Escola Politécnica da USP
Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos

Eletrônica Analógica

Parte II

Prof. Dr. Diolino José dos Santos Filho
Prof. Dr. Newton Maruyama

São Paulo, Agosto de 2019

Todos os direitos reservados.
É proibida a reprodução total ou parcial por quaisquer meios sem prévia autorização dos autores.

Índice

5. Circuitos de Filtros RC e Exemplos de Projetos 3
5.1 Circuitos R-C 3
5.2 O conceito de filtragem em um R-C 5
5.3 O Retificador de meia onda com filtro capacitivo 7
5.5 Solução dos exercícios 16
6. Circuitos Reguladores de Tensão com Diodo Zener 21
6.1 Características Básicas 21
6.2 Parâmetros Importantes de um Zener 23
6.3 O conceito de Regulação com Zener 24
6.4 Capacidade de regulação do zener 28
6.5 Relação entre R_S, R_L e R_Z 30
6.5 Solução dos exercícios 31
7. Transistores Bipolares 32
7.1 Aspectos básicos construtivos 32
7.2 Polarização (E-B) direta / (B-C) direta. 33
7.3 Polarização (E-B) reversa / (B-C) reversa 34
7.4 A polarização (E-B) direta / (B-C) reversa e o Efeito Transistor 35
7.5 Relações básicas em um transistor bipolar 37
7.6 O modelo de Ebers-Moll 38
7.7 Potência dissipada em um transistor 41
7.8 Curvas do Transistor Real 42
7.9 O conceito de Reta de Carga 44
8. Reguladores Transistorizados Discretos 46
8.1 Reguladores com Transistor de Passagem 47
8.2 Regras de projeto 51
8.3 Exercício de projeto 52
8.4 Limitações 54
8.5 Reguladores com Realimentação Negativa 54
8.6 Solução dos Exercícios 57

5. Circuitos de Filtros RC e Exemplos de Projetos

A partir do momento em que se dispõe de um sinal retificado, o objetivo passa a ser diminuir a flutuação deste sinal. Uma maneira trivial de se realizar esta atenuação consiste em filtrar este sinal a partir de filtros capacitivos de concepção bastante simples.

5.1 Circuitos R-C

Vamos analisar o comportamento do circuito da Fig. 5.1.

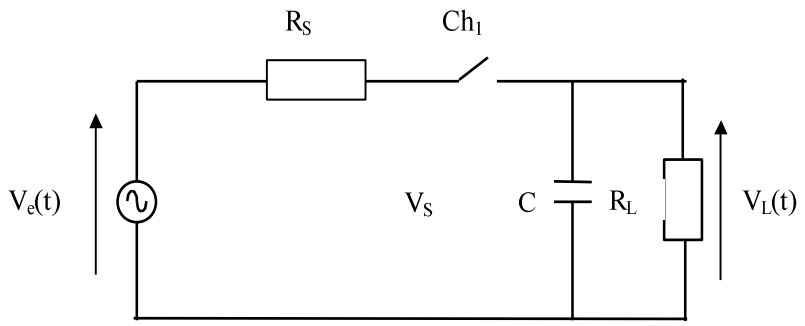


Fig. 5.1 Resposta transitória de um circuito R-C

Para analisarmos de forma sistemática, vamos considerar as duas situações possíveis:

a) chave CH1 fechada

- Supondo que inicialmente o capacitor estava descarregado, após fechar a chave CH1, C se carrega rapidamente através de $R_S//R_L$ (é só aplicar Thevenin entre os terminais do capacitor).
- Esta hipótese está de acordo com a consideração de que Rs representa as perdas da fonte e portanto corresponde a um resistor de pequeno valor.

b) chave CH1 aberta (Fig. 5.2)

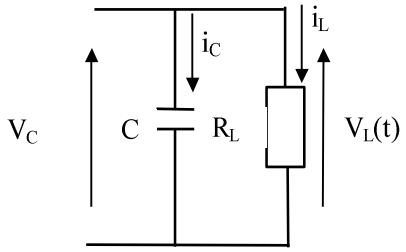


Fig. 5.2 Circuito equivalente para chave aberta

- em R_L : $V_{RL} = R_L . i_{RL}$ (5.1)

