em um amplificador em    | <i>,</i> 0 |
| emissor comum  |            |
| Ganhos dinâmicos do circuito emissor comum                     |            |
| Linha de carga no circuito coletor comum                       |            |
| Little de Carga no circono coletor comorti                     | 0-14       |
| CAPÍTULO 7 - ESTABILIZAÇÃO DA POLARIZAÇÃO DO TRANSISTOR        |            |
| Introdução   |            |
| Limitações dos transistores bipolares                          |            |
| Curva de máxima dissipação de potência                         |            |
| Instabilidade térmica dos transistores                         |            |
| Valores típicos de tensões de junção para transistores         |            |
| Métodos de polarização para estabilização da 1c                |            |
| Estabilização da polarização de estágios de potência           |            |
| Resumo   | /-13       |
| CAPÍTULO 8 - AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS                   |            |
| Classificação geral dos amplificadores                         | 8-1        |
| Freqüências de operação  |            |
| Classes de operação  | 8-1        |
| Sistemas de acoplamento  |            |
| Amplificadores de áudio básico                                 |            |
| Amplificadores de áudio transistorizados                       | 8-6        |
| CAPÍTULO 9 - OSCILADORES TRANSISTORIZADOS                      |            |
| Introdução   | 9-1        |
| Princípios de oscilação  |            |
| Requisitos do circuito oscilador                               |            |
| Circuitos osciladores básicos                                  |            |
| Multivibrador astável  |            |

### CAPÍTULO 10 - TRANSISTORES ESPECIAIS

| Introdução10-1  |   |
|---|---|
| Transistor de efeito de campo10-1                             |   |
| Transistor de unijunção10-4                                   |   |
| CAPÍTULO 11 - CIRCUITOS INTEGRADOS                            |   |
| Introdução11-1  |   |
| Microeletrônica11-1   |   |
| Técnica de fabricação de circuitos integrados monolíticos11-1 |   |
| Tipos de encapsulamento e contagem de pinos11-2               |   |
| CAPÍTULO 12 - SENSORES  |   |
| Sensor de umidade12-1   |   |
| Termistores   |   |
| Dispositivos fotossensíveis12-2                               |   |
| CAPÍTULO 13 - REGULADORES DE TENSÃO                           |   |
| O diodo Zener como regulador de tensão13-1                    |   |
| Características do diodo Zener13-1                            |   |
| Especificações da tensão Zener13-2                            |   |
| Impedância dinânica13-3                                       |   |
| Limitações do diodo Zener13-4                                 |   |
| Aplicações do diodo Zener13-4                                 |   |
| Diodos Zener comerciais13-5                                   |   |
| Regulador eletrônico de tensão13-7                            |   |
| Sumário13-8   |   |
| CAPÍTULO 14 - DIODOS ESPECIAIS                                |   |
| Thyristores (RCR)14-1   |   |
| Curva característica de um Thyristor                          |   |
| O Triac14-7   |   |
| Diac14-8  |   |
| Fotothyristores   |   |
| Thyristor bloqueável14-1                                      |   |
| Q14-10uadrac  |   |
| Diodo Shockley  |   |
| Diodo Túnel14-1   |   |
| Diodos emissores de luz (Led)                                 |   |
| Sumário14-1   | 3 |
| CAPÍTULO 15 - DECIBÉIS  |   |
| Introdução15-1  |   |
| Relações de tensão e corrente15-2                             |   |
| Níveis de referência15-2                                      |   |
| Medida de potência15-2  |   |

| Medidores de potencia  |                        |
|--|------------------------|
| Sumário  | 15-4                   |
| CAPÍTULO 16 - AMPLIADORES OPERACIONAIS   |                        |
| CALIFOLD TO - AMILIADORES OF ERACIONAIS  |                        |
| Introdução   | 16-1                   |
| Características elétricas  | 16-1                   |
| Alimentação  |                        |
| Pinagem  |                        |
| Ampliador operacional como amplificador  |                        |
| Aplicações dos ampliadores operacionais  |                        |
| CAPÍTULO 17 - TÉCNICAS DIGITAIS  |                        |
| Sistema de numeração   | 17-1                   |
| Operações binárias   |                        |
| Álgebra de Boole   |                        |
| Circuitos de comutação   |                        |
| Famílias de circuitos lógicos  |                        |
| Circuitos combinacionais   |                        |
| Circuitos seqüenciais  |                        |
| Memórias   |                        |
| Conversão de sinais  |                        |
| COTTY OF SIGN CONTROL SIGN CONT | ,, 1/ Z <sup>-</sup> T |
| CAPÍTULO 18 - SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO  |                        |
| Princípios da comunicação  | 18-1                   |
| Principais sistemas de radiocomunicações   |                        |
| Propagação das ondas eletromagnéticas e antenas  |                        |
| Finalidade de uma antena   |                        |
| Antenas básicas  |                        |
| Sistemas de intercomunicação   |                        |
| Sistema de alarme  |                        |
| Sistema gravador de voz  |                        |
| Sistemas de radiocomunicação   |                        |
| Transmissor Localizador de Emergência ( ELT )  |                        |
| Sistema de Chamada Seletiva (SELCAL)   |                        |
| Sistema de Chamada seletiva (selCAL)   | 10-04                  |
| CAPÍTULO 19 - SISTEMAS DE NAVEGAÇÃO  |                        |
| Sistema anemométrico   |                        |
| 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 TRANSPONDER  |                        |
| Rádio altímetro  | 19-39                  |
| Radar meteorológico  | 19-42                  |
| Piloto automático  |                        |
| Sistema de Referência de Atitude e Proa  |                        |
| Sistema de Instrumentação de Vôo – FIS   | 19-71                  |
| -  |                        |

## CAPÍTULO 20 - INTRODUÇÃO AOS COMPUTADORES

| Histórico                              | 20-1 |
|--|------|
| Aplicações                             | 20-1 |
| Termos e convenções                    |      |
| Memória                                |      |
| Entrada e saída                        |      |
| Palavras do computador                 | 20-4 |
| Princípios de funcionamento            | 20-4 |
| Unidade Central de Processamento (CPU) |      |
| Conceitos de fluxograma                |      |
| Linauagem do computador                |      |

#### **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

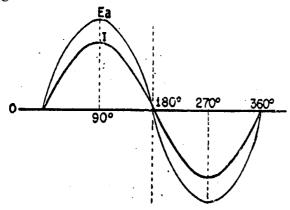


Figura 1-1

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  $90^\circ$ .

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.

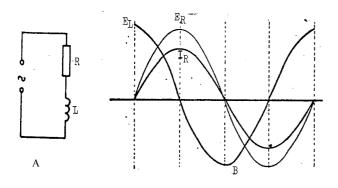


Figura 1-2

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.

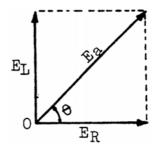


Figura 1-3

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:

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

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

#### **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:

$$\mathsf{E}_{\mathsf{a}} = \sqrt{\mathsf{E}_{\mathsf{R}}^2 + \mathsf{E}_{\mathsf{L}}^2}$$

Logo teremos:

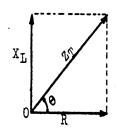
$$E_{\mathbf{a}} = \sqrt{(\mathbf{R} \times \mathbf{I}_{\mathsf{T}})^2 + (\mathbf{X}_{\mathsf{L}} \times \mathbf{I}_{\mathsf{T}})^2}$$

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

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

$$z_T \ = \ \sqrt{R^2 \, + \, x_L^2}$$

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.



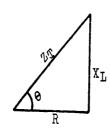


Figura 1-4

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  $(\theta)$ , 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  $\theta$  será positivo, contando no sentido inverso dos ponteiros do relógio, a partir dessa referência. Uma vez conhecido o ângulo  $\theta$  podemos, também determinar se o circuito é resistivo, indutivo ou capacitivo, da seguinte forma: o circuito será resistivo quando  $\theta$ , for igual a zero, indutivo quando  $\theta$  for positivo e capacitivo quando  $\theta$  for negativo.

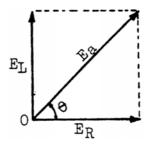
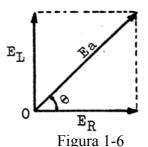


Figura 1-5

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



Logo:  $tg \theta = \frac{E_L}{E_R}$   $\cos \theta = \frac{E_R}{E_R}$ 

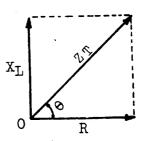


Figura 1-7

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

#### 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,  $P_T = E_a . I_T$  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<sub>A</sub>), sendo expresso volt/ampère (VA), e não em watts, para diferenciar da potência real.

A potência aparente (P<sub>A</sub>), 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<sub>R</sub>), 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:

$$P_R = E_R \cdot I_T$$

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

Logo: 
$$E_R = E_a \cdot \cos \theta$$

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:

$$P_R = E_a \cdot I_T \cdot \cos \theta \cdot e P_A = E_a \cdot I_T$$

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

$$f_p = cos \theta$$

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

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 percentagem.

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.

$$P_a = 400VA$$

$$P_{R} = 200W$$

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

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

$$f_p = 0.5 \text{ ou } 50\%$$

#### 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 ohms

$$E_a = 100V$$

$$X_L = 80 \ ohms$$

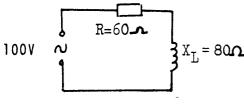


Figura 1-8

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

Logo:

$$Z_{T} = \sqrt{60^{2} + 80^{2}}$$
  $Z_{T} = 100$ ohms

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

Logo: 
$$I_{T} = \frac{100}{100}$$
  $I_{T} = 1A$ 

#### Frequência de Corte

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

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

Contudo, se um sinal contendo uma faixa de freqüências é aplicado ao circuito série RL, a reação do circuito será diferente para cada freqüência 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 freqüência, mas X<sub>L</sub> é uma função direta da freqüência. 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:

$$I_{T} = \frac{E_{a}}{Z_{T}}$$
  $I_{T} = \frac{100}{80}$   $I_{T} = 1,25A$ 

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 freqüência variável, com 100v RMS de saída. Ao se aumentar a freqüência de saída da fonte, a reatância indutiva (XL) aumentará,

enquanto o valor do resistor permanecerá em 80 ohms.

Quando a freqüência atingir a 500Hz, X<sub>1</sub> terá aumentando para 40 ohms.

Calculando os valores teremos:

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

$$I_T = 1,1 A$$

$$\cos \theta = 0.89$$

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

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

$$P_{R} = 100 \times 1.1 \times 0.89$$

$$P_{R} = 97,9W$$

Conforme a frequência é aumentada ainda mais, a corrente continuará a diminuir e X<sub>L</sub> continuará a aumentar.

Eventualmente atingiremos uma freqüência na qual X<sub>L</sub> será igual a resistência. Por exemplo em 1 KHz:

$$X_{L=2\pi} \times f \times L$$

$$X_L = 6.28 \times 10^3 \times 12.73 \times 10^{-3}$$

$$X_I = 79,94$$
 ohms

Portanto em  $1 \, K_{H_Z}$ ,  $X_{L} = R$ . O ângulo de fase do circuito é de  $45^{\circ}$  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:

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

$$P_{R} = 100 \times 0,884 \times 0,707$$

$$P_{R} = 62,5W$$

Nota-se que a potência real foi diminuída para a metade de seu valor máximo de 125W. A freqüência 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 freqüência de corte, ponte 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 freqüência de corte (f<sub>CO</sub>) da seguinte maneira:

Na frequência de corte:

$$R = X_L$$

Como:

$$X_I = 2 \pi x f x L$$

Então:  $R = 2 \pi x f x L$ 

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

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

Onde:

f<sub>CO</sub> = freqüência de corte (Hertz)

R = Resistência (Ohms)

L = 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.

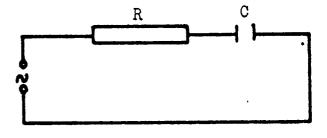


Figura 1-9

Num circuito série contendo resistor e capacitor, a queda de tensão no resistor (E<sub>R</sub>) está em fase com a corrente; porém, a queda de tensão no capacitor (E<sub>C</sub>) está atrasada de 90°, em relação a E<sub>R</sub>, conforme nos mostra a figura 1-10.

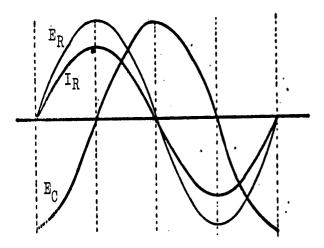


Figura 1-10

Assim, por intermédio do gráfico da figura 1-11, podemos achar a tensão resultante (E<sub>a</sub>) que vem a ser a própria tensão aplicada, através da composição vetorial entre E<sub>R</sub> e E<sub>C</sub>.

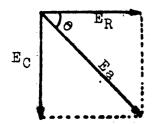


Figura 1-11

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

$$\mathsf{E}_\mathsf{a} = \sqrt{\mathsf{E}_\mathsf{R}^2 + \mathsf{E}_\mathsf{C}^2}$$

Ainda, podemos concluir que a tensão resultante (E<sub>a</sub>) está atrasada em relação a E<sub>R</sub> de um ângulo 0 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:

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

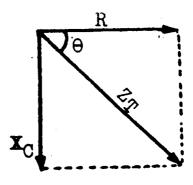


Figura 1-12

#### Ângulo de Fase

O ângulo de fase  $\theta$ , 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.

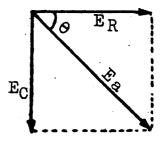


Figura 1-13

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

#### Como:

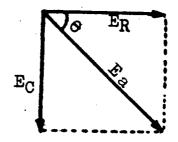


Figura 1-14

Logo: 
$$t_g \theta = \frac{E_C}{E_R}$$
  $\cos \theta = \frac{E_R}{E_a}$ 

Como:

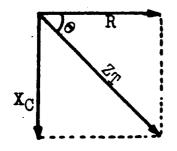


Figura 1-15

Logo: 
$$t_g \theta = \frac{X_C}{R}$$
  $\cos \theta = \frac{R}{Z_T}$ 

#### 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:

$$P_R = E_R \times I_T$$
  $e$ 

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

#### 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<sub>p</sub>) poderá ser calculado por qualquer uma das equações seguintes:

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

#### Freqüência de Corte

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

Os termos freqüência de corte, ponto de meia potência e freqüência 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 freqüência.

Como X<sub>C</sub> é uma função inversa da freqüência, logo, à medida que a freqüência 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<sub>C</sub>, teremos:

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

Substituindo f por f<sub>co</sub>, teremos:

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

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.

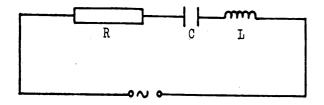


Figura 1-16

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:

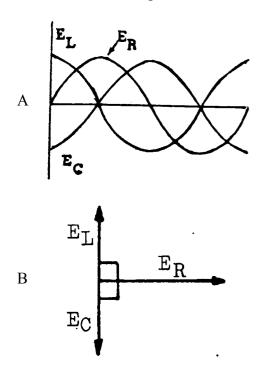


Figura 1-17

A soma vetorial das tensões  $E_R$ ,  $E_L$  e  $E_C$  e 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:

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

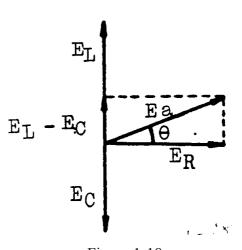


Figura 1-18

#### **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<sub>L</sub> e X<sub>C</sub>, 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:

$$Z_{T} = \sqrt{R^{2} + (X_{L} - X_{C})^{2}}$$

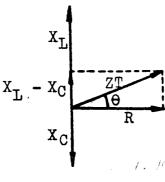


Figura 1-19

#### Ângulo de Fase

O ângulo de fase  $\theta$ , 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:

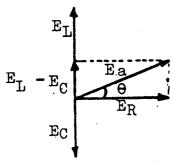


Figura 1-20

Logo:

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

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

Como:

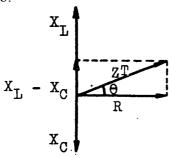


Figura 1-21

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

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

#### Classificação dos Circuitos RCL em Série:

- a) Quando X<sub>L</sub> for maior que X<sub>C</sub> ou E<sub>L</sub> maior que E<sub>C</sub> temos: θ positivo, circuito RL;
- b) Quando X for maior que X ou C E maior que E temos: θ negativo, circuito RC;
- c) Quando X for igual a X ou C E igual a E temos:  $\theta$  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:

$$P_{A} = E_{a} \times I_{T} \qquad P_{A} = I_{T}^{2} \times Z_{T}$$

$$P_{A} = \frac{E_{a}^{2}}{Z_{T}}$$

$$P_{R} = E_{R} \times I_{T} \qquad P_{R} = E_{a} \times I_{T} \times \cos \theta$$

$$f_{p} = \frac{P_{R}}{P_{A}} \qquad f_{p} = \cos \theta$$

$$f = \frac{R}{Z_{T}}$$

#### 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:

$$X_L = 900 \text{ ohms}$$
 $X_C = 500 \text{ Ohms}$ 
 $R = 300 \text{ ohms}$ 
 $E_A = 125V$ 

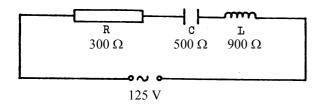


Figura 1-22

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:

$$\cos \theta = \frac{R}{Z_{T}} \qquad \qquad \cos \theta = \frac{300}{500}$$

 $\cos \theta = 0.6$ 

Como: 
$$f_p = \cos \theta$$

Logo: 
$$f_p = 0.6$$
 ou 60%

Cálculo da intensidade da corrente:

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

$$I_{T} = 0.25A$$
 ou 250 mA

Cálculo da potência aparente:

$$P_{A} = E_{a} \times I_{T}$$
  $P_{A} = 125 \times 0,25$   
 $P_{\Delta} = 31,25VA$ 

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:

$$E_{R} = R \times I_{T} \qquad E_{R} = 300 \times 0,25$$

$$E_{R} = 75V$$

Cálculo da tensão no indutor:

$$E_{L} = X_{L} \times I_{T}$$
  $E_{L} = 900 \times 0,25$   
 $E_{L} = 225V$ 

Cálculo da tensão no capacitor:

$$E_{C} = X_{C} \times I_{T}$$
  $E_{C} = 500 \times 0,25$   
 $E_{C} = 125V$ 

#### 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  $(X = X_{C})$ , a qual determina a igualdade entre a stensões  $E_{C} = E_{C}$ , 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 freqüência 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.

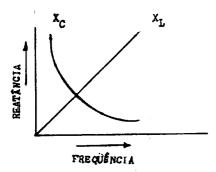


Figura 1-23

#### 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  $180^\circ$  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.

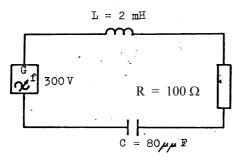


Figura 1-24

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  $600K_{HZ}$ , 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 freqüências do gerador. Empregando-se as equações já conhecidas, para  $100\,K_{H\!Z}$ , temse:

$$X_{L} = 2 \pi f x L$$
 $X_{L} = 6,28 \times 2 \times 10^{2}$ 
 $X_{L} = 6,28 \times 10^{5} \times 2 \times 10^{-3}$ 
 $X_{L} = 1256 \text{ ohms}$ 
 $Como: X_{C} = \frac{1}{2 \pi f \times C}$ 
 $X_{C} = \frac{1}{6,28 \times 10^{5} \times 8 \times 10^{-11}}$ 
 $X_{C} = 19890 \text{ ohms}$ 

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

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

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 freqüência de operação.

| FREQ. | x <sub>I</sub> | Х <sub>с</sub> | X                              | R   | Z     | E    | I      |
|-------|----------------|----------------|--------------------------------|-----|-------|------|--------|
| KHz   | OHM            | OHM            | X <sub>i</sub> -X <sub>c</sub> | 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 freqüência. O conjunto gráfico e tabela mostra claramente que, na freqüência 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.

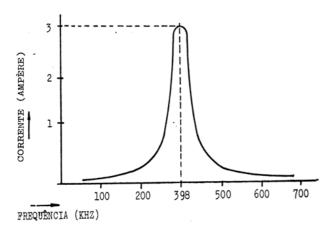


Figura 1-26

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.

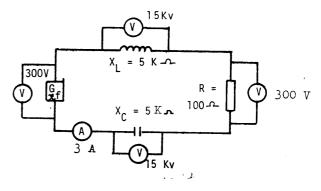


Figura 1-27

$$E_{L} = I_{T} \times X_{L} = 3 \times 5000 = 15000v$$

$$E_{C} = I_{T} \times X_{C} = 3 \times 5000 = 15000 \text{ V}$$

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:

Como: 
$$X_L = X_C$$

Logo teremos:

$$2 \pi f x L = \frac{1}{2 \pi f x c}$$

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

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

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

Onde:

f<sub>r</sub> = freqüência 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 freqüência 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 freqüência, 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 freqüência de ressonância. Exemplo: uma indutância de 0,5 mH e uma capacitância de 32  $\mu\mu$  F irão ressonar na mesma freqüência (398<sub>HZ</sub> que uma bobina de 2 mH e uma capacitância de 80 $\mu\mu$  F.