- em C: $i_C = C.\frac{dV_C}{dt}$ (5.2)

de (5.1) e (5.2) temos:

- se $i_{RL} = i \Rightarrow i_c = -i$

- $V_{RL} = V_c = V$

- tem-se portanto $v = R_L.\left(-C\frac{dv}{dt}\right)$ (5.3)

- manipulando (5.3) tem-se:

$$\frac{1}{R_L C}.dt = -\frac{dv}{v}$$

$$-\frac{t}{R_L C} = \ln v + \ln k \quad (5.4)$$

$$\therefore \ln kv = -\frac{t}{R_L C} \Rightarrow kv = e^{\frac{-t}{R_L C}}.$$

- em $t = 0 \Rightarrow v = V_0 \Rightarrow k = \frac{1}{V_0}$ (5.5)

$$\therefore v = V_0.e^{\frac{-t}{RC}}$$

O termo $R_L.C$ possui a dimensão de tempo e define-se como a constante de tempo do circuito $R_L.C$, isto é, o tempo decorrido entre o instante t = 0 e $t = \tau = R_L.C$ que corresponde ao tempo necessário para que a amplitude de um sinal amortecido que saiu de valor inicial atinja 0,368 deste valor.

Portanto $\tau = R_L.C$

- quanto maior o C (armazena mais carga) ou
- quanto maior R_L (resistência à passagem de corrente),
- maior o tempo de descarga $\Rightarrow$ maior o τ .

5.2 O conceito de filtragem em um R-C

Na secção anterior vimos como um circuito R-C paralelo comporta-se dinamicamente no tempo. Outra forma de se analisar o desempenho do circuito é a partir do estudo de seu comportamento no domínio da frequência (Fig. 5.3).

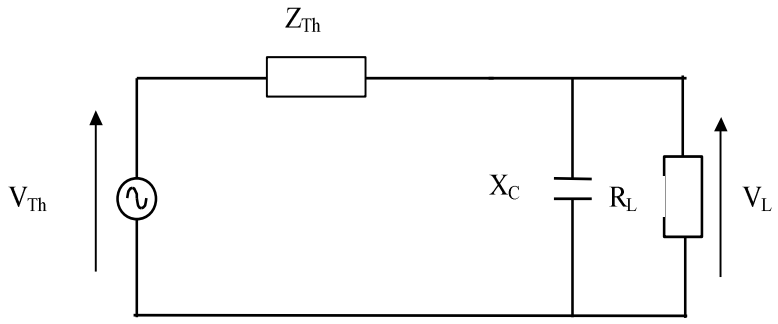


Fig. 5.3 Circuito equivalente no domínio da freqüência

A impedância de um capacitor em função da frequência (Laplace) é dada por :

$$i = \frac{C.d.v}{dt} \Rightarrow \qquad \text{domínio do tempo} \qquad (5.6)$$

$$I(s) = L\left[C.\frac{dv}{dt}\right] \Rightarrow \quad \text{domínio de frequência} \tag{5.7}$$

$$I(s) = C.s.V(s) \Rightarrow \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{1}{sC} = Xc \tag{5.8}$$

onde X_C é a reatância de um capacitor.

Portanto, temos que:

$$Xc = \frac{1}{sC} = \frac{1}{jwC} = \frac{1}{j.2\pi.fC} \tag{5.9}$$

Observando-se (5.9) vemos que **quanto maior a freqüência, menor a impedância do capacitor**.

Voltando ao circuito apresentado no início desta seção, se Xc diminui, X_C // R_L diminui, causando uma diminuição no sinal V_L , uma vez que Z_{th} e X_C//R_L constituem um divisor de tensão.

Apresentados estes conceitos, é possível verificar que à medida em que a freqüência do sinal V_{th} aumenta, o sinal V_L obtido tem sua amplitude diminuida. A este efeito denomina-se filtragem de altas frequências, ou melhor, o circuito R_L//C constitui um filtro passa-baixa (a amplitude do sinal V_L é maior, quanto menor for a freqüência do sinal de entrada).