#### Curvas de Ressonância

Como já foi visto, a freqüência de ressonância independe do valor da resistência do circuito. Um circuito que tenha uma resistência de 100 ohms terá a mesma freqüência 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 de 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 freqüência de ressonância.

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

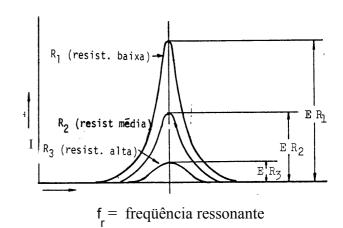


Figura 1-28

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 selecione uma estreita faixa de fregüência, 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 selecionar 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:

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

Logo: Q = 
$$\frac{\frac{E_L}{I_T}}{\frac{E_a}{I_T}}$$
 Q =  $\frac{E_L}{X} \times \frac{X}{E_a}$  Q =  $\frac{E_L}{E}$ 

Portanto, o "Q" de um circuito série ressonante vem a ser também a relação que existe entre a tensão no indutor ou no capacitor  $(E_1 = E_C)$  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 freqüência. Por isto, o "Q" indica a capacidade de um circuito ressonante para selecionar ou rejeitar uma determinada faixa de freqüência, 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:

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

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

$$Q = 50$$

#### Largura de Faixa

Largura de faixa (Band Width) ou faixa de passagem de um circuito é uma faixa de freqüência na qual a variação da tensão aplicada, produz resposta que não difere muito da obtida na freqüência 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 freqüência para a qual a corrente é maior que 0,707 do valor de pico. Observe-se que a metade desta faixa fica acima da freqüência 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<sub>1</sub> e f<sub>2</sub> 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 (ban pass), pode ser determinada pela seguinte equação:

$$Bw = f_2 - f_1$$

Em que:

Bw = faixa de passagem (Hertz)

f<sub>2</sub> = freqüência mais alta que passa pelo circuito (Hertz)

f<sub>1</sub> = freqüência 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, ) e no "Q" do circuito, ou seja:

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

Em que:

 $B_{w}$  = faixa de passagem (Hertz)

f<sub>r</sub> = 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<sub>1</sub>) assim como a mais alta (f<sub>2</sub>) podem ser calculadas da seguinte maneira:

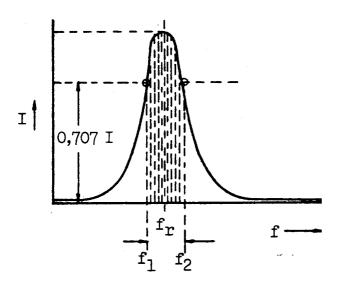


Figura 1-29

Como:

$$f_{r} - f_{1} = \frac{Bw}{2} - e - f_{2} - f_{r} = \frac{Bw}{2}$$

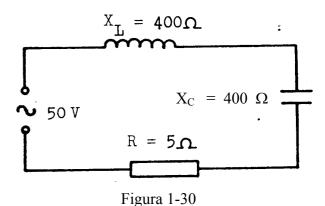
Logo:

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

Exercício resolvido:

Calcule a faixa de passagem do circuito da figura 1-30, sabendo-se que sua freqüência de ressonância é de 160<sub>HZ</sub> e monte sua curva de ressonância.

Dados: 
$$X_L = 400 \text{ ohms}$$
  
 $X_C = 400 \text{ ohms}$   $f_r = 160000 \text{ Hz}$   
 $R = 5 \text{ ohms}$   $E_a = 50 \text{ v}$ 



1 iguiu 1 3

Cálculo da corrente:

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

Cálculo do "Q":

$$Q = X_L \qquad Q = \frac{400}{5} \qquad Q = 80$$

Cálculo da Faixa de Passagem:

Faixa de passagem:

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

Para a Curva de Ressonância, teremos:

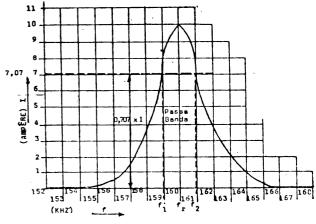


Figura 1-31

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<sub>L</sub>) está atrasada de 90° em relação a corrente no resistor (I<sub>R</sub>).

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 ramais, por causa da diferença de fase.

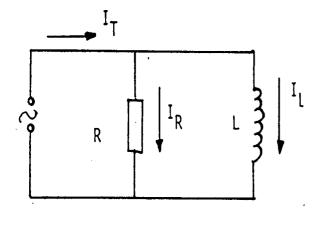


Figura 1-32

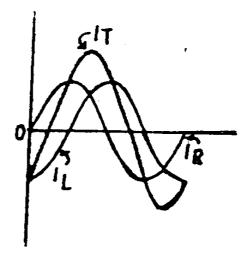


Figura 1-33

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  $I_R$ .

$$I_{T} = \sqrt{I_{R}^{2} + I_{L}^{2}}$$

$$I_{R}$$

$$I_{R}$$

$$I_{R}$$
Figure 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:

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

Como: 
$$E_a = E_R = E_L$$

Logo:

$$I_{R} = \frac{E_{a}}{R}$$
  $I_{L} = \frac{E_{a}}{X_{L}}$ 

Em que:

E<sub>a</sub> = tensão aplicada (volts)

E<sub>R =</sub> tensão no resistor (volts)

E<sub>1</sub> = 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. Donde, por analogia, teremos:

$$Z_{T} = \frac{R \times X_{L}}{\sqrt{R_{X}^{2} \times X_{L}^{2}}}$$

### Ângulo de Fase

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

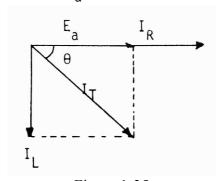


Figura 1-35

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

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

Como: 
$$I_L = \frac{E_a}{X_I}$$
  $e$   $I_R = \frac{E_a}{R}$ 

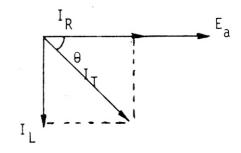


Figura 1-36

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

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

Em função do diagrama da figura 1-36 temos que, o cos  $\theta = \frac{I_R}{I_T}$ 

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

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

$$\cos \theta = \frac{\mathbf{z}_a}{R} \times \frac{\mathbf{z}_T}{E_a} \quad \cos \theta = \frac{\mathbf{z}_T}{R}$$

#### 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  $P_T = E_a \ x \ I_T$ , 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<sub>R</sub> ) 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.

$$f_p = \frac{P_R}{P_\Delta}$$

Como:

$$P_R = E_a \times I_R$$
  $e P_A = E_a \times I_T$ 

Logo: 
$$f_p = \frac{k_a \times l_R}{k_a \times l_T}$$
  $f_p = \frac{l_R}{l_T}$ 

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

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 ã 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.

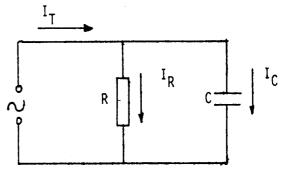


Figura 1-37

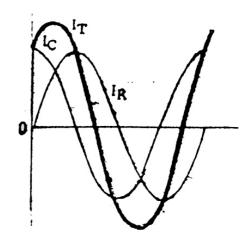


Figura 1-38

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  $I_{\rm p}$ .

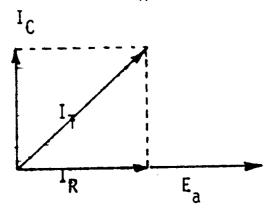


Figura 1-39

A corrente resultante (I<sub>T</sub>) ou de linha é a soma vetorial destas duas correntes, ou seja:

$$I_{\rm T} = \sqrt{I_R^2 + I_C^2}$$

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:

$$I_{R} = \frac{E_{a}}{R}$$
  $I_{C} = \frac{E_{a}}{X_{C}}$ 

#### 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  $\theta$ , como já vimos, é o ângulo formado pelo vetor da corrente de linha  $(I_T)$  com o vetor da tensão aplicada  $(E_a)$ .

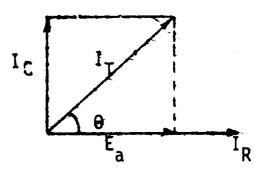


Figura 1-40

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

Como:

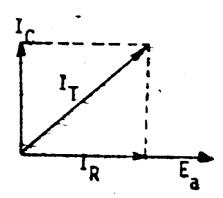


Figura 1-41

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

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

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

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

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

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

Logo:

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

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

#### 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:

$$P_{a} = E_{a} \times I_{T} \qquad P_{a} = I_{T}^{2} \times Z_{T}$$

$$P_{a} = \frac{E_{a}^{2}}{Z_{T}} \qquad P_{R} = E_{a} \times I_{R}$$

$$P_{R} = E_{a} \times I_{T} \times \cos \theta$$

#### 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<sub>D</sub>) está em fase: no indutor, a

corrente (I<sub>L</sub>) está atrasada de 90° e no capacitor, a corrente (I<sub>C</sub>) está adiantada de 90°.

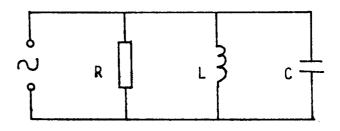


Figura 1-42

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<sub>L</sub> está atrasada de 90° de I<sub>R</sub> e I<sub>C</sub> adiantada de 90° de I<sub>R</sub>, conforme nos mostra a figura 1-43. Logo, podemos compor o diagrama vetorial, conforme figura 1-44.

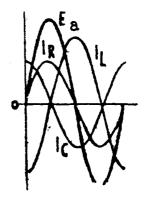


Figura 1-43

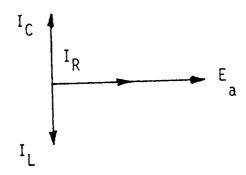


Figura 1-44

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<sub>R</sub>, para a determinação da corrente total ou de linha do circuito. Isto é expresso pelo gráfico da figura 1-45.

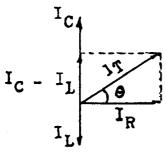


Figura 1-45

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<sub>L</sub> e I<sub>C</sub>. 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.

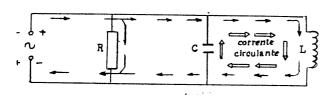


Figura 1-46

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.

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

$$I_{C} = \frac{E_{a}}{X_{C}}$$

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

#### 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:

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

Onde:

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

#### Ângulo de Fase

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

Como:

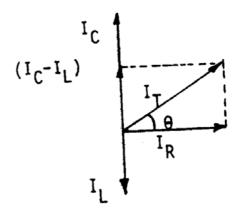


Figura 1-47

Logo:

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

#### Classificação dos circuitos RCL em paralelo:

- a) Quando  $X_L$  for menor que  $X_C$  ou  $I_L$  maior que  $I_C$ , temos:  $\theta$  negativo, circuito  $R_L$ .
- b) Quando  $X_C$  for menor que  $X_L$  ou  $I_C$  maior que  $I_L$  temos:  $\theta$  positivo, circuito  $R_C$ .
- c) Quando  $X_L$  for igual a  $X_C$  ou  $I_L$  igual a  $I_C$ , temos:  $\theta$  igual a zero, circuito RESISTIVO.

#### Potência aparente, real e fator de potência

Para o cálculo, empregam-se as mesmas equações já vistas nos circuitos  $\mathsf{R}_\mathsf{L}$  ou RC em paralelo, ou seja:

$$\begin{aligned} & P_A = E_a \quad x \quad I_T & P_A = I_T^2 \quad x \quad Z_T \\ & P_A = \frac{E_a^2}{Z_T} \\ & P_R = E_a \quad x \quad I_R \\ & P_R = E_a \quad x \quad I_T \quad x \quad \cos \theta \\ & f_p = \frac{P_R}{P_A} \qquad f_p = \cos \theta \\ & f_p = \frac{I_R}{I_T} \qquad f_p = \frac{Z_T}{R} \end{aligned}$$

Dado o circuito da figura 1-48, determinar:

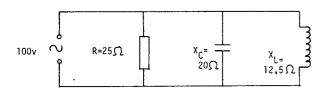


Figura 1-48

As intensidades de corrente  $I_R$ ,  $I_C$  e  $I_I$ :

$$I_{R} = \frac{E_{a}}{R}$$
  $I_{R} = \frac{100}{25 \Omega}$   $I_{R} = 4A$ 

$$I_{C} = \frac{E_{a}}{X_{C}}$$
  $I_{C} = \frac{100V}{20 \Omega}$   $I_{C} = 5A$ 

$$I_{L} = \frac{E_{a}}{X_{C}}$$
  $I_{L} = \frac{100V}{12.5 \Omega}$   $I_{L} = 8A$ 

A corrente total ou de linha:

$$I_{T} = \sqrt{I_{R}^{2} + (I_{L} - I_{C})^{2}}$$

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

$$I_{T} = \sqrt{16 + 9}$$

$$I_{T} = 5 \text{ A}$$

A impedância total do circuito:

$$Z_{T} = \frac{E_{a}}{I_{T}}$$

$$Z_{T} = \frac{100V}{5 \text{ A}}$$

$$Z_{T} = 20 \Omega$$

O fator de potência:

$$f_{p} = \frac{I_{R}}{I_{T}}$$
  $f_{p} = \frac{4 \text{ A}}{5 \text{ A}}$   $f_{p} = 0.8 \text{ ou } 80\%$ 

A potência real:

$$P_{R} = E_{a} \times I_{T} \times \cos \theta$$

$$P_{R} = 100 \times 5 \times 0.8$$

$$P_{R} = 400 \text{ W}$$

A potência aparente:

$$P_A = E_a \times I_T$$
  
 $P_A = 100 \times 5$   
 $P_A = 500 \text{ VA}$ 

A corrente circulante no tanque:

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

Como I<sub>C</sub> é a menor corrente, logo, a corrente circulatória será de 5<sup>A</sup>.

## 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, radio, 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.

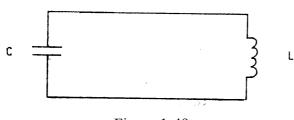


Figura 1-49

A designação tanque resulta da capacidade que têm os circuitos LC de armazenar energia. Embora o circuito tanque ideal não seja exeqüível 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 fregüência 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 freqüência.

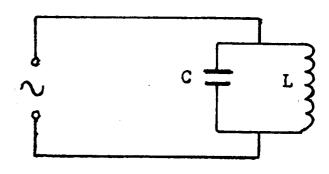
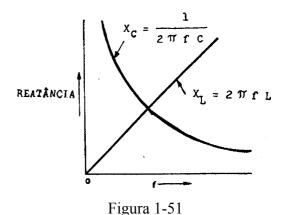


Figura 1-50



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

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.

$$I_L = I_C$$
 e  $X_L = X_C$ 

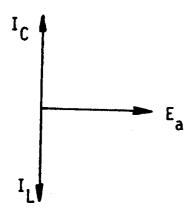


Figura 1-52

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.

Consequentemente 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:

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

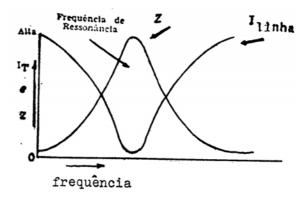


Figura 1-53

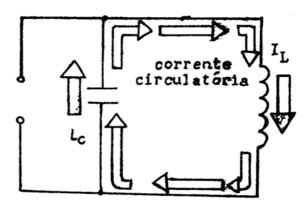


Figura 1-54

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 freqüência antiressonante ao circuito em paralelo e freqüência de ressonância ao circuito em série. Em qualquer caso, uma combinação LC tem uma freqüência 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:

$$I_{L} = \frac{E_{a}}{X_{L}} \qquad I_{C} = \frac{E_{a}}{X_{C}}$$

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<sub>C</sub> é convencionalmente negativo, temse:

$$I_T = I_I - I_C$$

Donde:

$$I_{L} - I_{C} = \frac{E_{a}}{Z_{T}} \qquad Z_{T} = \frac{E_{a}}{I_{L} - I_{C}}$$

$$Z_{T} = \frac{E_{a}}{\frac{E_{a}}{X_{L}} - \frac{E_{a}}{X_{C}}}$$

$$Z_{T} = \frac{X_{L} \times X_{C}}{X_{C} - X_{C}}$$

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:

- a) Na ressonância, a impedância é infinita;
- A medida que a frequência se afasta da frequência de ressonância, a impedância se aproxima de zero;
- c) O circuito se aproxima indutivamente para as freqüências inferiores à de ressonância e, capacitivamente, para as freqüências 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 freqüência variável entrega 300V.

A frequência anti-ressonante será:

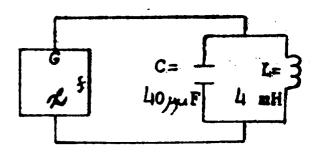


Figura 1-55  $f_r = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L \times C}}$   $f_r = \frac{1}{6,28 \sqrt{4 \times 10^{-3}} \times 4 \times 10^{-11}}$   $f_r = 398000 Hz$ 

A corrente em qualquer um dos ramos é determinada pela reatância nesse ramo. Como I<sub>L</sub> é igual a I<sub>C</sub>, qualquer reatância pode ser usada.

$$X_L = 2\pi x f x L$$
  
 $X_L = 6,28 \times 398 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-3}$   
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 freqüência de ressonância oferece o máximo de impedância à linha.

Se a frequência do gerador for mudada para  $200 \, K_{Hz}$  a corrente nos ramos diferirá:

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

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

$$Logo: I_{L} = \frac{E_{a}}{X_{L}}$$

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

$$X_{I} = 10000$$
ohms

$$I_{1} = 0.03A$$

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

Se a frequência do gerador for mudada para  $200 \; K_{Hz}$  a corrente nos ramos diferirá:

$$X_L = 2\pi \ x \ f \ x \ L$$
 
$$X_L = 6,28 \ x \ 2 \ x \ 10^5 \ x \ 4 \ x \ 10^{-3}$$
 
$$X_L = 5024 \text{ ohms}$$

Logo:

$$I_{L} = \frac{E_{a}}{X_{L}}$$
  $I_{L} = \frac{300}{5024}$ 

$$I_1 = 0.059A$$

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

$$X_{C} = \frac{1}{6,28 \times 2.10^{5} \times 4 \times 10^{-11}}$$

$$X_C = \frac{10^6}{50.24}$$
  $X_C = 19900 \text{ ohms}$ 

Logo:

$$I_{C} = \frac{E_{a}}{X_{C}}$$
 $I_{C} = \frac{300}{19900}$ 
 $I_{C} = 0.015A$ 

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

$$I_T = I_L - I_C$$

$$I_{T} = 0.059 - 0.015$$
  $T_{T} = 0.044A$ 

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

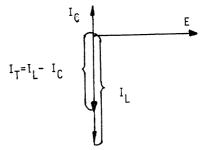


Figura 1-56

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.

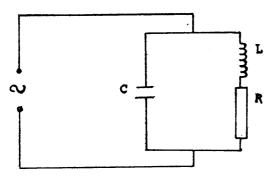


Figura 1-57

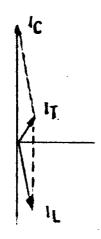


Figura 1-58

#### 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:

$$Q = \frac{I_{tan \, que}}{I_{linha}}$$

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

$$Q = \frac{I_{tan que}}{I}$$

$$Q = \frac{I_{L}}{I_{T}}$$

$$Q = \frac{\frac{E_{a}}{X_{L}}}{\frac{E_{a}}{Z_{T}}}$$

$$Q = \frac{Z_{T}}{X_{L}}$$

$$Q = \frac{Z_{T}}{X_{L}}$$

$$Q = \frac{Z_{T}}{X_{C}}$$

$$Q = \frac{Z_{T}}{X_{C}}$$

$$Q = \frac{Z_{T}}{X_{C}}$$

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

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.

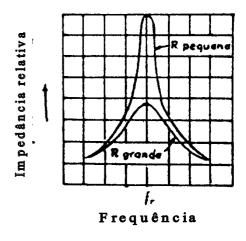


Figura 1-59

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 freqüências, uma acima e outra abaixo da ressonância (pontos de meia potência), formam os limites da largura de faixa. Veja a figura 1-60.

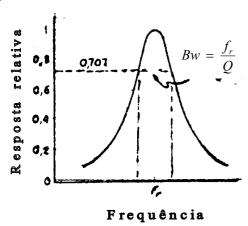


Figura 1-60

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

$$BW = \frac{f}{\Omega}$$

Onde:

Bw = largura de faixa (hertz)

 $F_r$  = frequência anti-ressonante (hertz)

O = Oualidade

#### 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.

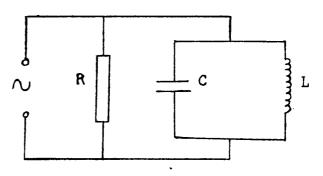


Figura 1-61

Exercício resolvido

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

$$Q = Z = I_{T} = I_{tan que} = P_{R} = I_{tan que} = I_{t$$

Figura 1-62

Cálculo do Q:

O = 50

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

Cálculo da impedância:

$$Z = Q \times X_{L}$$
  $Z = 50 \times 10000$   
 $Z = 500 \text{ K}\Omega$ 

Cálculo da corrente de linha:

$$I_{T} = \frac{E_{a}}{Z_{T}}$$
  $I_{T} = \frac{300}{500000}$ 

$$I_{T} = 0.6 \text{ mA}$$

Cálculo da corrente no tanque:

$$I_{tanque} = Q x I_{T}$$

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

Cálculo da largura de faixa:

$$Bw = \frac{f_{R}}{Q}$$

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

$$Bw = 2KHz$$

$$P_{R} = I_{R}^{2} \times R$$

$$P_{R} = 0.03^{2} \times 200$$

$$P_{R} = 0.18W$$

## FILTROS DE FREQÜÊNCIA

Comumente, a corrente em um circuito de rádio contém vários componentes de freqüência. 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 freqüência.

Para conseguir esta finalidade, o filtro deve apresentar baixa atenuação (oposição) para componentes de freqüência dentro de uma faixa particular, a faixa de passagem, e alta atenuação em freqüências 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 freqüências abaixo de uma freqüência limite, chamada freqüência de corte (f<sub>co</sub>), e barra as freqüências mais altas que a freqüência 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:

 $P_{co}$  = ponto de corte

E<sub>a</sub> = tensão aplicada

 $I_{\tau}$  = corrente total

Desde que, idealmente, um filtro deve deixar passar freqüências 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 passabaixa. Na entrada, as altas freqüências encontram uma reatância indutiva relativamente elevada em L e uma baixa reatância capacitiva em C.

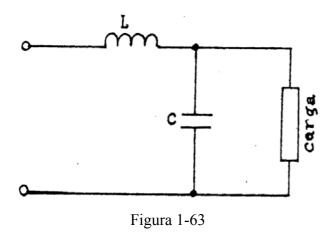
Assim, as altas frequências são detidas por L e postas em curto circuito, por C. As frequências baixas encontram fraca oposição em L e alta oposição em C.

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

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

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.



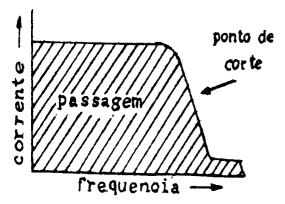


Figura 1-64

#### Filtro Passa-alta

Na figura 1-65, temos um filtro passaalta. As baixas freqüências 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 secções.

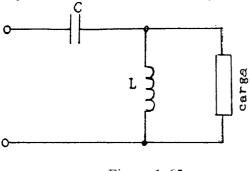


Figura 1-65

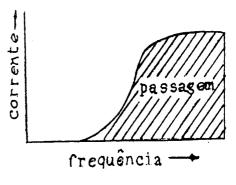
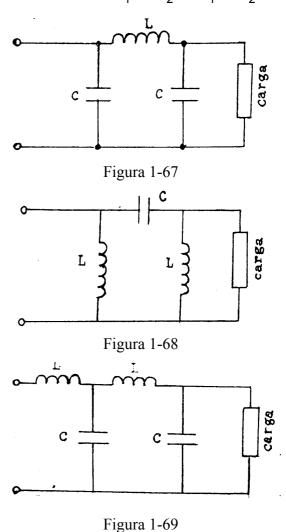


Figura 1-66

As figuras 1-67 e 1-68 mostram respectivamente filtros passa-baixa e passa-alta e do tipo " $\pi$ ", 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 passabaixa 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:  $C_1 = C_2$   $eL_1 = L_2$ 



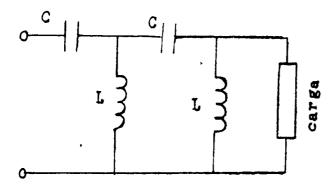


Figura 1-70

#### 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 freqüência de corte e para reduzir ou atenuar todas as freqüências 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.

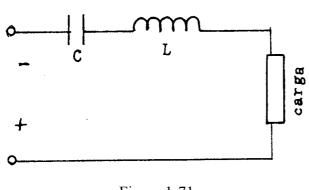


Figura 1-71

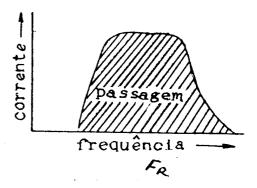


Figura 1-72

Os circuitos sintonizados em série oferecem dentro dessa faixa, uma pequena impedância às correntes dessas freqüências e fora dela uma alta impedância. Assim, as correntes dessas freqüências desejadas dentro da faixa circularão pelo circuito sem serem afetadas, mas as correntes de freqüências 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.

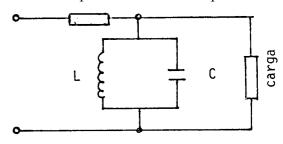


Figura 1-73

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

De modo que as correntes das freqüências fora da faixa serão desviadas pelo tanque, ao passo que as correntes das freqüências 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 freqüências dentro de uma faixa contínua limitada por duas freqüências de corte, um mais alta e outra mais baixa, e a deixar passar todas as freqüências 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.

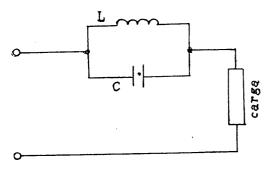


Figura 1-74

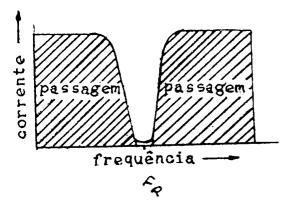


Figura 1-75

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

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

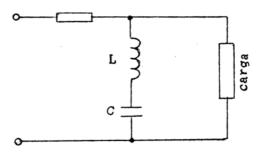


Figura 1-76

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 ampliadores 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.

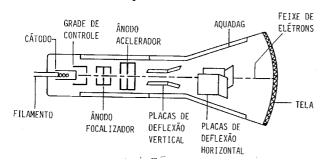


Figura 2-1 Tubo de raios catódicos

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.

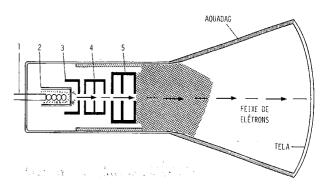


Figura 2-2 Canhão eletrônico

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 o 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 circundando 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 consequentemente, 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.

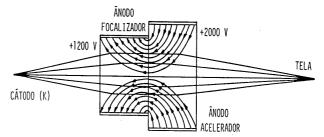


Figura 2-3 Processo de focalização

O campo eletrostático é representado pelas linhas curvas.

Os elétrons que passarem por este campo sofrerão a ação de uma força que tentará fazêlos 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 possuísse 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

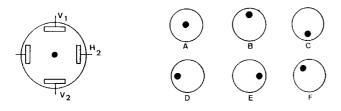


Figura 2-4 Placas de desvio eletrostático

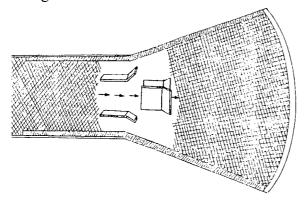


Figura 2-5 Disposição das placas

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 H1e 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 freqüência 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 par 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.

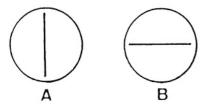


Figura 2-6 Aplicação de CA

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.

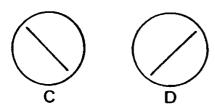


Figura 2-7 Aplicação de tensões alternadas iguais

#### 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.

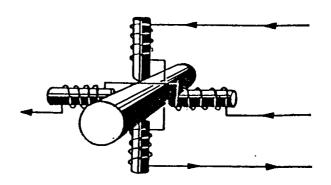


Figura 2-8 Conjunto de bobinas

# 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.

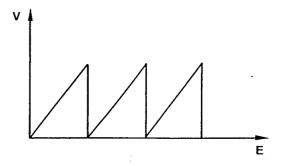


Figura 2-9 Tensão dente de serra

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:

Número de ciclos: Freq. aplicada Freq. de var redura

# FUNÇÕES BÁSICAS DOS CONTROLES

- a) Intensidade: varia a quantidade de elétrons que chega à tela.
- 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.
- 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 sincronizado estará quando tivermos uma configuração estável mesmo na tela, o corresponde a um sincronismo de varredura com o sinal aplicado às placas de deflexão vertical. O seletor deverá ser colocado na posição LINHA para sincronismo com a rede; INTERNO para a varredura interna e EXTERNO para a varredura externa de um sinal colocado na entrada horizontal.
- Chave de sincronismo: uma vez escolhida a referência de sincronismo, a chave de

sincronismo permite o ajuste desejado.

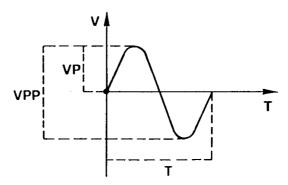


Figura 2-11 Exemplo de leitura com o osciloscópio

#### Onde:

Vp = valor de pico de tensão

Vpp = Valor pico a pico da tensão

T = Período do sinal.

#### **CAPÍTULO 3**

# REOUISITOS 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 caga 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.

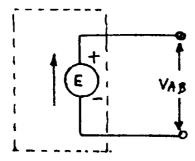


Figura 3-1 Gerador de tensão ideal

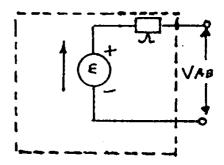


Figura 3-2 Gerador de tensão real

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 eletrônicos. constituídos são dispositivos semicondutores, tais como: diodos comuns, diodos zener e transistores, isto sem falar de vários dispositivos totalmente chamados integrados. OS CI (circuitos integrados). Portanto, uma análise, agora, destes circuitos, certamente estaria fora dos nossos obietivos 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.

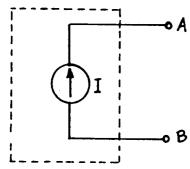


Figura 3-3 Gerador de corrente ideal

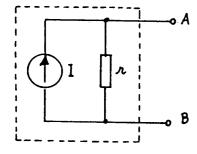


Figura 3-4 Gerador de corrente real

O gerador de corrente ideal teria uma altíssima resistência interna (idealmente infinita). Um gerador de corrente real compõese 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.

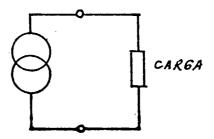


Figura 3-5 Representação simbólica de um gerador de corrente real

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

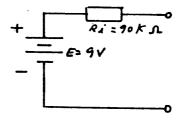


Figura 3-6 Circuito básico de um gerador de corrente constante

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 K  $\Omega$  (Ri = 90K  $\Omega$ ).

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) $\Omega$ , conforme nos mostra o circuito da figura 3-7.

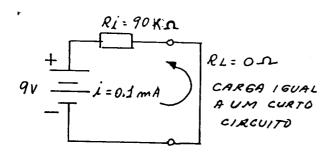


Figura 3-7 Circuito simplificado de um gerador de corrente constante, com a saída em curto-circuito.

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 (0 $\Omega$ ), por que uma RL de  $90\Omega$ . Aplicando a lei de OHM, teremos:

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

Observemos o circuito da figura 3-8.

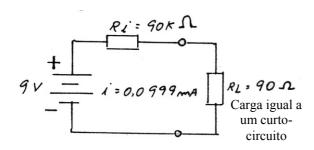


Figura 3-8 Gerador de corrente constante RL=  $90 \Omega$ 

Calculando, então, a corrente, temos i = 0.0999 mA. Este valor mudou pouco, em relação ao anterior (0.1 mA).

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

Aumentemos, novamente nossa resistência de carga, agora de 10 de vezes (RL =  $900 \Omega$ ). 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  $90\,\Omega$  a de  $900\,\Omega$ , em relação à corrente obtida para a condição de curto-circuito, é só utilizarmos a seguinte fórmula:

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

Para fixarmos melhor esta nossa sequência 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  $90\,\Omega$ , o erro é de 0,1% enquanto que com RL igual a  $900\,\Omega$  temos 1% de erro. Entretanto, se aumentarmos a carga para  $9k\,\Omega$ , a corrente será 0,0909 mA, que corresponde a um erro de 9,1%.

É importante observarmos que com uma RL de até  $900\,\Omega$ , seu valor é bem pequeno quando comparado ao valor de Ri (90 k $\Omega$ ). 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  $Ri = 900~K\Omega$ 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.

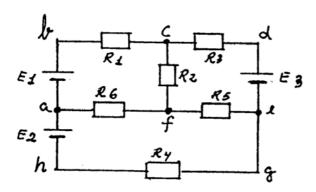


Figura 3-10 Diagrama para ilustrar os elementos de um circuito

Na figura 3-10, E1, E2, E3, R1, R2, R3 e R4 são elementos do circuito. É importante ressaltarmos que E1, E2 e E3 podem representar uma simples pilha, um gerador, ou mesmo uma fonte eletrônica (um retificador, por exemplo).

Da mesma forma, R!, 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 E1 e R1, por exemplo, constituem um ramo que une os nós **a** e **c**; da mesma forma, o elemento R2 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 E1, R1, R2 e R6. 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.

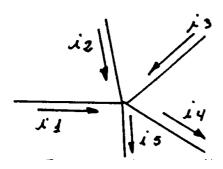


Figura 3-11 Ilustração da primeira Lei de Kirchoff

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".

 $\underline{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{I}$  (Queda de potencial) =  $\underline{\mathbf{E}}$  (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".  $R \times I - E = 0$ 

#### 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 conseqüência 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 á 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:

- a) uma rede contendo b ramos, necessita de b equações para a solução do problema, já que, para cada ramo há uma corrente.
- b) começamos sempre aplicando inicialmente a lei dos nós.
- c) se houver **n** nós aplicamos a primeira lei **n-1** vezes, conseguindo **n-1** equações independentes entre si.
- d) 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.
- e) devemos atribuir, arbitrariamente, um sentido para a corrente em cada braço ou ramo do circuito.
- f) é necessário atribuirmos, também, um sentido de percurso para cada malha.
- g) 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 x 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.

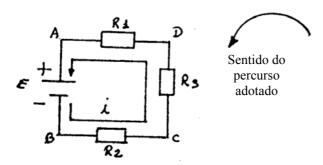


Figura 3-12 Circuito para análise das Leis de Kirchoff

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.

Vejamos, em seguida, as quedas do 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<sub>2</sub> e iR<sub>1</sub> 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 subsequentes.

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

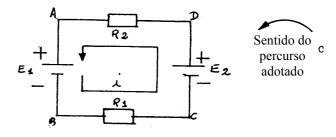


Figura 3-13 – Circuito para análise das leis de Kirchoff

O circuito da figura 3-13 ainda é relativamente simples, contendo dois geradores: E<sub>1</sub> e E<sub>2</sub>. 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<sub>1</sub>. Esta seta <u>não</u> vai de encontro ao negativo de E<sub>1</sub>. Assim sendo, encontramos, a partir do ponto A, a primeira tensão E<sub>1</sub>, 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<sub>2</sub>. 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<sub>2</sub>). 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.

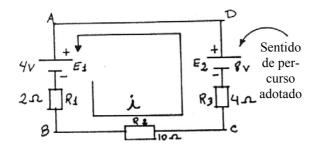


Figura 3-14 Circuito para comprovação das Leis de Kirchoff

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:

$$i = \frac{4V - 8V}{2\Omega + 10\Omega + 4\Omega} \qquad i = -0.25A$$

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.

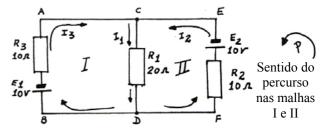


Figura 3-15 Circuito para cálculo das leis de Kirchoff

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<sub>1</sub> se subdivide em I<sub>2</sub> e I<sub>3</sub>; portanto: I<sub>1</sub> = I<sub>2</sub> + I<sub>3</sub> (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:

$$-E_1 = -I_1R_1 - I_3R_3$$
 ::  
 $-10V = -20I_1 - 10I_3$  (segunda equação)

5 Aplicando a segunda lei na malha II, adotando o percurso CDFEC, obtemos:

$$+E_2 = +I_1R_1 + I_2R_2$$
:  
 $+10V = 20I_1 + 10I_2$  (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<sub>3</sub> na segunda equação teremos:

$$I_3 = I_1 - I_2$$
  
+10 = + 20 $I_1$  + 10( $I_1 - I_2$ ) :.

+10 + 30I<sub>1</sub> - 10I<sub>2</sub> (quarta equação). Esta quarta equação possui as mesmas incógnitas que a terceira equação, assim podemos compara-las, arranja-las e somalas, obtendo:

$$20 = 50I_1$$
 :  $2 = 5I_1$  :  $I_1 = 2/5 A = 0.4 A$ 

(b) Substituímos I<sub>1</sub> na segunda equação e obtemos:

$$10 = 20 \times 0.4 + 10I_3$$
 :.

$$10 = 8 + 10I_3 :: I_3 = \frac{10-8}{10}$$
  
 $I_3 = 0.2A$ 

(c) Como 
$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$I_2 = I_1 - I_3 = 0.4 - 0.2 = 0.2A$$

ou substituindo  $I_1$  na terceira equação obtemos:

$$+10 = 20I_1 + 10I_2$$
 :.

$$+10 = 20 \times 0.4 + 10I_2$$
 :

$$I_2 = 0.2A$$

- 7 Verificando a primeira equação I<sub>1</sub> = I<sub>2</sub> + I<sub>3</sub> então 0,4 = 0,2A+0,2A. 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.

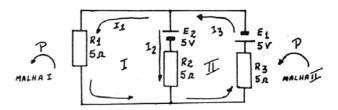


Figura 3-16 Circuito para análise das leis de Kirchoff

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<sub>3</sub> = I<sub>1</sub> + I<sub>2</sub> (equação I)
- 2 Na malha I, pela segunda Lei de Kirchoff, obtemos:

$$-E_2 = I_1R_1 - I_2R_2$$
  
 $-5V = 5I_1 - 5I_2$  (equação II)

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

$$E_1 + E_2 = I_2R_2 + I_3R_3$$
  
 $10V = 5I_2 + 5I_3$  (equação III)

4 Substituímos a equação I na equação III:

$$10V = 5I_2 + 5(I_1 + I_2)$$

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

$$10V = 5I_1 + 10I_2$$
 (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<sub>1</sub> e encontrar o valor de I<sub>2</sub>.

Somando II com IV, obtemos:

$$5V = -5I_1 + 5I_2$$

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

$$15V = 15I_2$$

$$I_2 = 1A$$

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

$$-5V = 5I_1 - 5I_2$$

$$-5V = 5I_1 - 5$$

$$5I_1 = 0$$
 :  $I_1 = 0$ 

6 Aplicando o valor de  $I_2$  na equação III obtemos o valor de  $I_3$  $10V = 5I_2 + 5I_3$ 

$$10V = 5V + 5I_3$$
  
 $5I_3 = 10V - 5V$   
 $5I_3 = 5V$  :  $I_3 = 1A$ 

7 Fazendo a verificação de cada equação teremos:

a. 
$$I_3 = I_2 + I_1$$
 :  $1A = 1A + 0$   
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

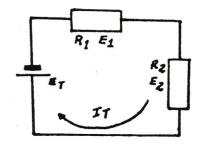


Figura 3-17 Divisor de tensão

No circuito da figura 3-17 temos:

$$E_{T} = E_{1} + E_{2} \qquad e \qquad I_{T} = I_{1} = I_{2}$$

$$I_{T} = \frac{E_{T}}{R_{1} + R_{2}}; \quad I_{1} = \frac{E_{1}}{R_{1}}; \quad I_{2} = \frac{E_{2}}{R_{2}}$$

$$\frac{E_{T}}{R_{1} + R_{2}} = \frac{E_{1}}{R_{1}} = \frac{E_{2}}{R_{2}}$$

a) Cálculo de E<sub>1</sub>:

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

b) Cálculo de E<sub>2</sub>:

$$\frac{E_T}{R_1 + R_2} = \frac{E_2}{R_2} :: E_2 = \frac{E_T \times R_2}{R_1 + R_2}$$

 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

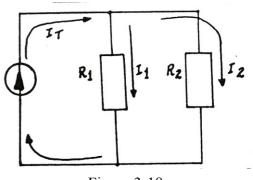


Figura 3-18

No circuito da figura 3-18 temos:

$$\begin{split} &\mathbf{I}_{\mathrm{T}} = \mathbf{I}_{1} + \mathbf{I}_{2} \quad \mathbf{e} \quad \mathbf{E}_{\mathrm{T}} = \mathbf{E}_{1} = \mathbf{E}_{2} \\ &E_{T} = I_{T} \bullet \frac{R_{1} \bullet R_{2}}{R_{1} + R_{2}} \; ; \; E_{1} = I_{1} \, R_{1} \; ; \; E_{2} = I_{2} \, R_{2} \; \; \therefore \\ &I_{T} \bullet \frac{R_{1} \bullet R_{2}}{R_{1} + R_{2}} = I_{1} \, R_{1} = I_{2} \, R_{2} \end{split}$$

a) Cálculo de I<sub>1</sub>

$$I_T \bullet \frac{R_1 \bullet R_2}{R_1 + R_2} = I_1 R_1$$

$$I_{1} = \frac{\frac{R_{1} \bullet R_{2}}{R_{1} + R_{2}} \bullet I_{T}}{\frac{R_{1}}{1}} = \frac{R_{1} \bullet R_{2} \bullet I_{T}}{R_{1} + R_{2}} \bullet \frac{1}{R_{1}}$$

$$I_1 = \frac{I_T \bullet R_2}{R_1 + R_2}$$

b) Cálculo de I<sub>2</sub>

$$I_T \bullet \frac{R_1 \bullet R_2}{R_1 + R_2} = I_2 \bullet R_2$$

$$I_{2} = \frac{I_{T} \bullet \frac{R_{1} \bullet R_{2}}{R_{1} + R_{2}}}{\frac{R_{2}}{1}} = \frac{R_{1} \bullet R_{2} \bullet I_{T}}{R_{1} + R_{2}} \bullet \frac{1}{R_{2}}$$

$$I_2 = \frac{I_T \bullet R_1}{R_1 + R_2}$$

 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<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> e R<sub>3</sub>.