No caso de um sinal retificado, se decompormos estes sinais em suas várias harmônicas, de acordo com a série de Fourier equivalente, podemos prever que à medida em que se aumenta a frequência das harmônicas, o circuito R_LC responde atenuando a amplitude do sinal V_L de forma crescente. Portanto, este circuito é adequado para filtrar as flutuações do sinal retificado, no sentido de obtermos um sinal cada vez mais próximo de um sinal constante no tempo.

5.3 O Retificador de meia onda com filtro capacitivo

Vamos analisar o retificador de meia onda com filtro capacitivo da Fig. 5.4.

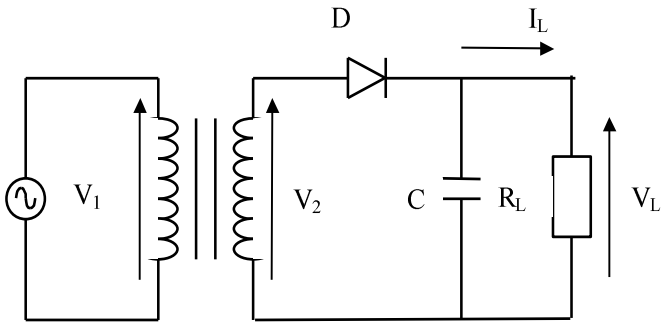


Fig. 5.4 Retificador de meia onda com filtro capacitivo

A forma de onda obtida na carga é do tipo ilustrado na Fig. 5.5.

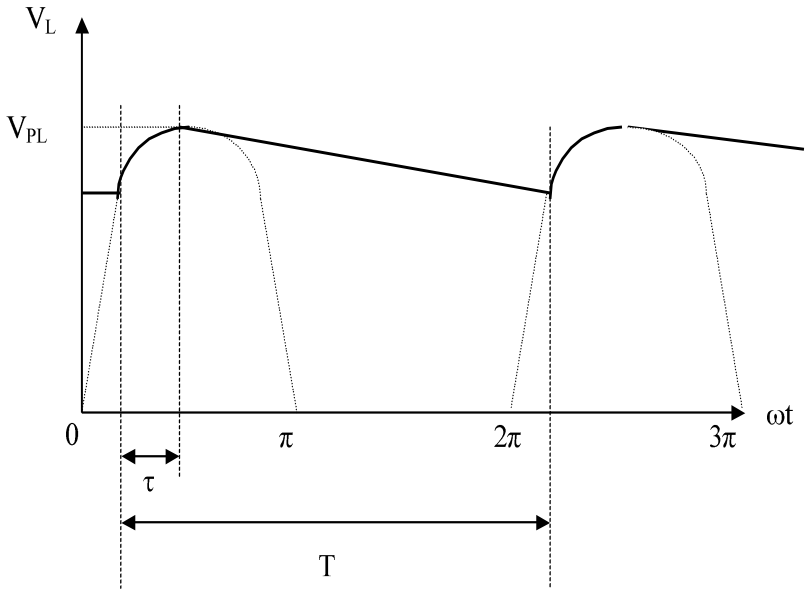
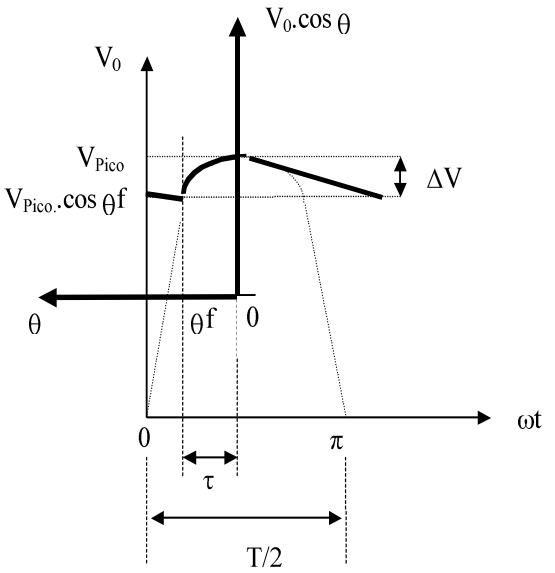


Fig. 5.5 Forma de onda na carga de um retificador de meia onda com filtro capacitivo

Enquanto a tensão no capacitor V_L for menor que V_2, o capacitor é carregado. A partir do momento em que a tensão V_2 começa a diminuir em direção a $-V_{2P}$, a tensão V_L torna-se maior que V_2 e o diodo corta, ocorrendo a descarga do capacitor através de RL. A flutuação Δ V denomina-se-se "ripple" ou ondulação.