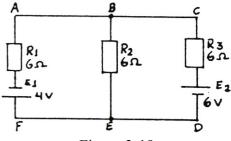


Figura 3-19

Primeiramente usaremos  $E_1$  e substituiremos  $E_2$  por um curto (consideramos  $E_2$  com  $R_i = 0$ ).

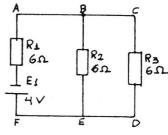


Figura 3-20

$$R_T = R_1 + \frac{R_2 \bullet R_3}{R_2 + R_3} = 6 + 3 = 9\Omega$$

$$E_{T} = R_{1} = 4V$$

$$I_T = I_{R1} = \frac{4V}{9\Omega} = 0,444 A$$

As correntes no circuito ficam como distribuídas a seguir:

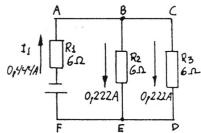


Figura 3-21

Em seguida usaremos  $E_2$  e substituiremos  $E_1$  por um curto (também consideramos  $R_1$  de  $E_1 = 0$ ).

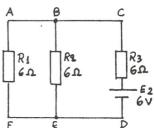


Figura 3-22

$$R_T = R_3 + \frac{R_1 \bullet R_2}{R_1 + R_2} = 6 + 3 = 9\Omega$$

$$E_T = E_2 = 6 \text{ V}$$

$$I_T = I_{R3} = \frac{6V}{9} = 0,666 A$$

As correntes no circuito ficam como distribuídas na figura 3-23:

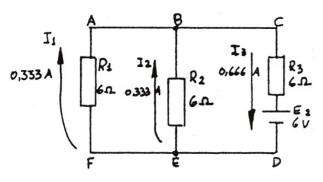


Figura 3-23

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  $I_{R1} = 0,777$  A.

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  $I_{R3}$  = 0,888A.

O resultado final está mostrado a seguir na figura 3-24.

#### Verificação:

$$I_{R3} = I_{R1} + I_{R2}$$

$$0.888A = 0.777A + 0.111A$$
.

De acordo com a primeira Lei de Kirchoff está correto.

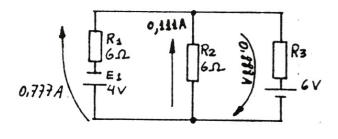


Figura 3-24

#### 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).

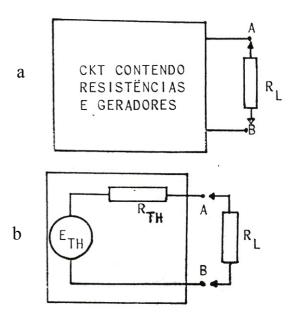
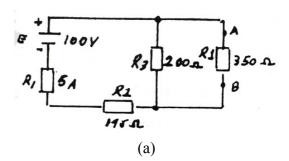
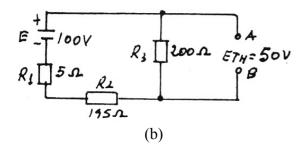
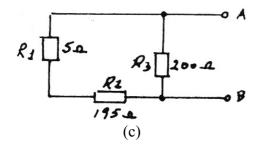


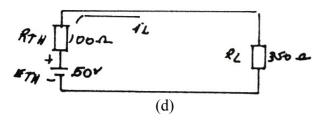
Figura 3-25

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, ETH e RTH.









$$R_{TH} = \frac{200 (195 + 5)}{200 + 195 5} = 100\Omega$$
Figura 3-26

Vejamos agora, algumas regras usadas na determinação de ETH e RTH:

1 — Entendemos por tensão de Thévenin (ETH) 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 (ETH), removemos a carga RL. 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<sub>3</sub>. Assim, basta calcularmos a corrente total do circuito e multiplicamos por R<sub>3</sub>:

$$VR_{3} = it \bullet R_{3} = \frac{E}{R_{1} + R_{2} + R_{3}} \bullet R_{3} =$$

$$= \frac{100V}{5\Omega + 195\Omega + 200\Omega} \bullet 200\Omega = 50V$$

Portanto, temos que:  $V_{R3} = V_{AB} =$ 

ETH = 50 V

2 – Quanto à resistência de Thévenin (RTH), 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  $100\Omega$ , 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 (100 $\Omega$ ).

Este circuito, portanto, é capaz de fazer fluir uma corrente (iL) através de uma carga (RL), substituindo o circuito da figura 20a.

Para calcularmos a corrente iL no circuito da figura 3-26d é só empregar a Lei de Ohm:

$$iL = \frac{ETH}{RTH + RL} = \frac{50V}{100\Omega + 350\Omega} \cong 0.111A$$

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 RL assumisse diversos valores, como por exemplo:

RL1 = 
$$20\Omega$$
  
RL2 =  $50\Omega$   
RL3 =  $100\Omega$   
RL4 =  $1200\Omega$ 

Se fôssemos aplicar as leis de Ohm e de Kirchoff, por exemplo para calcular a  $I_L$  em cada RL 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 RL, uma vez que

ETH e RTH, são grandezas independentes do valor de RL.

Vejamos mais um exemplo bem simples, de aplicação do teorema de Thévenin, para em seguida entrarmos na análise de circuitos mais complexos.

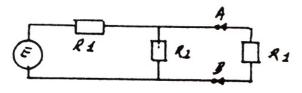


Figura 3-27

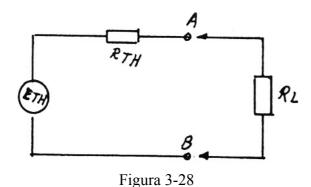
Para calcularmos a tensão de Thévenin (ETH), basta acharmos a tensão entre os pontos A e B. Portanto, ao retirarmos RL do circuito, a

tensão 
$$V_{AB}$$
 =ETH =  $\frac{E}{R_1 + R_2} \bullet R_2$  = 
$$= \frac{E \bullet R_2}{R_1 + R_2} \bullet ETH \text{ sendo igual a } \frac{E \bullet R_2}{R_1 + R_2}$$

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:  $R_{AB} = RTH = \frac{R_1 \bullet R_2}{R_1 + R_2}$ 

Finalmente, teremos o circuito equivalente de Thévenin, seguido dos seus elementos fundamentais, (RTH e ETH), conforma a figura 3-28 a seguir.



$$RTH = \frac{R_1 \bullet R_2}{R_1 + R_2} \qquad ETH = \frac{E \bullet R_2}{R_1 + R_2}$$

Vamos supor que quiséssemos calcular a potência dissipada no resistor R<sub>2</sub> do circuito da figura 3-29, aplicando o teorema de Thévenin.

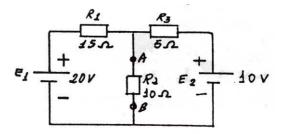


Figura 3-29 Ilustração do teorema de Thévenin

Precisamos encontrar o equivalente de Thévenin para o circuito da figura 3-29. Vamos abrir o circuito nos pontos A e B, pois R<sub>2</sub> representa nossa RL. O circuito passa a ser como o da figura 3-30.

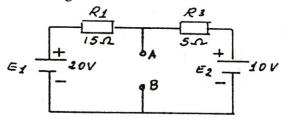


Figura 3-30 R<sub>2</sub> removida do circuito

As fontes  $E_1$  e  $E_2$  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 R<sub>3</sub> produzirá uma queda de tensão de 2,5,V; e passando em R<sub>1</sub> produzirá uma queda de tensão de 7,5 V. Assim, já podemos achar a tensão V<sub>AB</sub> que será 12,5 V, conforme ilustrado na figura 3-31.

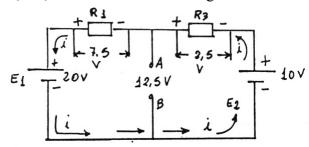


Figura 3-31 Potencial entre os pontos A e B, igual a 12,5 V

Pelo exposto no circuito da figura 3-31, observamos que a fonte  $E_1$  é que determina o fluxo de corrente, pois esta fonte tem valor maior que  $E_2$ . Assim sendo, de acordo com o sentido de corrente estabelecido, temos que, pelo lado de  $E_2$ , 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  $E_1$ , 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.

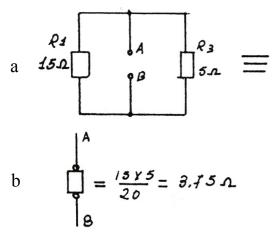


Figura 3-32

Assim, podemos fazer o equivalente de Thévenin para o circuito da figura 3-29, usando o circuito da figura 3-33.

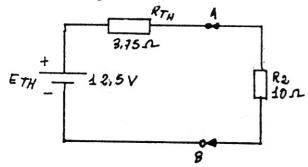


Figura 3-33 Equivalente de Thévenin

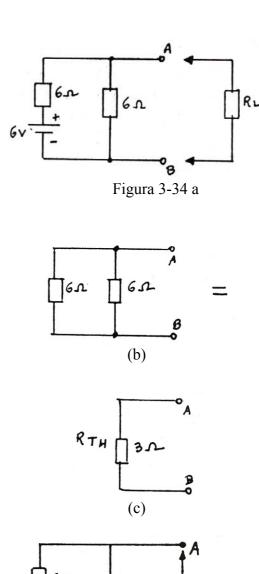
Deste modo, ficou fácil calcularmos a potência de  $R_2$  É só achar a corrente total, elevar ao quadrado e multiplicar por  $R_2$ . Isto pode ser feito da seguinte maneira:

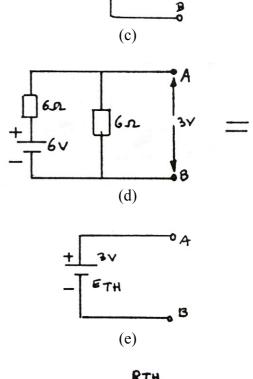
$$It = \frac{ETH}{RTH + R_2}$$
;  $(It)^2 \times R_2 = P_2$ . Ou seja:  
 $P_2 = (\frac{12.5V}{13.75\Omega})^2 \times 10\Omega = 8.28W$ .

#### **Outros exemplos**

#### Exemplo 1

Vamos encontrar o equivalente de Thévenin do circuito da figura 3-34 a.





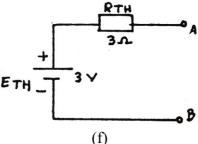


Figura 3-34 Ilustração do teorema de Thévenin

#### Solução:

Primeiro removemos a carga. Então, determinamos a Resistência de Thévenin (RTH), 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, ETH, 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".

#### Exemplo 2

Vamos encontrar o Equivalente de Thévenin do circuito da figura 3-35 a.

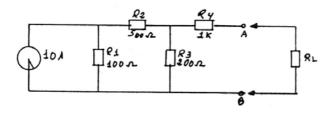


Figura 3-35 a

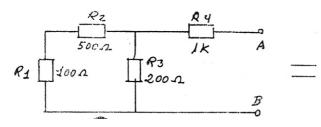


Figura 3-35 b

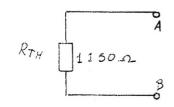


Figura 3-35 c

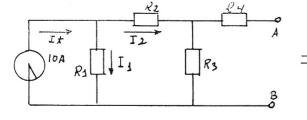


Figura 3-35d

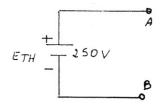


Figura 3-35 e

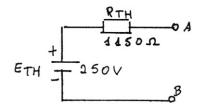


Figura 3-35f

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,

$$RTH = R_4 + \frac{(R_1 + R_2)R_3}{(R_1 + R_2) + R_3}$$
, podemos encontrar a

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"):

$$RTH = 1K + \frac{(100 + 500)200}{(100 + 500) + 200} =$$

$$= 1000 + \frac{600 \times 200}{800} = 1000 + 150 \therefore \text{RTH} = 1150\Omega$$

Na parte "d" observamos que uma porção da corrente do gerador produz uma queda de voltagem em R<sub>3</sub>. Aliás, não flui corrente em R<sub>4</sub>, pois o circuito está aberto neste ponto. Em consequência, a corrente de R<sub>2</sub> é a mesma de R<sub>3</sub>. Assim, a queda de tensão em R<sub>3</sub> 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<sub>1</sub> e I<sub>2</sub>, uma vez que A-B está aberto, conforme já mencionamos.

O ramo de  $I_2$  possui uma resistência de  $700\Omega$  e o outro  $100\Omega$ . 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  $I_2 = 10A$  ::  $I_2 = \frac{10}{8} = 1,25A$ 

Mas, 
$$I_2 = I_3 = 1,25A$$
. Então,  $V_{R3} = I_3 \times R_3 = 1,25 \times 200 = 250V$ . Assim,  $V_{R3} = V_{AB} = E_{TH} = 250V$ .

Na parte "f" temos o equivalente de Thévenin, constituído por um gerador de tensão constante e sua resistência interna.

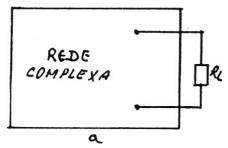
#### TEOREMA DE NORTON

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 RL.

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 In, em paralelo com sua resistência interna Rn".

Na figura 3-36 vemos uma malha original atuando como um bloco bem como seu circuito equivalente.



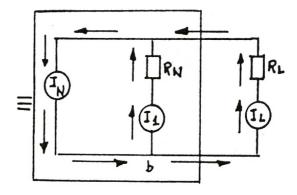


Figura 3-36

Pela figura 3-36b observamos que a corrente de Norton (In) é distribuída entre a resistência de Norton (Rn) e a resistência de carga (RL). Podemos observar pelo circuito da figura 3-36b, que: ERL = ERn. Ora, ERL = IL x RL; ERn = I1 x Rn e In = I1 + IL. Assim sendo , podemos estabelecer a seguinte proporção:

$$\frac{Rn}{RL} = \frac{IL}{I1}.$$

Aplicando uma das propriedades das proporções, teremos:

$$\frac{Rn+RL}{Rn} = \frac{IL+I1}{IL}$$
 ou, então,  $IL(Rn+RL) =$ 

= Rn(IL + I1) :: IL = 
$$\frac{Rn(IL+I1)}{Rn+RL}$$
 =  $\frac{RnxIn}{Rn+RL}$ 

Portanto, para calcularmos a corrente em RL, basta usarmos a fórmula:

$$IL = \frac{In \times Rn}{Rn + RL}$$

Seja agora, o circuito da figura 3-37

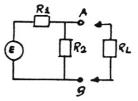


Figura 3-37a



Figura 3-37b

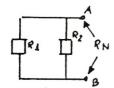


Figura 3-37c

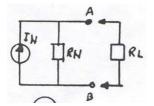


Figura 3-37d

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:  $I_{AB} = I_N = \frac{E}{R_1} \,. \quad \text{Em seguida achemos a}$ 

resistência de Norton:  $R_{AB} = \frac{R_1 x R_2}{R_1 + R_2}$ , estando a

fonte em curto-circuito (3-37c).

Assim, podemos escrever duas regras simples, para determinação da corrente e da resistência de Norton:

- a) A corrente de Norton I<sub>N</sub> é uma corrente constante que flui num curto-circuito entre os terminais da resistência de carga, quando esta é substituída por um curtocircuito (figura 3-37b).
- A resistência de Norton R<sub>N</sub> é aquela resistência vista dos carga terminais da olhando-se para a malha, quando sua fonte de tensão é substituída por sua resistência interna (R<sub>N</sub> 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<sub>N</sub> 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  $I_L$ .

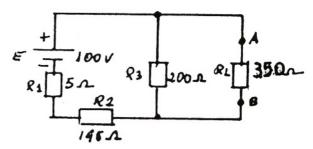


Figura 3-38

Inicialmente, estabelecendo um curtocircuito em R<sub>L</sub>, forçosamente R<sub>3</sub> ficará em curto, o que nos permite empregar a seguinte fórmula:

$$I_N = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{100V}{5\Omega + 195\Omega} = \frac{100V}{200\Omega} = 500m \text{ A}$$

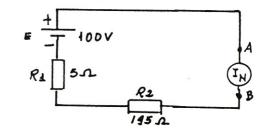


Figura 3-39

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.

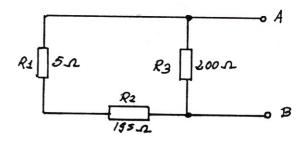
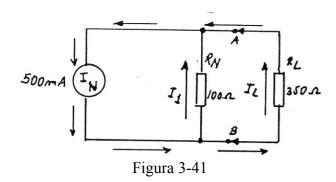


Figura 3-40

Desta forma, teremos:

$$R_{\rm N} = R_{\rm AB} = \frac{200(5+195)}{200+(5+195)} = 100 \, Ohm$$

Finalmente, observando o circuito da figura 3-41, temos o circuito equivalente, contendo a corrente de Norton, a resistência de Norton e a corrente  $I_L$ .



Pelo que já conhecemos, I<sub>L</sub> facilmente pode ser calculada da seguinte maneira:

$$I_L = \frac{I_N x R_N}{R_N + R_L} = \frac{500 \times 10^{-3} \times 100}{100 + 350} 111 mA$$

Vejamos mais um exemplo simples de aplicação do Teorema de Norton, ilustrado na figura 3-42.

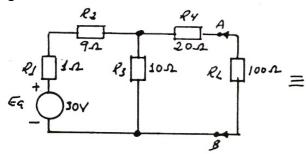


Figura 3-42a

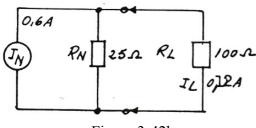


Figura 3-42b

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 Rt =

$$R_1 + R_2 + \frac{R_3 \times R_4}{R_3 + R_4} = 1 + 9 + \frac{10 \times 20}{10 + 20} = 10 + 6,67 = 16,67 Ohms$$
.  $\therefore Rt = 16,67 Ohms$ ,

Portanto, I t = 
$$\frac{Ea}{It} = \frac{30}{16.67} = 1.8 A$$

A corrente de Norton, na realidade, é a corrente que passa em  $R_4$ , estando  $R_L$  em curto. Sendo  $It=1,8~A,~I_N~ser\'a:~It-I_{R3}$ . Ou então,

$$I_N = \frac{E_{R3}}{R_A} = \frac{12V}{20\Omega} = 0.6 A.$$

Passemos agora ao cálculo de R<sub>N</sub>, que é a resistência vista dos terminais da carga aberta:

$$R_N = R_4 + \frac{(R_1 + R_2) x R_3}{R_2 + R_1 + R_3} =$$

$$= 20 + \frac{10 x 10}{20} = 25 Ohms$$

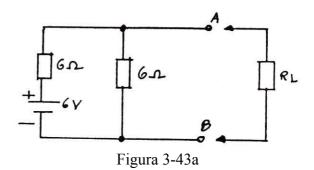
E, agora, de acordo com a figura 3-42b, passemos ao cálculo de It. Portanto,  $I_L$  =

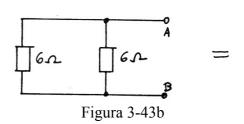
$$\frac{0.6 \times 25}{25 + 100} = 0.12 A$$

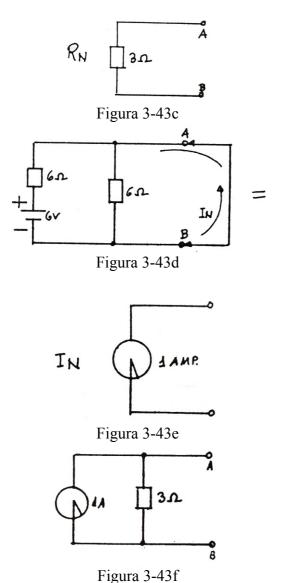
#### **Outros exemplos:**

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 (RTH). Portanto, abrindo o circuito da parte"a" nos pontos A e B, temos dois resistores de  $6\Omega$  em paralelo, conforme nos mostra a figura 3-43b. Na figura 3-43c temos a resistência equivalente ( $R_N$ ).







115414 5 151

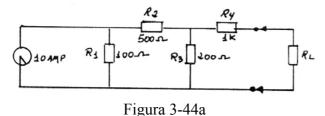
Figura 3-43 Ilustração do Teorema de Norton

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.



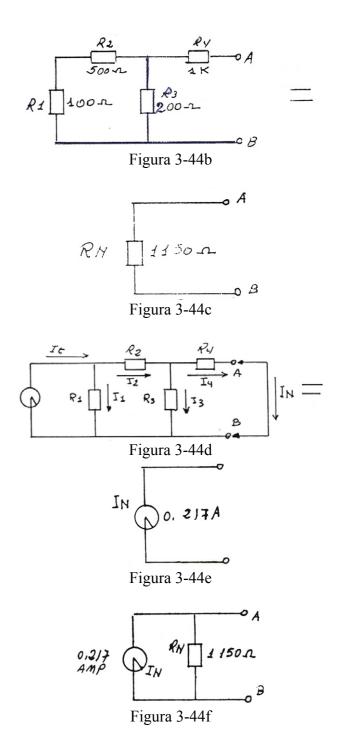


Figura 3-44 Ilustração do Teorema de Norton

**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:

$$R_N = R_4 + \frac{(R_1 + R_2) \bullet R_3}{(R_1 + R_2) + R_3} = 1K + \frac{600 \times 200}{800} = 1K + 150\Omega = 1150\Omega$$

A parte"c" nos mostra o que acabamos de demonstrar.

Ao colocarmos a fonte de corrente no circuito (10A), e substituirmos 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: It =  $I_1 + I_2$ . 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:

$$I_2 = It \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + \frac{R_3 \times R_4}{R_3 + R_4})} =$$

$$= 10 \frac{100}{100 + 500 + \frac{200 \times 1K}{1200}} :$$

$$I_2 = 10 \frac{100}{100 + 500 + 166,67} = 1,305 A$$

Agora, resolvendo por I<sub>4</sub>, 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  $R_{\rm L}$  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.

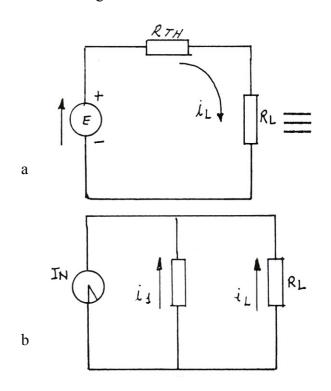


Figura 3-45 Conversão Norton para Thévenin e vice-versa

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:

$$\frac{E}{R_{TH} + R_L} = \frac{I_N x R_N}{R_N + R_L}.$$

Fazendo  $R_{TH} = R_N = r$ , teremos:

$$\frac{E}{r + R_L} = \frac{I_N x r}{r + R_L}$$

Agora, eliminando o denominador da equação, vem:

$$(I_N \times r)(r + R_I) = E(r+R_I).$$

Tirando o valor de I<sub>N</sub>, 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:  $R_{\rm TH} = R_{\rm N} = r$ .

Portanto, da fórmula  $I_N = \frac{E}{r}$ , podemos também tirar o valor de "E", ou seja:  $E = I_N x r$ , 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  $10\Omega$ . 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.

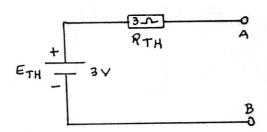
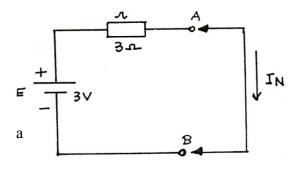


Figura 3-46 Equivalente de Thévenin

**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.



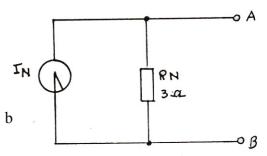


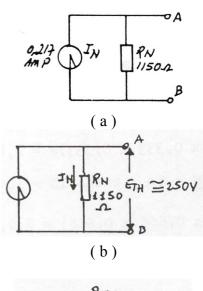
Figura 3-47 Convertendo o equivalente de Thévenin para o de Norton

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 ( $I_N = 1$  A), 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.



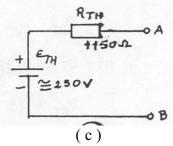


Figura 3-48 Convertendo Norton para Thévenin

**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 TRANSFE-RÊNCIA 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.

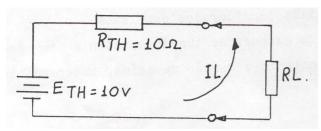


Figura 3-49

$$I_L = \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_I} \qquad P_{RL} = I_R^2 \times R_L$$

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  $P_{RL} = (10 \times 0.5 \times 0.5) \text{ w} = 2.5\text{w}$ 

b) Se 
$$R_L = 2 \bullet R_{TH} = 20\Omega$$
,

então, 
$$I_L = \frac{10V}{10 + 20} = 0.333 A$$
  
e  $P_{RL} = (20 \times 0.333 \times 0.333) \text{ w} \approx 2.20 \text{w}$ 

c) Se 
$$R_L = \frac{R_{TH}}{2} = 5\Omega$$
,  
então,  $I_L = \frac{10V}{10 + 5} = 0,666A$   
e  $P_{RL} = (5 \times 0,666 \times 0,666) \text{ w } \cong 2,21\text{w}$ 

d)Pelos cálculos executados fica demonstrado que a maior potência sobre  $R_{\rm L}$  foi obtida quando  $R_{\rm L}$  foi igual a  $R_{\rm TH}$ .

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  $R_{\rm L}$ .
- -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 dez que:"Uma malha de dois terminais, pode ser substituída por um circuito equivalente, que consiste de um gerador de corrente constante  $I_{\rm N}$ , em paralelo com sua resistência interna  $R_{\rm N}$
- -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 direcão 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 aparecimento de muitos outros dispositivos que hoje formam 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.

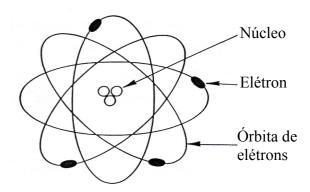


Figura 4-1 Desenho representativo de um átomo

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<br>camada | Designação | Nº máximo<br>de elétrons |
|-----------------|------------|--------------------------|
| 1               | K          | 2                        |
| 2               | L          | 8                        |
| 3               | M          | 18                       |
| 4               | N          | 32                       |
| 5               | О          | 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.

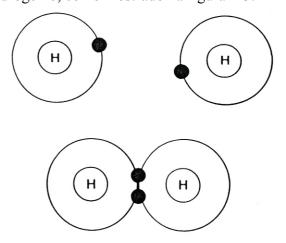


Figura 4-3 Ligação covalente

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.

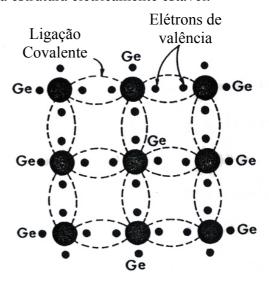


Figura 4-4 Ligação covalente, estrutura cristalina

#### **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.

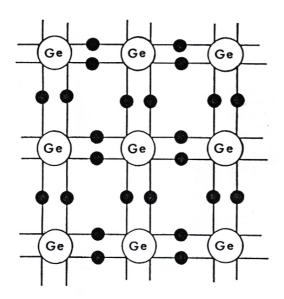
Exemplos de materiais isolantes: borracha, porcelana, vidro etc.

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.



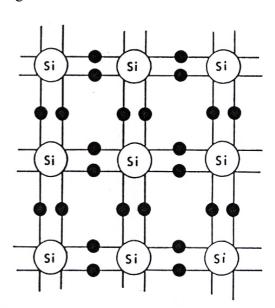


Figura 4-5 Rede cristalina plana do Germânio (Ge) e do Silício (Si)

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.

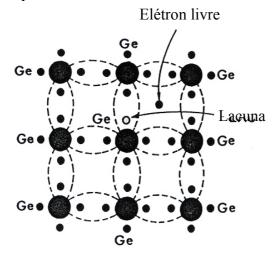


Figura 4-6 Geração de lacuna

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 0º absoluto, o germânio e o silício têm condições de serem isolantes, porém, na temperatura ambiente, aproximadamente 25º 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<sup>0</sup> C, um cristal puro de silício apresenta aproximadamente 10<sup>10</sup> lacunas e 10<sup>10</sup> elétrons por cm<sup>3</sup> e uma resistividade de 2,4 x 10<sup>4</sup> ohms/ cm<sup>3</sup>.

Para a mesma temperatura, um cristal puro de germânio apresenta, aproximadamente,  $10^{13}$  lacunas e  $10^{13}$  elétrons por cm<sup>3</sup> e uma resistividade de 47 ohms/cm<sup>3</sup>.

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.

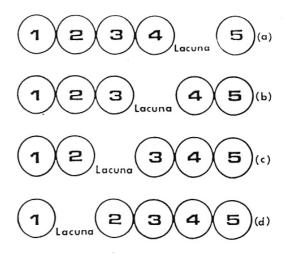


Figura 4-7 Fluxo de lacunas

# 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.

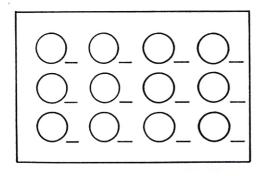


Figura 4-8 Cristal tipo N (representação)

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.

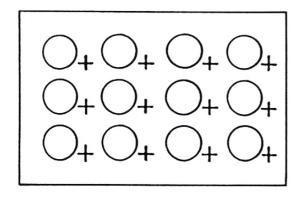


Figura 4-9 Cristal do tipo P (representação)

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.

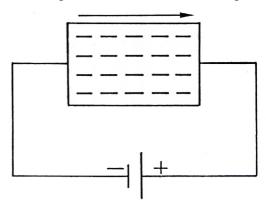


Figura 4-10 Polarização do elemento N

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.

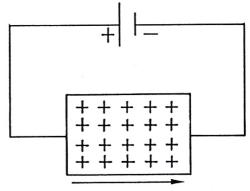


Figura 4-11 Polarização do elemento P

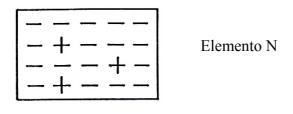
As lacunas, que são positivas, são repelidas pelo seu positivo da fonte de tensão e atraídas pelo pólo negativo da mesma.

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.



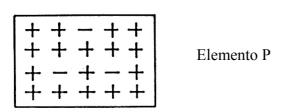


Figura 4-12 Concentração de portadores nos elementos P e N

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.

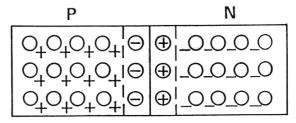


Figura 4-13 Formação de íons na junção PN

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.

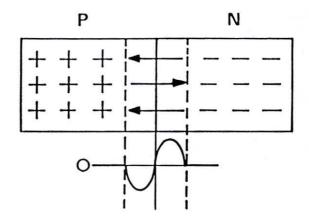


Figura 4-14 Campo eletrostático e forças de repulsão na junção PN

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.

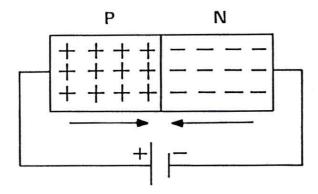


Figura 4-15 Junção PN diretamente polarizada

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.

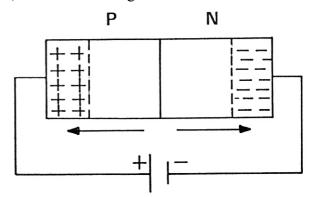


Figura 4-16 Junção PN inversamente polarizada

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 semicondutor.

#### **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.

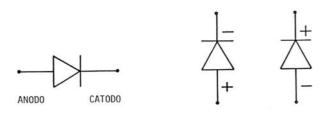


Figura 4-17 Símbolo e polarização dos diodos

### 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.

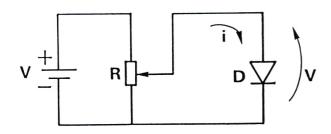


Figura 4-18 Circuito do diodo semicondutor polarizado diretamente

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.

Afigura 4-19 mostra a curva de polarização direta de um diodo.

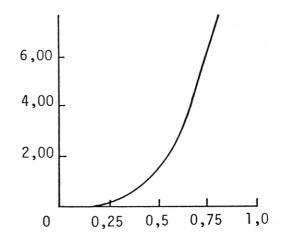


Figura 4-19 Curva da polarização direta do diodo

### Polarização inversa do diodo

A figura 4-20 mostra o circuito de um diodo polarizado inversamente.

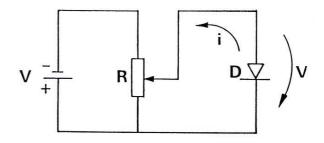


Figura 4-20 Diodo polarizado inversamente

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.

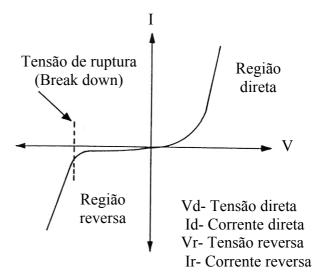


Figura 4-21 Curva de polarização inversa do diodo

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 semicondutor 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 danifica-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.

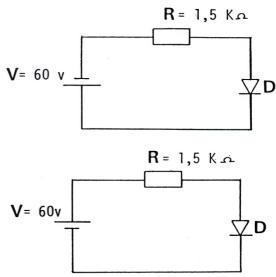


Figura 4-22 Diodos polarizados inversa e direta mente

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 K $\Omega$ , 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.

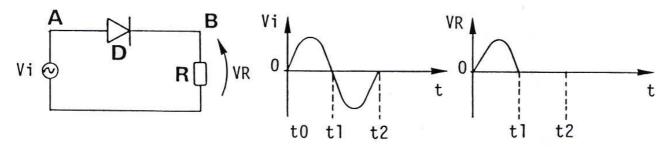


Figura 4-23 Circuito retificador com tensão senoidal

Durante o semiciclo positivo de Vi (de t0 a t1), 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 Vi (de t1 a t2),, 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.

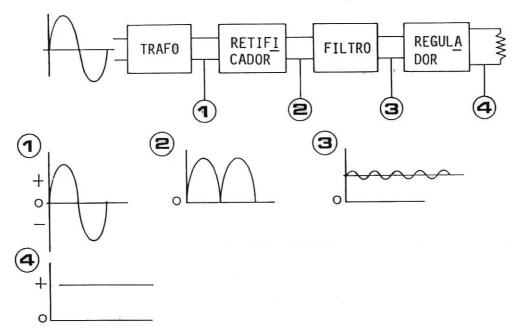


Figura 5-1 Diagrama básico de uma fonte de força eletrônica

### **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.

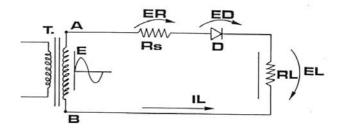


Figura 5-2 Circuito retificador de meia onda

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 t1 a t2, 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.

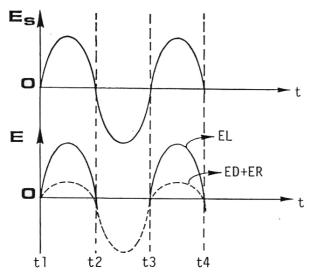


Figura 5-3 Formas de onda em um retificador de meia onda

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.

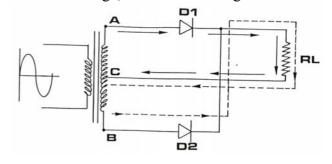


Figura 5-4 Circuito retificador de onda completa

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 t2 a t3, o diodo D2 conduz e D1 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  $A, B \ e \ C.$ 

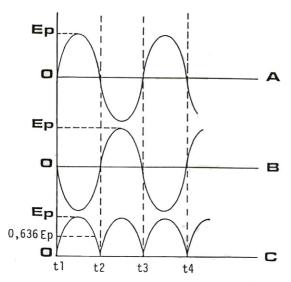


Figura 5-5 Formas de onda em um retificador de onda completa

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 obtem-se a retificação de onda completa com um enrolamento simples de secundário. A figura 5-6 mostra o circuito retificador em ponte.

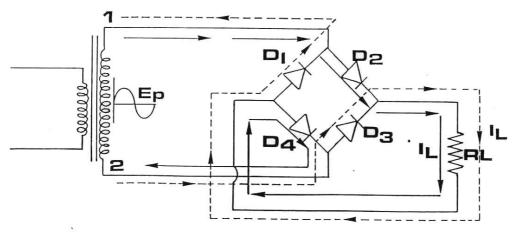


Figura 5-6 Circuito retificador em ponte

No instante em que temos Ep positivo, ou seja o ponto 1 positivo em relação ao ponto 2, os diodos D2 e D4 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 D2 e D4 no semiciclo positivo da tensão de entrada

Quando Ep 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 Vs mudando de polaridade a corrente na carga circula sempre no mesmo sentido, isto quer dizer que a corrente I1 possue 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.

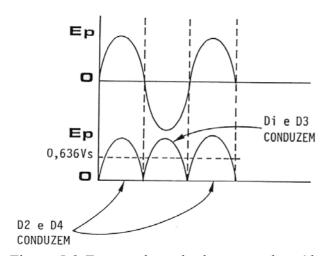


Figura 5-9 Formas de onda da tensão de saída no retificador em ponte

Quando os diodos D2 e D4 conduzem, os diodos D1, D3, o secundário do transformador e a carga R1 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 Vs. Analogamente, quando a tensão Vs 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.

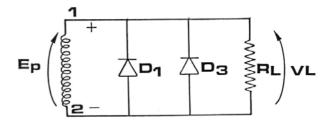


Figura 5-10 Esquema equivalente do circuito em ponte no semiciclo positivo da tensão de entrada

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*.

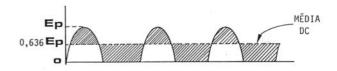


Figura 5-11 Forma de onda de saída de um retificador de meia onda

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 milisegundos

A forma de onda da tensão de saída em um retificador de onda completa é mostrada na figura 5-12.

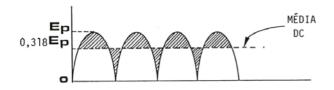


Figura 5-12 Forma de onda de saída de um retificador de onda completa

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.

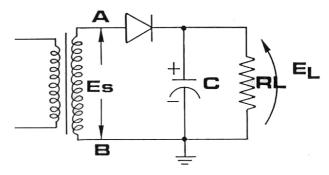


Figura 5-13 Filtro a capacitor

As formas de onda de um circuito retificador com filtro são mostradas na figura 5-14.

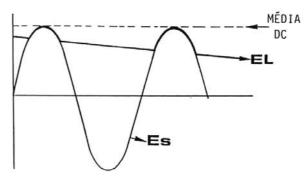


Figura 5-14 Forma de onda de tensão num circuito retificador com filtro

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 conduzir. 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.

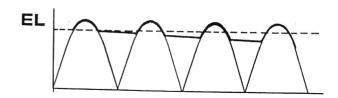


Figura 5-15 Saída do retificador de onda completa com filtro

# 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 RS, o diodo é representado por uma chave S que é sensível à polaridade e o capacitor C é o filtro através da carga RL.

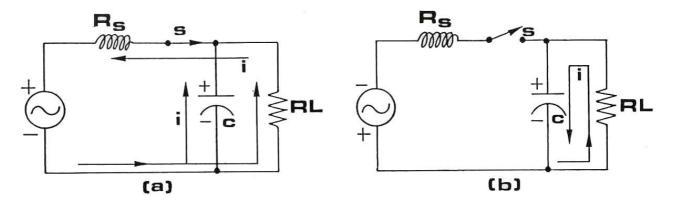


Figura 5-16 Circuito equivalente de um retificador de meia onda

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 RL. No circuito de carga, o capacitor se carrega de Rs para o pico da tensão aplicada. Como Rs 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 RL é muito maior que Rs, 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 conduzir.