A) Cálculo do tempo de Carga τ

Para o cálculo de τ não será realizada nenhuma aproximação, ou seja, será considerado um arco de senóide, conforme ilustra a Fig. 5.6.



$V_{Pico} - V_{Pico}.\cos\theta f = \Delta V$
⇓
Obtem-se θf

$\tau / T = \theta f / 2\pi$*
⇓
Obtem-se τ
*Para θf em radianos.

Fig. 5.6 Cáculo do tempo de carga

Da curva cossenóide da Fig. 5.6 tem-se:

$$V_{P_L} - V_{P_L}.\cos\theta_f = \Delta V \Rightarrow \cos\theta_f = \frac{V_{PL} - \Delta V}{V_{PL}} \qquad (5.10)$$

$$\text{ou então, } \theta_f = \arccos\left[\frac{V_{PL} - \Delta V}{V_{PL}}\right] \qquad (5.11)$$

A partir de (5.11) podemos determinar τ pela seguinte relação:

$$\theta_f \rightarrow \tau$$

$$2\pi \rightarrow T \qquad \tau = \frac{\theta_f . T}{2\pi} \tag{5.12}$$

É importante observar que neste cálculo não foi realizada nenhuma aproximação porque a resistência que representa as perdas no cobre no enrolamento do secundário do transformador é muito pequena e, portanto, em paralelo com R_L carregará rapidamente o capacitor permitindo que este acompanhe o sinal senoidal V_2, ou seja, V_L é um arco de senóide (ou cossenóide) durante τ.

B) Dimensionamento do Capacitor

Para o dimesionamento do capacitor vamos realizar uma aproximação linearizando a forma de onda retificada de acordo com a Fig. 5.7.

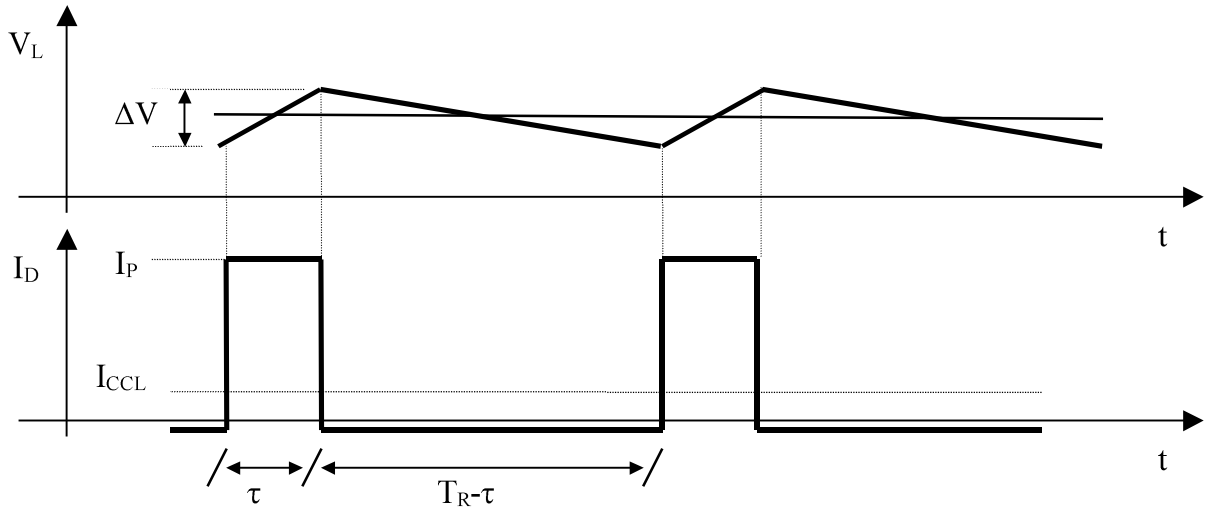


Fig. 5.7 Aproximação da tensão no capacitor e da corrente no diodo

Da Fig. 5.7 temos:

$$V_{CC_L} = V_{PL} - \frac{\Delta V}{2}$$
$$I_{CC_L} = \frac{V_{CC_L}}{R_L} = \frac{V_{PL} - \Delta V/2}{R_L} \qquad (5.13)$$