### 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:

$$C = \frac{I \bullet t}{E_R}$$

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<sub>R</sub>= Máxima tensão de ondulação pico-apico 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  $t=0.00833~\mathrm{s}$ .

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?

$$I = 0.2 A$$
  
 $t = 0.00833 s$   
 $E_R = 0.01 x 5 = 0.05 V$ 

$$C = \frac{It}{E_R} = \frac{0.2 \times 0.00833}{0.05} = 0.0333 \text{ Farads}$$

$$C = 33,33 \text{ MF}$$

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.

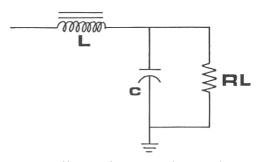


Figura 5-17 Filtro típico com choque de entrada

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 dos diodos e 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 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.

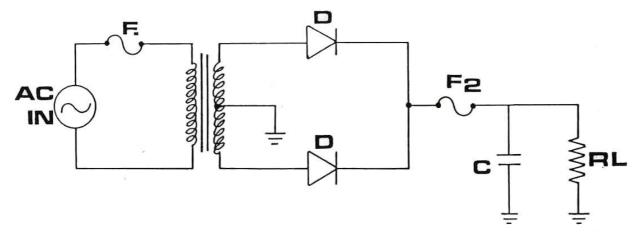


Figura 5-18 Fonte de força com diodos de proteção

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:

Máxima corrente permitida 0,75

Para o fusível de ação retardada:

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.

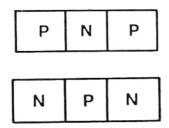


Figura 6-1 Transistores PNP e NPN

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.

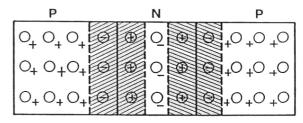


Figura 6-2 Barreiras de potencial num transistor PNP

A figura 6-3 mostra a simbologia usada na representação dos transistores PNP e NPN.

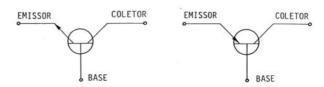


Figura 6-3 Símbolos dos transistores

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.

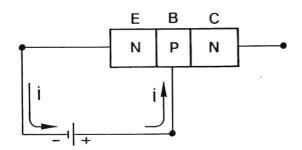


Figura 6-4 Transistor NPN em polarização direta

Dessa maneira fluirá então uma corrente através da baixa resistência da junção emissorbase.

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.

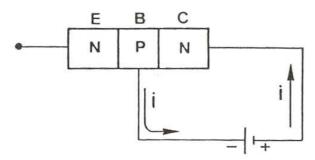


Figura 6-5 Transistor NPN em polarização inversa

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.

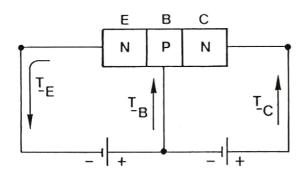


Figura 6-6 Transistor NPN polarizado

Analisando a figura 6-6, podemos ver que a corrente que passa pelo emissor  $(I_E)$  se

divide em dois ramais 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.

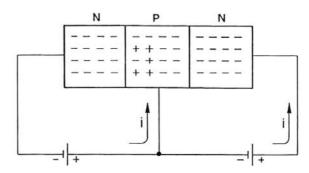


Figura 6-7 Portadores em movimento no transistor NPN

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.

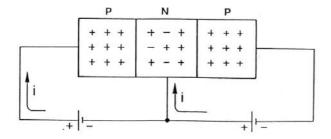
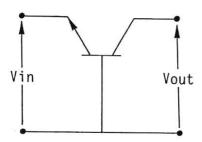


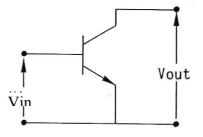
Figura 6-8 Portadores no transistor PNP

As lacunas da região do emissor, que são repelidas pelo potencial positivo da fonte em direção à base, ultrapassam a junção emissorbase 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<sub>B</sub>.

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.





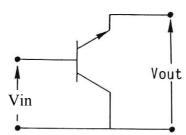


Figura 6-9 Transistores nas configurações B<sub>C</sub>, E<sub>C</sub> e C<sub>C</sub>

Cada configuração apresente 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

TRANSISTOR

Cada uma das junções de um transistor

**AMPLIFICAÇÃO** 

DO

**GANHOS** 

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<sub>B</sub> = 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.

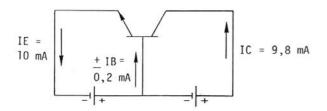


Figura 6-10 Transistor na configuração base comum

Com os valores atribuídos para IE e IC temos:

Ganho de corrente = 
$$\frac{Corrente de saída}{Corrente de entrada} = \frac{IC}{IF}$$

Ganho de corrente = 
$$Gi = \frac{9.8}{10} = 0.98$$

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 Vo e a tensão de entrada Vi ou seja:

$$Gv = \frac{Vo}{Vi}$$

Vo é o produto da corrente de saída (Ic) e a resistência de saída (Ro).

A Ro, que é a junção base-coletor polarizada inversamente, é de valor elevado.

A Vi é o produto da corrente de entrada (I<sub>E</sub>) e a resistência de entrada (Ri).

A Ri que é a junção base-emissor polarizada diretamente é de valor baixo.

Para o mesmo circuito de figura 6-10 suponhamos Ro = 10 K e Ri = 30  $\Omega$ . Temos então que:

$$Vi = I_E \bullet Ri = 10 \text{ mA} \bullet 30 \Omega = 0.3 \text{ V}$$
  
 $Vo = Ic \bullet Ro = 9.8 \text{ mA} \bullet 10 \text{ K} = 98 \text{ V}$ 

$$Gv = \frac{Vo}{Vi} = \frac{98}{0.3} \cong 327$$

O ganho de potência Gp é a relação entre a potência de saída (Po) e a potência de entrada (Pi). A Po é o produto da tensão Vo e a corrente Ic. A Pi é o produto da tensão Vi e a corrente  $I_E$ .

Com os dados obtidos no exemplo anterior podemos calcular o ganho de potência Gp:

$$Gp = \frac{Po}{Pi} = \frac{Vo \bullet Ic}{Vi \bullet I_E} = \frac{98 \times 9.8 \, mA}{0.3 \times 10 \, mA} =$$

$$=\frac{960,4}{3}=320,2$$

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).

Concluímos 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 Gp = Gv • Gi como consequência teremos:

$$Gi = \frac{Gp}{Gv} e Gv = \frac{Gp}{Gi}$$

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 " $\alpha$ " (alfa) é usada na configuração base comum, a letra " $\beta$ " (beta) é usada em emissor comum e a letra " $\gamma$ " (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.

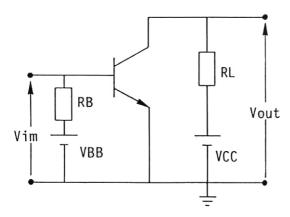


Figura 6-11 Ampliador em configuração emissor comum

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  $R_{\rm B}$  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 Ic, 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 ampliador em emissor comum, com transistor PNP.

O coletor é alimentado pela tensão Vcc, através de  $R_L$  e, através de  $R_B$ ,  $V_{BB}$  polariza diretamente a junção base-emissor.

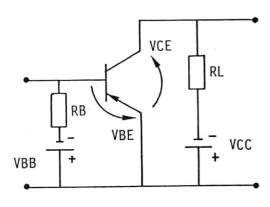


Figura 6-12 Transistor PNP, em configuração emissor comum

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  $V_{\text{BE}}$  e  $V_{\text{CE}}$  constantes como mostrado na figura 6-13.

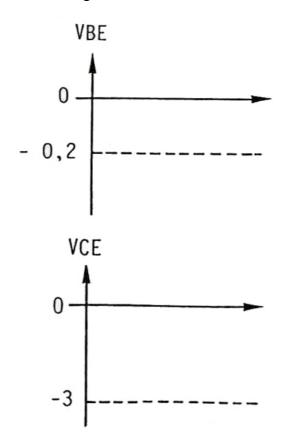


Figura 6-13 Tensões  $V_{BE}$  e  $V_{CE}$  no transistor PNP em configuração  $E_{C}$ 

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 ampliador emissor comum com transistor PNP e os respectivos gráficos dos sinais de entrada e de saída.

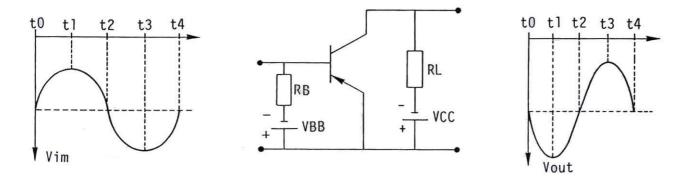


Figura 6-14 Amplificador emissor comum com sinais de entrada e de saída

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 t0 a t1.

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 t1 e t2, 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 t1 e t2.

A variação da tensão de entrada entre os tempos t2 e t3 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 t3 e t4, no gráfico do sinal de entrada, a tensão é negativa e está

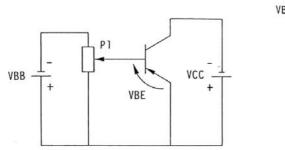
variando do máximo até zero. A tensão  $V_{CE}$  tende a aumentar negativamente, devido a diminuição de  $V_{BE}$ , que por sua vez tende a diminuir a  $I_B$  e a  $I_C$ . Com isso a queda da tensão em RL também diminui.

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 ampliador, 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. variações, Estas 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.



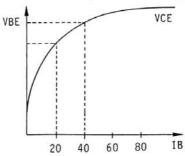


Figura 6-15 Circuito e curva característica de entrada do emissor comum

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-apasso, 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:

$$Ri = \frac{\Delta VBE}{\Delta IB}$$

No amplificador em configuração emissor comum o valor da Ri é geralmente baixo, porém maior que o valor da Ri do circuito em base comum.

O resistor de base R<sub>B</sub> no circuito da figura 6-15 tem a função de limitar a corrente de base em um determinado valor. O cálculo de R<sub>B</sub> pode ser feito da seguinte forma:

$$RB = \frac{VBB - VBE}{IB}$$

### 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.

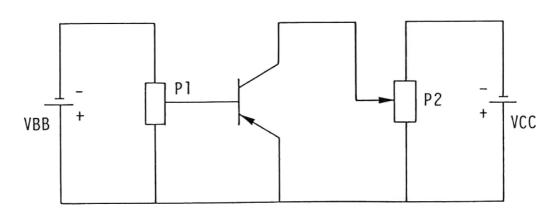


Figura 6-16 Circuito para levantamento da curva característica de saída do amplificador em emissor comum

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 IB 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

pontos marcados, teremos uma curva semelhante à da figura 6-17.

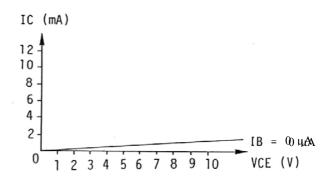


Figura 6-17 Variações de  $V_{CE}$  e  $I_C$  com  $I_B$  igual a zero

Em seguida, ajustando-se a  $I_B$  para 20  $\mu A$ , varia-se novamente a tensão VCE de zero a 10 V anotando-se as correspondentes variações de IC.

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  $\mu A$ . Essa curva é mostrada na figura 6-18.

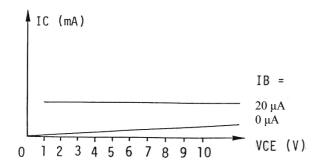


Figura 6-18 Variações de  $V_{CE}$  e  $I_{C}$  com  $I_{B}$  igual a 20  $\mu A$ 

# 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" $\beta$ "e o mesmo é determinado pela fórmula:

$$\beta = \frac{\Delta IC}{\Delta IB}$$
, com V<sub>CE</sub> constante.

Os valores de  $I_{\rm B}$  e  $I_{\rm C}$  podem ser encontrados no gráfico de curvas características do transistor, como mostra a figura 6-19.

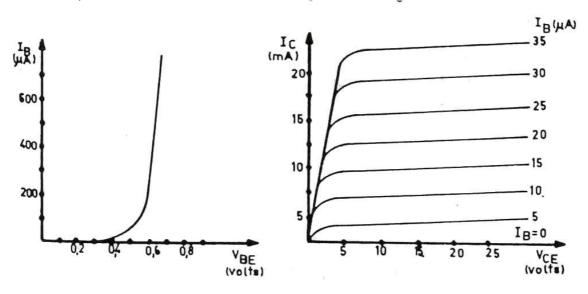


Figura 6-19 Curvas características de ganho de corrente do transistor

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 IB.

Na figura 6-19, vemos que uma variação de 20 a 25  $\mu A$  na  $I_B$  irá produzir na  $I_C$  uma variação de 12,5 mA. Neste caso, o ganho de corrente será:

$$\beta = \frac{\Delta IC}{\Delta IB} = \frac{15 - 12,5 \, mA}{25 - 20 \, \mu A} = 500$$

#### 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:

$$Gv = \frac{Vo}{Vi}$$

Para calcular o ganho de tensão podemos usar ainda a seguinte expressão:

$$G_{V} = \beta \bullet \frac{Ro}{Ri}$$

Onde  $\frac{Ro}{Ri}$  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 (Gv)

$$GP = \beta x Gv$$

# CARACTERÍSTICAS E STÁTICAS 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 ampliador.

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.

 $Em \ resumo, \ a \ reta \ de \ carga \ traçada \ no \\ gráfico \ de \ curvas \ de \ saída \ nos \ mostra \ as \\ condições \ de \ funcionamento \ dinâmico \ do \\ circuito, entre os limites máximos e mínimos de \\ I_C \ eV_{CE}.$ 

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.

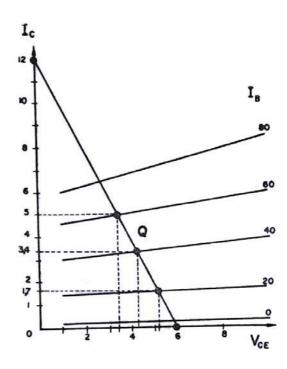


Figura 6-20 Curva característica com reta de carga para o amplificador na configuração emissor comum

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:

$$RL = \frac{VCC}{IC \ maxima} = \frac{6V}{12 \ mA} = 500 \Omega$$

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  $\mu A$  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 escolheremos uma  $I_B$  de 40  $\mu A$ . Marcaremos no gráfico de saída, como ponto Q o cruzamento da reta de carga com a curva de 40  $\mu A$  de  $I_B$ . Escolhida a  $I_B$  podemos encontrar o valor da VBE no gráfico da curva de entrada que é aproximadamente 0,16~V.

Com esses dados o valor da resistência de base (R<sub>B</sub>) pode ser encontrado pela fórmula dada a seguir:

$$RB = \frac{VBB - VBE}{IB} = \frac{1 - 0.16V}{4 \,\mu A} = 21 K\Omega$$

# 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:

$$R_B = 21 \text{ K}\Omega$$

$$V_{BB} = 1 V$$

$$V_{CC} = 6 \text{ V}$$

Quando o circuito for ligado, o resistor R<sub>B</sub> limitará a corrente de base em 40 µA. Essa

IB determinará uma I<sub>C</sub> de aproximadamente 3,5 mA, como poderá ser visto no gráfico da figura 6-20, pela projeção do ponto "Q", perpendicularmente ao eixo de I<sub>C</sub>.

Sendo IC  $\approx$  3,5 mA, passando através de R<sub>L</sub>, a qual podemos considerar 500  $\Omega$ , determinará uma queda de tensão que pode ser calculada pela fórmula abaixo:

$$E_{RL} = R_L \times I_C = 500 \times 0,0035 = 1.8 \text{ V}$$

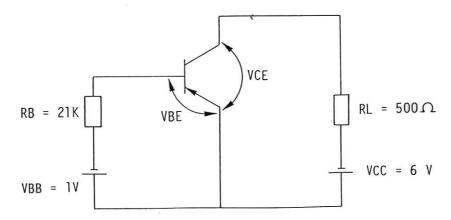


Figura 6-21 Amplificador em emissor comum com transistor PNP

Se a queda de tensão em  $R_L$  é de 1,71, a tensão  $V_{CE}$  será igual a:

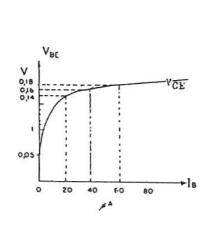
$$V_{CE} = V_{CC} - R_{L} = 6 - 1.8 = 4.2 \text{ V}$$

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  $V_{PQ}$  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.



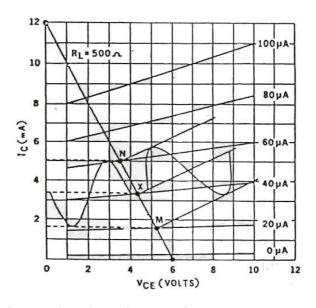


Figura 6-22 Curvas de entrada e de saída em emissor comum

A figura 6-22 mostra o gráfico das variações de  $I_B$  em função das variações da  $V_{BB}$ , 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  $\mu A$  a 60  $\mu A$  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.

Ai = 
$$\frac{\Delta IC}{\Delta IB}$$
 =  $\frac{5-1.7}{60-20}$  =  $\frac{0.0033}{0.00004}$   $\approx 82$ 

#### 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  $\mu$ A. Esta variação de  $I_{B}$  produz na  $V_{CE}$  uma variação de 3,5 a 5,3 V.

O ganho de tensão será, portanto:

$$AV = \frac{\Delta \ VCE}{\Delta \ VBE} = \frac{5,3-3,5}{0,18-0,14} = \frac{1,8}{0,04} = 45$$

### Ganho de potência

A potência de entrada para o circuito da figura 6-21 é dada por:

$$Pin = \Delta V_{BE} \times \Delta I_{B}$$

Como 
$$\Delta$$
 V<sub>BE</sub> = 0,04 V

$$Pin = 0.04 \times 0.00004 = 1.6 \times 10^{-6} W$$

A potência de saída conforme os dados obtidos nos gráficos de saída do amplificador em função do sinal de 0,04 Vpp, será:

Pout = 
$$\Delta V_{CE} \times \Delta I_{C} = 1.8 \times 0.0033 =$$

$$=0.0059 \text{ W} = 59 \text{ x } 10^{-4} \text{ W}$$

Com isso o ganho de potência do circuito será:

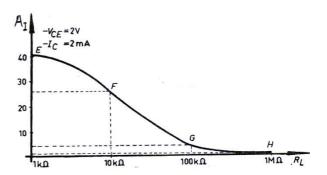
$$Ap = \frac{Pout}{Pin} = \frac{59 \times 10^{-4} W}{1.6 \times 10^{-6} W} = 3687$$

O amplificador em configuração emissor comum, como verificamos, oferece ampliação alta em relação ao de base comum.

Esta ampliação varia conforme o valor da RL.

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  $R_{\rm L}$ .



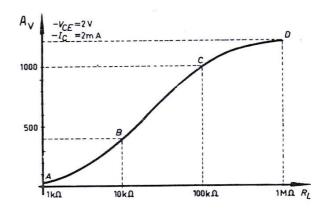


Figura 6-23 Ganhos de corrente e tensão em função da resistência de carga

# 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.

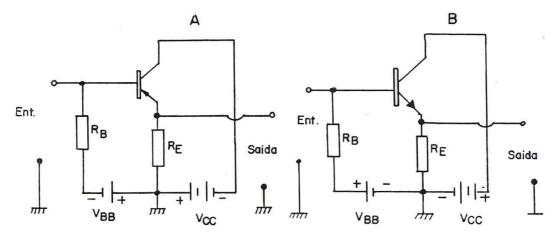


Figura 6-24 Configuração coletor comum

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<sub>B</sub> limita a I<sub>B</sub> ao valor desejado e R<sub>E</sub>, 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.

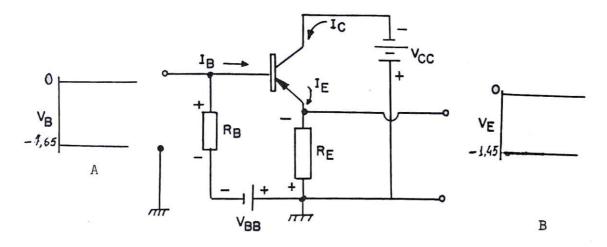


Figura 6-25 Amplificador em configuração coletor comum

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 t0 a t1, no gráfico "A" da figura 6-26. Sendo o transistor PNP este sinal positivo crescente diminui a polarização direta (V<sub>BE</sub>), diminuindo a I<sub>B</sub>. A diminuição da I<sub>B</sub> produz a diminuição da I<sub>E</sub> e da tensão em R<sub>E</sub>,

como mostra o gráfico "B" da figura 6-26 entre os tempos t0 e t1. Com a diminuição da tensão do máximo positivo para zero, como aparece no gráfico "A" entre os tempos t1 e t2, a polarização direta na base aumente 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 t1 e t2.

A variação da tensão de entrada, entre os tempos t2 e t3, continuará a aumentar a polarização direta ( $V_{\rm BE}$ ), aumentando mais a  $I_{\rm C}$ , com consequente aumento de VE.

Entre os tempos t3 e t4 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 t3 e t4.

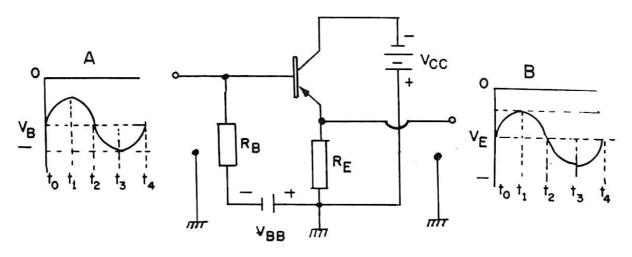


Figura 6-26 Amplificador em configuração coletor comum com sinal aplicado à entrada

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<sub>E</sub> 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  $R_{\rm E}$ .

As variações de tensão em  $R_{\rm E}$  produzem uma forte realimentação negativa que tende a diminuir a polarização direta baseemissor.

#### 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  $I_{\rm E}$  e a de entrada é a  $I_{\rm B}$ . 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:

$$Ai = \frac{\Delta IE}{\Delta IB}$$

### 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.

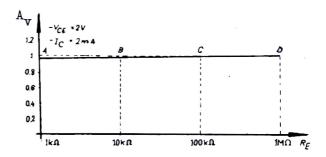
#### Ganho de resistência

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<sub>E</sub>. 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  $R_{\rm E}$ .



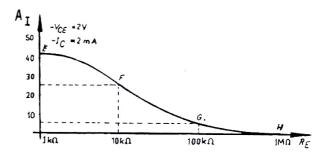


Figura 6-27 Ganhos de tensão e corrente em função da resistência de carga

# 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  $\Omega$ .

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  $\mu A.$  Considerando o valor da tensão  $V_{BE}$  em 0,2 V com 40  $\mu A$  de  $I_B,$  o valor de  $R_B$  poderá ser calculado.

Observamos no gráfico que, com  $I_B$  de 40  $\mu A$ , a  $I_E$  é, aproximadamente 2,9 mA. Esta corrente passando por  $R_L$ , cujo valor é de 500  $\Omega$  determinará uma queda de tensão de 1,45 V (500  $\Omega$  x 2,9 mA = 1,45 V).

Conforme vemos no circuito, o sentido da corrente no resistor  $R_{\rm E}$  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.

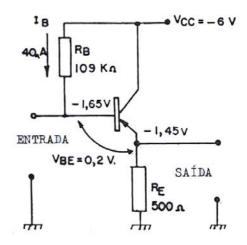
Sabendo-se que a corrente que deverá circular por  $R_B$  é a  $I_B$  de 40  $\mu A$ , o seu valor ( $R_B$ ) pode ser calculado da seguinte forma:

$$RB = \frac{VCC - VB}{IB} = \frac{6 - 1,65}{40} = \frac{4,35}{4x10^{-5}} \cong 109 K\Omega$$

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  $\mu A$  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.



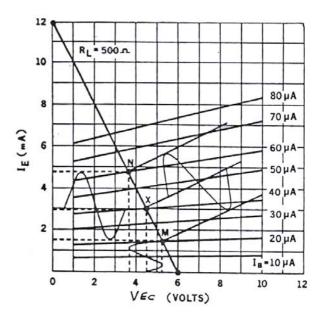


Figura 6-28 Circuito e curva característica de saída da configuração coletor comum

### **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, baste 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 do 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  $\beta$  dependa do transistor, ele pode sofrer variações de acordo com o valor de  $I_C$ . Assim, para valores muito elevados de corrente, o  $\beta$  diminui. A figura 7-1 nos mostra três curvas para alguns tipos de transistores.

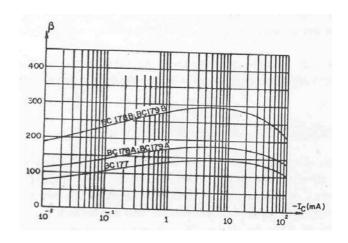


Figura 7-1 Ganho em função da I<sub>C</sub> para vários transistores

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  $V_{CE}$ .

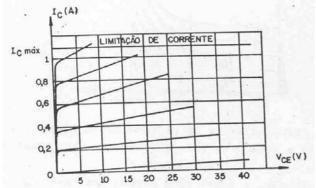


Figura 7-2 Delimitação da região de funcionamento de um transistor em função da máxima  $I_{\rm C}$ 

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 IE = 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.

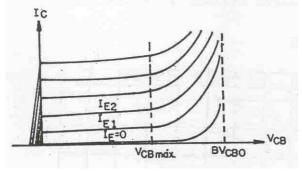


Figura 7-3 Curvas características de saída da configuração base comum, destacando a tensão de ruptura da junção base-coletor.

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<sub>CEO</sub>, tensão inversa de ruptura entre o coletor e o emissor. O conjunto de curvas representativas deste fenômeno é ilustrado na figura 7-4.

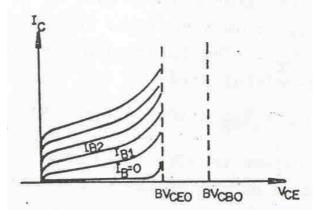


Figura 7-4 Curvas características de saída da configuração emissor comum, destacando a tensão de ruptura da junção emissor-coletor

### 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 DISSIPAÇÃO 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:

$$P_{\text{máx}} = I_C x V_{CE}$$

De posse do valor de  $P_{\text{máx}}$  podemos atribuir valores a  $V_{\text{CE}}$ , encontrar os valores correspondentes de IC e determinar os vários pontos da curva, que possibilitarão o seu traçado.

Por exemplo, se um transistor pode dissipar no máximo 1W a  $25^{\circ}$  C, podemos determinar que ele opere com uma  $V_{CE}$  de 4~V, e assim determinarmos a sua  $I_{C}$ .

$$I_C = \frac{P_{m\acute{a}x}}{V_{CE}} = \frac{1W}{4V} = 0.25 A$$

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 <sub>CE</sub> em V | 1    | 2   | 3   | 5   | 6   | 8   | 10  |
| I <sub>C</sub> em mA | 1000 | 500 | 333 | 200 | 166 | 125 | 100 |

Tabela para determinar I<sub>C</sub> em função de V<sub>CE</sub> com "P" constante

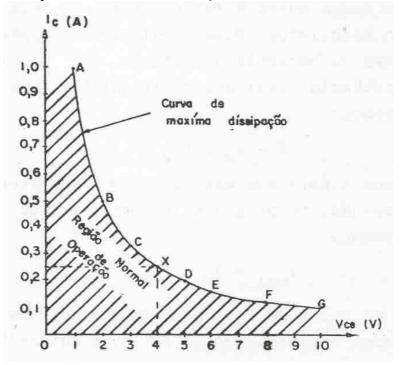


Figura 7-5 Curva de máxima dissipação

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.

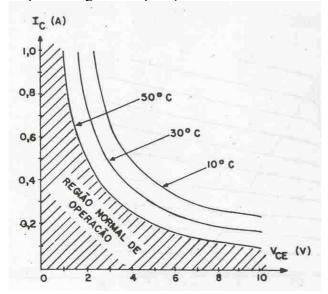


Figura 7-6 Efeito da variação de temperatura sobre a região de operação do transistor

### 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  $V_{\text{CE}}$  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  $V_{\rm CE}$  igual a zero volt, ficando a corrente de coletor limitada apenas pelo resistor de carga  $(R_{\rm L})$ .

Pelo que já vimos até aqui, fica evidente que a reta de carga é determinada por dois valores: tensão de alimentação e valor de  $R_{\rm L}$ .

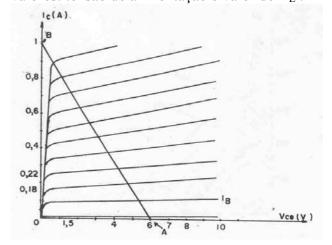


Figura 7-7 Traçado da reta de carga

Na escolha da tensão de alimentação e do valor de R<sub>L</sub>, 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  $R_{\rm L}$  e de  $V_{\rm CC}$ .

Quando queremos que o circuito opere como amplificador de potência, escolhemos valores que determinem uma reta de carga mais inclinada, como a de  $R_{\rm L1}$ , 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  $R_{L3}$ .

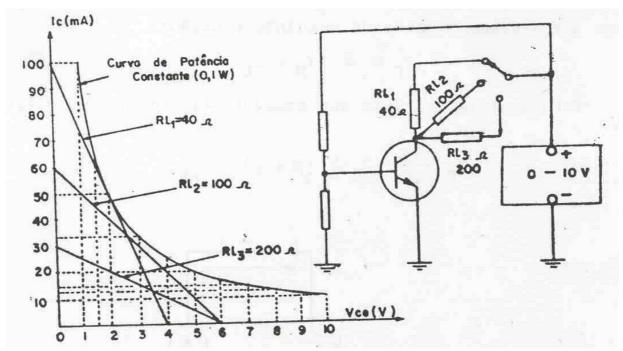


Figura 7-8 Traçado da reta de carga em função de  $R_L$  e  $V_{CC}$ 

# 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<sub>CBO</sub> 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:

$$I_C = \beta \times I_B + (\beta + 1) I_{CBO}$$

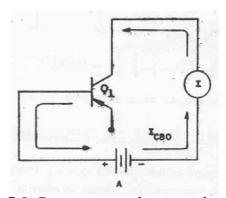


Figura 7-9 Corrente entre base e coletor, com emissor aberto

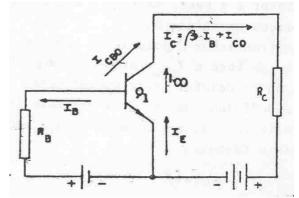


Figura 7-10 Correntes inversas no transistor polarizado

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  $I_{\rm CO}$  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  $I_{\rm B}$  igual a zero flui uma pequena  $I_{\rm C}.$ 

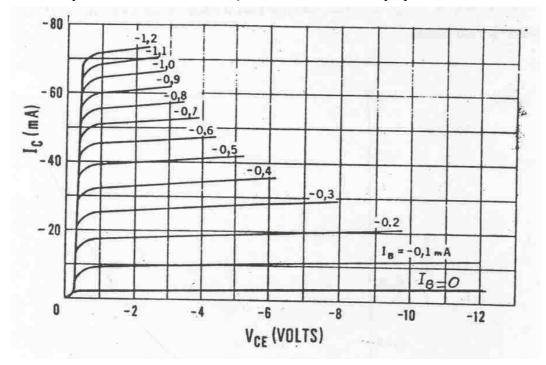


Figura 7-11 Curva característica de saída de um transistor em configuração emissor comum.

A ICO 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<sub>CBO</sub> 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.

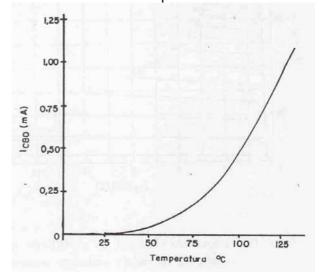


Figura 7-12 Variação de I<sub>CBO</sub> em função da temperatura da junção basecoletor

#### 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  $I_{C}$ .

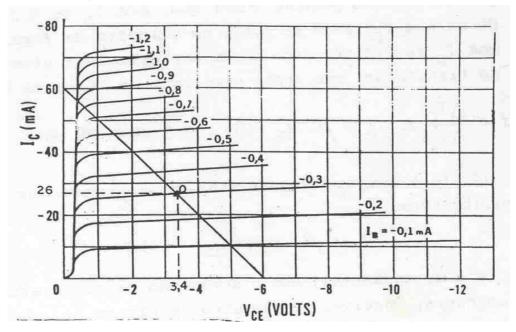


Figura 7-13 Curva característica de saída de um transistor em configuração emissor comum, com reta de carga e ponto "Q"

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:

$$R_{B} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{B}} = \frac{6V - 0.2V}{0.3mA} = \frac{5.8V}{0.3mA} = 19.3 K\Omega$$

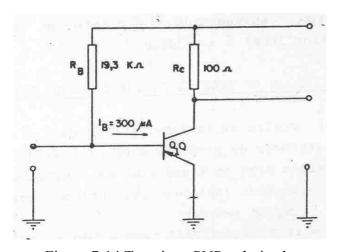


Figura 7-14 Transistor PNP polarizado

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.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$
 :  $I_C = \beta x I_B = 86x0.3 \, \text{mA} \cong 26 \, \text{mA}$ 

Já vimos que  $I_C$ , considerando-se  $I_{CO}$ , pode ser formulada da seguinte forma:

$$I_C = \beta \times I_B - I_{CO}$$

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<sub>CO</sub> aumentar, por qualquer motivo, a Ic 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 ( $V_{BE} \le 0V$ ).

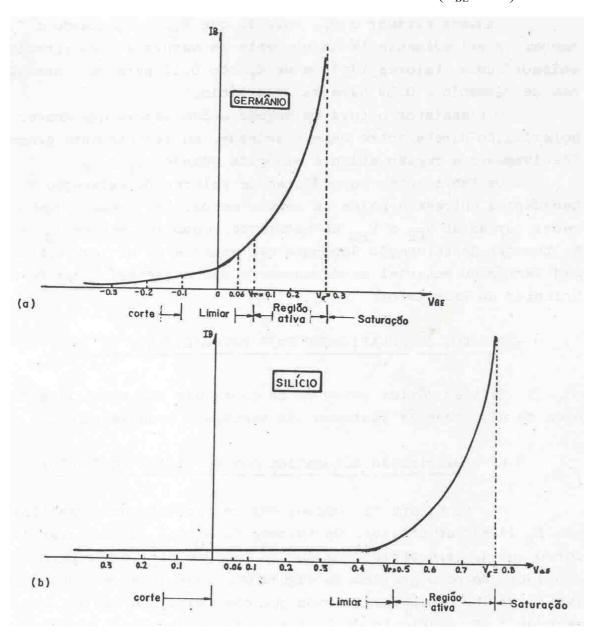


Figura 7-15 Curvas de I<sub>C</sub> em função de V<sub>BE</sub> para transistores de germânio e de silício

Quando a junção base-emissor é polarizada inversamente, a I<sub>B</sub> 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:  $V_{BE} > V \tau$ , onde  $V \tau$  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  $V\tau$ , supondo que  $V_{BE} = V\tau$  quando a  $I_{C}$  alcançar aproximadamente 1% da corrente de saturação, no circuito em emissor comum. Valores típicos de  $V\tau$  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  $V_{BE} > V_{\mathcal{T}}$ .

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 semicondutor e das características de fabricação do transistor.

# MÉTODOS DE POLARIZAÇÃO PARA ESTABILIZAÇÃO DA I<sub>C</sub>

Existem vários meios de se conseguir uma estabilização térmica da I<sub>C</sub>. 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  $\mu A$ , a  $V_{CE}$  será de 3,4  $V_C$  O cálculo de  $V_C$  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  $\mu A$ . 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  $\mu A$ , 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 manterse no ponto de operação escolhido, que no caso é de 26 mA.

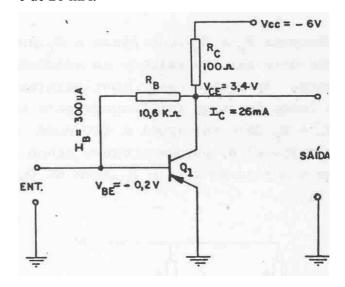


Figura 7-16 Polarização automática com R<sub>B</sub> ligado ao coletor

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<sub>CE</sub> 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.

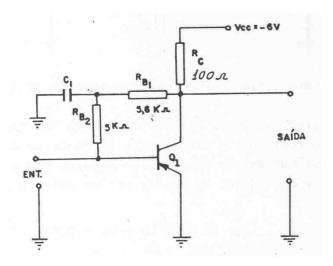


Figura 7-17 Polarização automática com atenuação da realimentação CA

# Estabilização por realimentação de CC com $R_{\rm E}\,$

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.

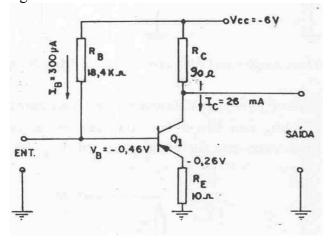


Figura 7-18 Estabilização por realimentação de CC, com  $R_E$ 

No gráfico, vemos que com uma  $I_B$  de 300  $\mu A$ , a  $I_C$  é igual a 26 mA.

No resistor  $R_E$  fluirá esta corrente de 26 mA mais a  $I_B$  de 300  $\mu A$ , que por ser de valor

muito pequeno não entrará em cogitação. A  $V_{\rm E}$  é a queda em  $R_{\rm E}$  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 V, para que a  $V_{BE}$  seja de 0.2 V, a  $V_B$  debe ser igual a -0.46 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  $\mu A$ , determinando uma  $V_B$  de -0.46V.

A  $I_B$  de 300  $\mu A$  produz uma  $I_C$  de 26 mA que fluindo em  $R_E$  causa, sobre este, uma  $V_{RE}$  de -0,26V. Vemos então que sendo a VE igual a -0,26V e a  $V_B$  de -0,46V, a  $V_{BE}$  será de -0,2V, o que constitui uma polarização direta.

Através da fórmula  $I_C = \beta \ x \ I_B + I_{CO}$ , 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  $R_{\rm E}$  é que, em circuitos de potência, ele tende a diminuir a potência útil do circuito. Além da estabilização, o uso de  $R_{\rm E}$  tem como vantagem, aumentar a  $R_{\rm i}$ .

#### 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<sub>RB</sub> várias dezenas de vezes maior que a I<sub>B</sub>. Há, porém, vários inconvenientes. Uma I<sub>B</sub> muito alta resulta em um valor de R<sub>B</sub> 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.

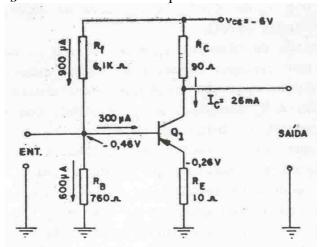


Figura 7-19 Polarização por divisor de tensão

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  $R_{\rm B}$ , supondo que a  $I_{\rm RB}$  seja igual a duas vezes a  $I_{\rm B}$ , é facilmente encontrado pela Lei de Ohm.

$$R_B = \frac{V_B}{I_{RB}} = \frac{0.46V}{600 \,\mu A} = \frac{0.46V}{6x10^{-4} \,\mu A} = 760 \, ohms$$

O valor de R<sub>F</sub> 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.  $R_{\rm E}$  realimenta negativamente a corrente contínua de base, pelo efeito térmico.  $R_{\rm B}$  tende a manter a  $V_{\rm B}$  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<sub>E</sub> 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.

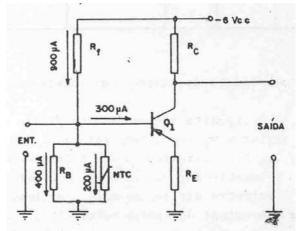


Figura 7-20 Polarização de base controlada por NTC

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  $300~\mu A$ . 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

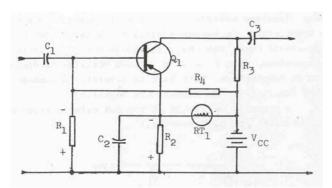


Figura 7-21 Polarização de emissor controlada por termistor

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  $R_{T1}$ .

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

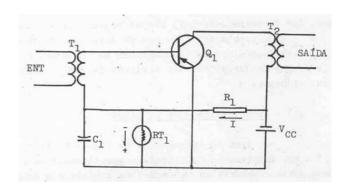


Figura 7-22 Amplificador com controle de polarização de base

O circuito apresentado na figura 7-22 emprega um termistor para variar a  $V_{\rm B}$  com a temperatura, minimizando as variações da  $I_{\rm E}$ . 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<sub>E</sub> tende a aumentar. Todavia, a resistência de RT<sub>1</sub> diminui com o aumento da temperatura, provocando maior fluxo de corrente através do divisor de tensão. Este aumento de corrente

ocasiona um aumento na VR<sub>1</sub>. A tensão de polarização direta é reduzida e assim a IE também é reduzida.

 $T_1$  acopla o sinal CA ao circuito de baseemissor.  $C_1$  mantém constante a tensão em  $RT_1$ . 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  $VR_1$  aumenta. Há uma queda de tensão em  $D_1$ , que provoca redução na polarização direta e, consequentemente, na  $I_C$ .