O período de descarga T_R-τ linear sugere que a corrente de descarga é constante, uma vez que corresponde à derivada de uma rampa, e portanto corresponde à I_{CCL}. Temos, portanto, durante a descarga (com aproximação linear):

$$\therefore I_{CCL} = I_C = C.\frac{\Delta V}{T_R - \tau}$$

$$\therefore C = \frac{(T_R - \tau)}{\Delta V}.I_{CCL}$$

Dimensionando-se I_{CCL} e assumindo-se que por hipótese pretende-se obter um determinado "ripple" ΔV, determina-se um valor de capacitor C.

Esta aproximação linear para a descarga de C será tão mais adequada quanto maior for R_L (isto também faz crescer o valor deτ).

C) A corrente que passa no diodo

Conforme visto anteriormente, o diodo conduz durante o período τ. Portanto, considerando-se ainda o modelo linear para a carga e descarga, podemos escrever:

a) o circuito é dado pela Fig. 5.8 onde
$I_D = I_C + I_L$. (5.14)

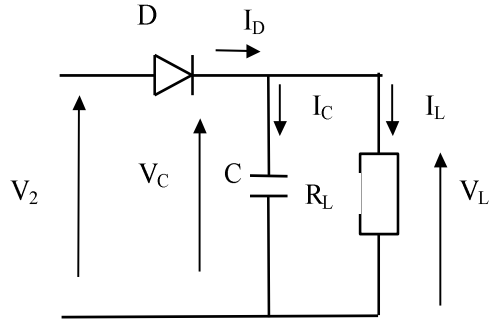


Fig. 5.8 Análise do circuito retificador com filtro capacitivo

b) utilizando a aproximação linear temos podemos dizer que a carga perdida pelo capacitor durante (T_R-τ).é resposta durante τ, resultando:

$$I_{CC_L}.(T_R - \tau) = I_C.\tau$$

$$\textbf{portanto} \qquad I_C = I_{CC_L}.\frac{(T_R - \tau)}{\tau} \qquad (5.15)$$

c) Voltando para a equação (5.14), resta considerar que a corrente que passa pelo diodo deve recarregar o capacitor e manter a tensão média na carga V_{CCL}. Como estamos considerando aproximações lineares para a carga e descarga do capacitor o que significa considerar correntes constantes médias, o objetivo é então garantir V_{CCL} supondo-se I_{CCL} aplicado na carga R_L. Desta forma em (5.14) obtem-se:

$$I_D = I_C + I_L$$

$$I_D = I_{CC_L}.\left(\frac{T_R - \tau}{\tau}\right) + I_{CC_L} \qquad (5.16)$$

$$\therefore\ I_D = \frac{T_R}{\tau}.I_{CC_L}$$

A forma de onda da corrente I_D já foi ilustrada anteriormente na Fig. 5.7 onde tem-se:

I_P é a corrente de pico no diodo.

$$\therefore I_P = \frac{T_R}{\tau}.I_{CC_L}$$

d) A corrente média no diodo será:

$$I_{DM} = \frac{1}{T_R}\int_0^{TR} I_D dt = \frac{1}{T_R}\int_0^{\tau} \frac{T_R}{\tau}.I_{CCL}.dt =$$
$$= \frac{1}{\tau}.I_{CC_L}.t\,|_0^{\tau} \Rightarrow I_{DM} = I_{CCL} \qquad (5.17)$$

e) A corrente eficaz no diodo será:

$$I^2{}_{Def} = \frac{1}{T_R}.\int_0^{T_R} I^2{}_D dt = \frac{1}{T_R}.\int_0^{\tau}\left(\frac{T_R}{\tau}.I_{CCL}\right)^2.dt =$$
$$= \frac{1}{T_R}.\frac{T_R{}^2}{\tau^2}.I^2{}_{CC_L}.t\,|_0^{\tau} = \frac{T_R}{\tau}.I^2{}_{CCL} \qquad (5.18)$$

Portanto teremos :

$$I_{Def} = I_{CCL}.\sqrt{\frac{T_R}{\tau}}$$

D) Dimensionamento do PIV

Finalizando a análise de retificadores de meia onda com filtro capacitivo, vamos verificar o comportamento do diodo quando reversamente polarizado:

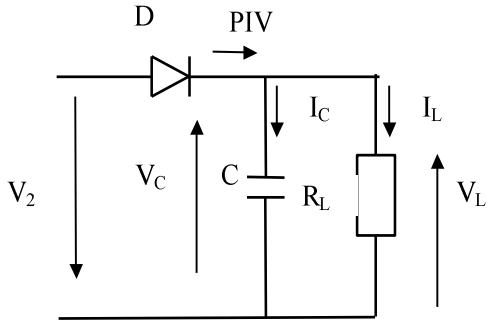


Fig. 5.9 Cálculo do PIV

A partir do circuito temos:

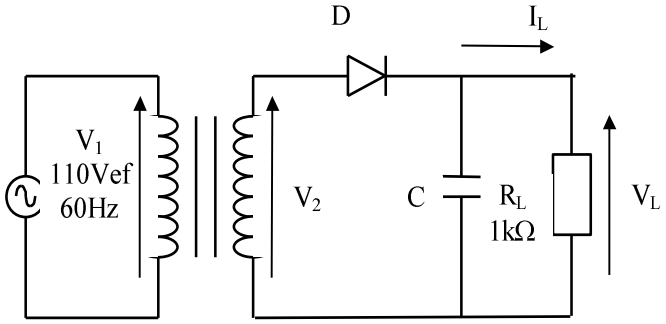
$$PIV = V_{2P} + V_C \qquad (5.19)$$

De acordo coma curva, considerando diodo ideal , por questões de segurança podemos considerar:

$$PIV = 2V_{2P} \qquad (5.20)$$

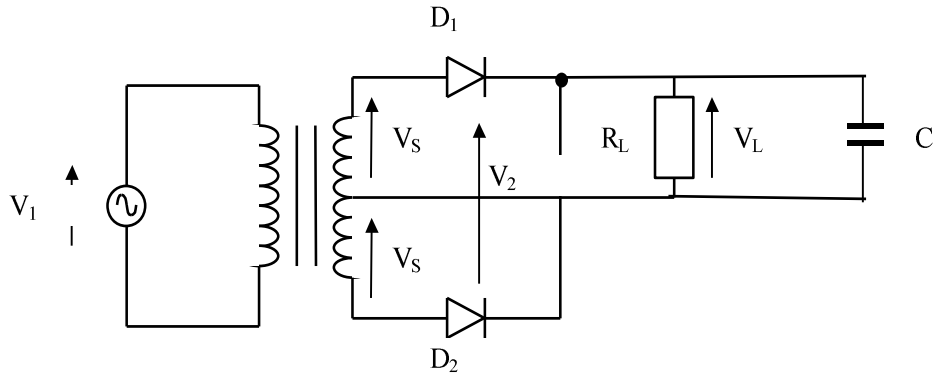
Exercício 5.1

Projete um filtro capacitivo para um retificador de meia onda com flutuação $\Delta V = 2V$



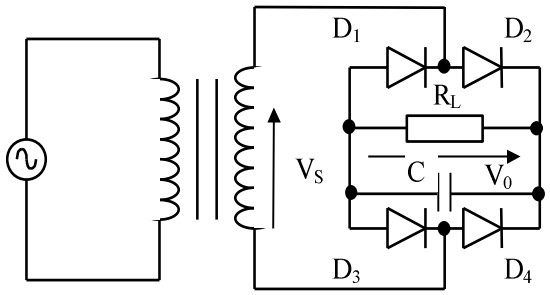
Exercício 5.2.

Projete um filtro para um retificador de onda completa com flutuação $\Delta V=2V$



Exercício 5.3.

Projete um filtro para um retificador em ponte, com "ripple"de 2V.