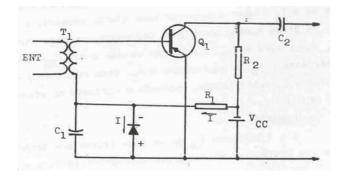


Figura 7-23 Estabilização com um diodo diretamente polarizado

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.

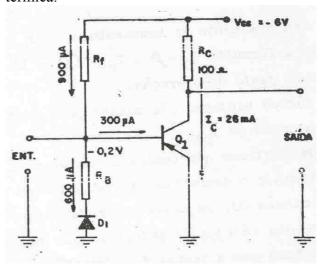


Figura 7-24 Circuito com estabilização térmica feita por diodo

 $D_1$  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<sub>CBO</sub>.
- 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:  $I_C = \beta \ x \ I_B + I_{CO}$ .
- 5 Em temperatura constante e normal, conforme a especificada pelo fabricante, a  $I_{\rm CO}$  não constitui problema num amplificador.
- 6 Com o aumento da temperatura, a  $I_C$  tende a aumentar de acordo com a fórmula:
- $I_C = \beta \ x \ I_B + (\beta + 1)x \ I_{CO} \ , \ tirando \ o$  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 estaticamente, 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  $V_{\rm BE}$  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.
- $12 \mathrm{O}$  sistema de polarização mais adequado para uma boa estabilização em circuitos amplificadores de baixa potência, é constituído por um  $R_{\rm E}$  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  $R_{\rm L}$ .

# **CAPÍTULO 8**

#### **AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS**

## CLASSIFICAÇÃO GERAL DOS AMPLIFI-CADORES

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  $\mu A$  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  $\mu A$ , em classe A.

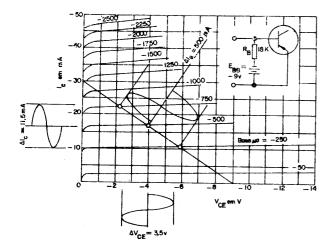


Figura 8-1 Circuito de entrada e formas de onda em classe "A"

Em seguida determinaremos o valor de RB e, para calcular esse valor é necessário que se leve em consideração o valor da VBE do transistor. Assim, a equação correta para o cálculo de RB é a seguinte:

$$R_B = \frac{(V_{CC -} V_{BE})}{I_B}$$

Na prática, porém, podemos desprezar o valor de  $V_{\rm BE}$ , e desta forma teremos:

$$R_B = \frac{V_{CC}}{I_R}$$

Substituindo a  $V_{CC}$  e  $I_B$  pelos valores de 9V e 500  $\mu A$  respectivamente teremos:

$$R_{\rm B} = \frac{9V}{500 \ \mu A} = 18k\Omega$$

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~V (valores do ponto quiescente).

Uma variação da corrente de entrada para o seu valor máximo negativo de 250  $\mu A$ , elevará a  $I_B$  para  $-750~\mu A$ , logo a  $I_C$  aumentará para -22,2~mA, enquanto que a  $V_{CE}$  diminuirá para -2,3~V.

Quando a  $I_B$  diminui para  $-250~\mu A,~a~I_C$  diminui para -11.8~mA enquanto que a  $V_{CE}$  aumenta para -5.5~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  $180^\circ$  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  $I_{\rm B}$  igual à zero como se vê na figura 8-2.

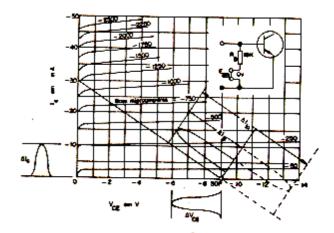


Figura 8-2 Circuito de entrada e formas de onda em classe "B"

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 emissorbase está polarizada inversamente. O transistor fica cortado e parte da corrente de entrada passa através de R<sub>B</sub>, 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.

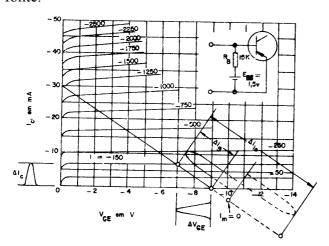


Figura 8-3 Circuito de entrada e formas de ondas em classe "C"

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.

$$V_{BE} = E_{BB} + (Iin \times R_B) =$$
  
= 1,5V + (-100\tmu A \times 15k) =  
= 1,5V + (-1,5V) = 0

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.

| г               |                          | ·                           | r ————                |
|-----------------|--------------------------|-----------------------------|-----------------------|
| CLASSE          | FORMAS DE CNDAS DE EXTR. | FORMAS DE<br>ONDAS DE SAÍDA | PERÍODO<br>DE CONDUÇÃ |
| A <sub>t</sub>  | \\                       |                             | 360°                  |
| A <sub>2</sub>  |                          | Saturoção                   | 340°                  |
| ΑΒ <sub>į</sub> | ~~                       |                             | 340°                  |
| AB2             | -\\                      | Saturopão<br>               | 320*                  |
| В               | $\Delta$                 | Conte                       | 180°                  |
| B <sub>2</sub>  |                          | Corte                       | entre (20°<br>e (80°  |
| С               |                          | Corte                       | 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<sub>1</sub> 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 30µF. É necessário que o valor do capacitor seja alto, por causa da baixa impedância de entrada do estágio seguinte.

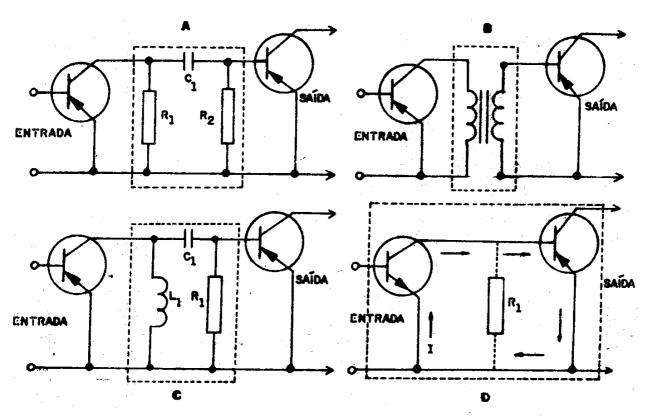


Figura 8-5 Amplificador com acoplamento RC

O sinal que sai do primeiro estágio, desenvolve-se no resistor  $R_{\rm B}$ . 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  $X_{\rm C}$  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 baseemissor do segundo estágio.

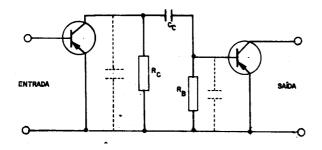


Figura 8-6 Capacitância entre os elementos do transistor

Observe na figura 8-6 que  $C_C$  e  $R_B$  estão em série e em baixas freqüências 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 freqüências, 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 freqüências 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<sub>1</sub> 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.

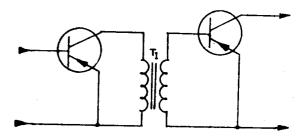


Figura 8-7 Acoplamento a transformador

# 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 freqüências, causa a queda de resposta nestas freqüências. Nas altas freqüências, 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 (L1), como apresentado na figura 8-8

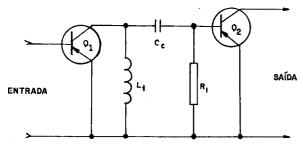


Figura 8-8 Acoplamento por impedância

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.

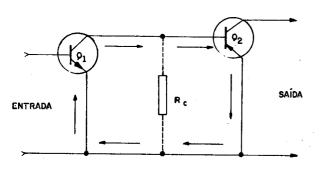


Figura 8-9 Acoplamento direto

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  $R_{\rm C}$  (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 acoplador 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 TRANSIS-TORIZADOS

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.

circuito O de entrada de um amplificador transistorizado deve ser alimentado com a corrente de saída de um préamplificador. 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<sub>B</sub> 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<sub>L</sub> 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.

 $R_{\rm E}$  é o resistor de estabilização de emissor e está ligado em paralelo com o capacitor de desacoplamento  $C_{\rm E}$ .

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.

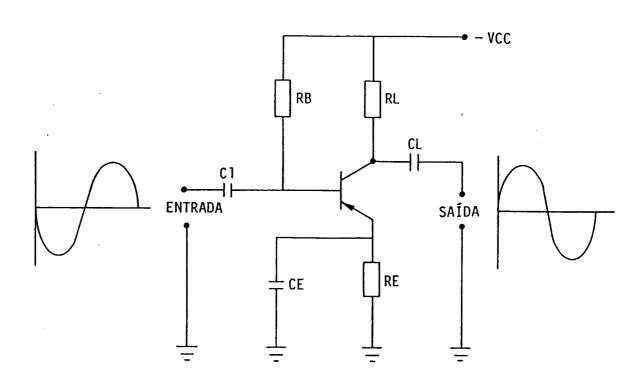


Figura 8-10 Amplificador de áudio básico

## **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 rádiotransmissor, 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.

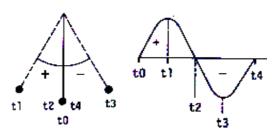


Figura 9-1 Movimento de um pêndulo simples

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.

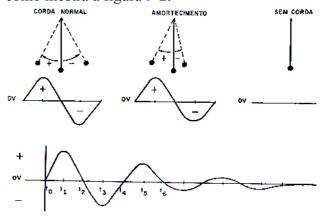


Figura 9-2 Formas de onda do pêndulo

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.

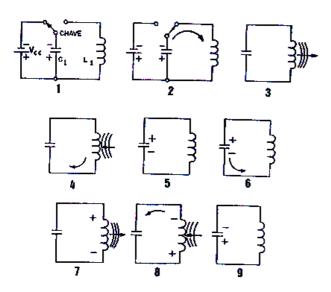


Figura 9-3 Funcionamento do circuito oscilador

#### **Funcionamento**

Para entendermos como a oscilação se processa, consideremos o que ocorre ao se carregar o capacitor da figura 9-3.

- $1^{\circ}$  Passo O capacitor  $C_1$  se carrega com o valor de  $V_{CC}$ , com a polaridade indicada.
- 2° Passo O capacitor C<sub>1</sub> se descarrega sobre o indutor L<sub>1</sub>.
- 3º Passo A energia está agora acumulada no indutor, em forma de campo magnético.
- 4° Passo L<sub>1</sub> induz uma corrente no mesmo sentido mostrado no segundo passo.
- 5° Passo O capacitor C1 se carrega com polaridade contrária à do segundo passo.
- $6^{\circ}$  Passo O capacitor se descarrega sobre  $L_1$  com corrente oposta à do segundo passo.
- 7° Passo A energia está novamente acumulada em L<sub>1</sub> em forma de campo magnético.
- 8° Passo O indutor induz uma corrente no mesmo sentido do passo 6.
- $9^{\circ}$  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 OSCILA-DOR

## **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 (Es) menos a energia de realimentação (Er):

$$Ec = Es - Er$$

A potência de realimentação (Er) 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 Ec, Es e Er e o resistor de realimentação.

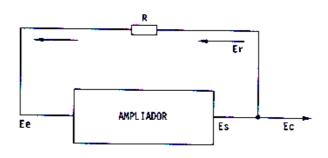


Figura 9-4 Representação em bloco do oscilador

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 (Ee) 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:

$$Ee = Er - perdas$$

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

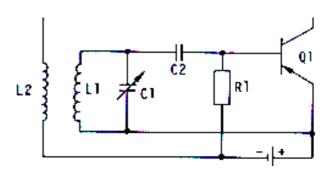


Figura 9-5 Oscilador Armstrong

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 L1.

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:

$$Fo = \frac{1}{2\Pi\sqrt{Lc}} = \frac{0.159}{\sqrt{Lc}}$$

## **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

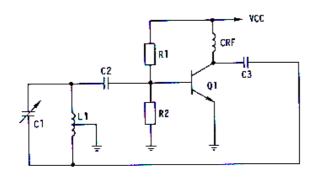


Figura 9-6 Oscilador Hartley

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:

$$Fo = \frac{0,159}{\sqrt{Lc}}$$

Isto, uma vez que o circuito tanque deste oscilador é constituído pelo conjunto  $L_{\rm C}$ .

## **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.

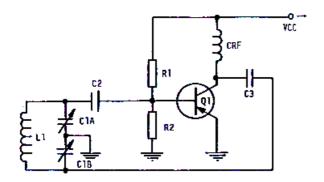


Figura 9-7 Oscilador Colpitts

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 fregüências 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.

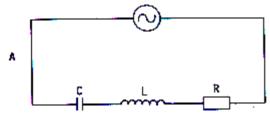


Figura 9-9 Circuito equivalente de um cristal sem placas

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.

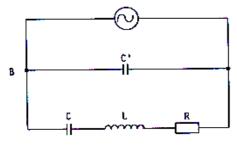


Figura 9-10 Circuito equivalente de um cristal entre as placas

#### 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.

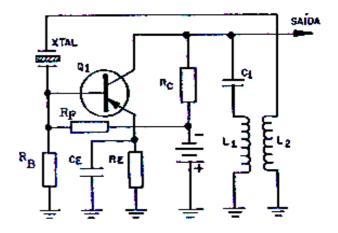


Figura 9-11 Circuito do oscilador Armstrong a cristal

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.

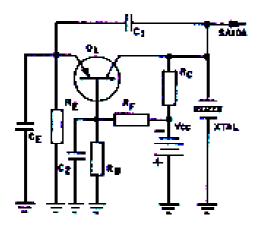


Figura 9-12 Circuito do oscilador Colpitts a cristal

#### 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.

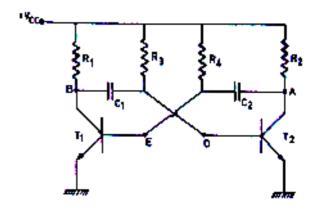


Figura 9-13 Multivibrador astável

#### **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.

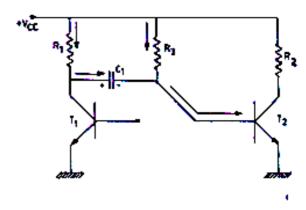


Figura 9-14 Circuito do multivibrador

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 = t0+t.

Ainda com relação às condições adotadas temos que o ponto A estará praticamente em terra (0,3V), logo, C<sub>2</sub> se descarregará através do coletor de T<sub>2</sub>,

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.

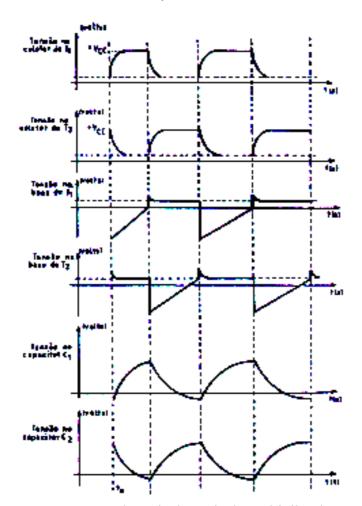


Figura 9-15 Formas de onda de saída do multivibrador astável

## **CAPÍTULO 10**

#### TRANSISTORES ESPECIAIS

# INTRODUÇÃO

Os laboratórios das grandes fábricas de procuram dispositivos semicondutores continuamente melhorar as características e diminuir as limitações dos transistores utilizados também descobrir novos tipos características diferentes permitam que aplicações até então fora do campo dos transistores e, de maneira geral, dos semicondutores.

Foram estão 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 iá 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 sequência 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 supridouro (S de *source* ou de supridouro).

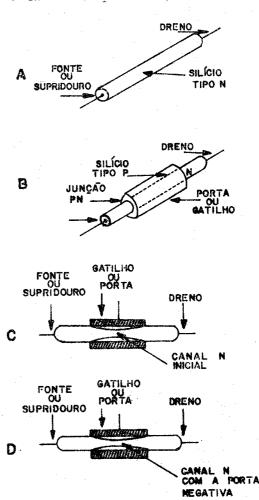


Figura 10-1 Sequência da constituição física do TEC canal N

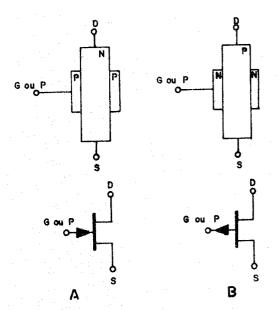


Figura 10-2 Constituição física e símbolos dos transistores TEC canal tipo N e canal tipo P

#### **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.

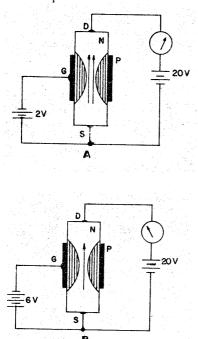


Figura 10-3 Variação da corrente em função da polarização inversa

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 supridouro 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.

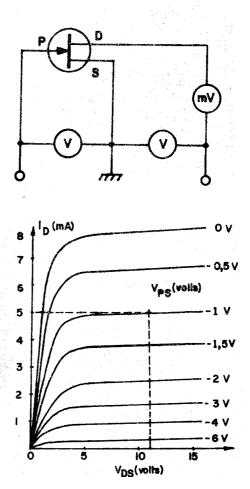


Figura 10-4 Curvas características de um TEC canal N

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<sub>D</sub>).

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 obtem-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 supridouro 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 supridouro. 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 supridouro (R<sub>1</sub>) deve ter um valor de:

$$R_1 = \frac{1 V}{0.005 A} = 200 ohms.$$

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.

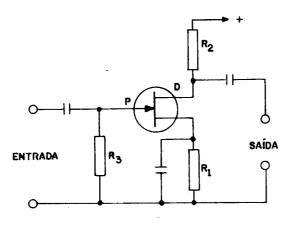


Figura 10-5 Amplificador típico com TEC

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.

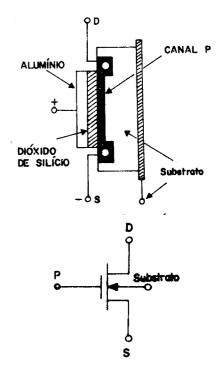
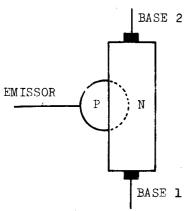


Figura 10-6 Constituição e símbolo do MOSFET canal P

# TRANSISTOR DE UNIJUNÇÃO

O transistor de junção única (TJU ou UJT) é um dispositivo semicondutor 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.



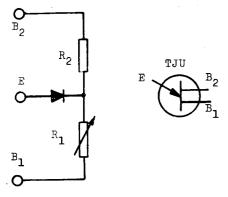


Figura 10-7 Construção física, circuito equivalente e símbolo elétrico do TJU

### 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  $E\text{-}B_1$ , polarizada diretamente pela bateria  $V_{EE}$ . Isto significa que,

quando  $I_{\rm B2}$  for igual a zero, a curva característica relacionando  $I_{\rm E}$  e  $V_{\rm E}$  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  $V_{BB}$ .

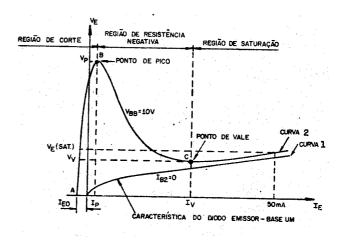


Figura 10-8 Curvas características de um transistor unijunção

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  $B_C$  é caracterizado pelo fato, aparentemente contraditório, de uma diminuição da tensão provocar um aumento de corrente.

Isto é explicado se considerarmos que, no trecho  $B_C$ , 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 ( $I_E$ ).

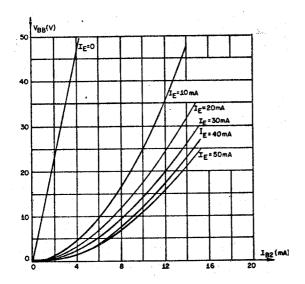


Figura 10-9 Curvas características de um transistor de unijunção, relacionando  $I_{B2},\,V_{BB}\,e\,I_{E}$ 

### 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<sub>1</sub>. O capacitor C<sub>1</sub> começa a adquirir carga através do resistor R<sub>1</sub>. 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<sub>3</sub>. Logo, o ciclo se repete e o capacitor se recarrega e volta a descarregar-se.

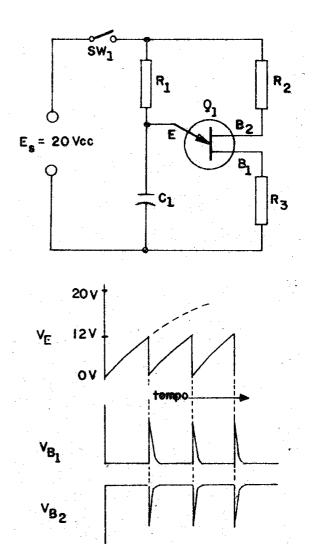


Figura 10-10 Oscilador de relaxação

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.