5.5 Solução dos exercícios

Exercício 5.1

$V_1 = 110\,Vef$ $\qquad$ $V_2 = \frac{1}{11}.110 \Rightarrow V_{2P} = 10\sqrt{2}.V$

$V_2 = \frac{N_2}{N_1}.V_1$

Considerando carga e descarga lineares temos:

$V_{CC_L} = V_{L_P} - \frac{\Delta V}{2}$, $\qquad$ para diodo ideal $\Rightarrow V_{L_P} = V_{2_P}$

$\therefore$ temos $V_{CC_L} = 10\sqrt{2} - \frac{2}{2} \Rightarrow V_{CC_L} = (10\sqrt{2} - 1)V$ $\quad V_{CC_L} = 13{,}14V$

$I_{CC_L} = \frac{V_{CC_L}}{R_L} = 13{,}14\,mA$

O tempo de carga do capacitor pode ser calculado a partir da curva de VL , sem aproximações:

$\therefore \Delta V = V_{P_L} - V_{P_L}.\cos\theta.f$

$2 = 10\sqrt{2}..(-\cos\theta f) \Rightarrow \cos\theta f = 0{,}86 \Rightarrow \theta f = 30{,}84°$

portanto $\theta f \rightarrow \tau$

$360° \rightarrow T = 1/60 \qquad \tau = \frac{30{,}84}{360}.\frac{1}{60} \Rightarrow \tau = 1{,}43\,mscg$

Voltando ao modelo linear para a descarga do capacitor temos:

$I_C = C.\frac{\Delta V}{(T_R - \tau)}$

$$\therefore \quad \text{como} \quad I_C = I_{CC_L} \Rightarrow C = I_{CC_L}.\left(\frac{T_R - \tau}{\Delta V}\right)$$

$$\therefore C = 13{,}14x10^{-3}.\left(\frac{1/60 - 1{,}43x10^{-3}}{2}\right)$$

$$\therefore C = 100{,}10\mu F$$

Quanto à corrente no diodo teremos:

$I_D(t) = I_P$ (durante τ)

$I_D(t) = 0$ (durante TR - τ)

onde $$I_P = I_{CC_L}.\frac{T_R}{\tau} = 13{,}14x10^{-3}.\frac{1/60}{1{,}43x10^{-3}}$$

$$\therefore I_P = 153{,}15mA$$

- a corrente média no diodo será $I_{DM} = I_{CCL}$
- devemos ter $I_{DM} < I_O$, onde $I_{DM} = 13{,}14mA$ e $I_0 = 1A$

Concluímos, portanto, que o diodo é adequado.

A corrente eficaz no diodo será:

$$I_{Def} = I_{CC_L}.\sqrt{\frac{T_R}{\tau}} = 13{,}14x10^{-3}.\sqrt{\frac{1/60}{1{,}43x10^{-3}}}$$

$$\therefore I_{Def} = 44{,}86mA$$

A tensão de PIV no diodo será:

$$PIV \cong 2V_{2P} \Rightarrow PIV = 20\sqrt{2}V$$

Faça um diagrama elétrico do circuito ilustrando o PIV!

Exercício 5.2.

$V_S = 10Vef \Rightarrow V_{SP} = 10\sqrt{2}V$

Considerando carga e descarga lineares temos:

$V_{CC_L} = V_{L_P} - \frac{\Delta V}{2}$, para diodo ideal $\Rightarrow V_{L_P} = V_{SP}$

$\therefore$ temos $V_{CC_L} = 10\sqrt{2} - 2/2 \Rightarrow V_{CC_L} = 13,14V$

$I_{CC_L} = \frac{V_{CC_L}}{R_L} \Rightarrow I_{CC_L} = 13,14mA$

O tempo de carga do capacitor pode ser calculado a partir da curva de V_L , sem aproximações.

$\Delta V = V_{P_L} - V_{P_L}.\cos\theta f$

$2 = 10\sqrt{2}.(-\cos\theta) \Rightarrow \phi f = 30,84°$

portanto, $\theta f \rightarrow \tau \qquad \tau = \frac{30,84}{360}.\frac{1}{60} \Rightarrow \tau = 1,43msg$

$368 \rightarrow 1/60\text{seg}$

Voltando ao modelo linear para a descarga do capacitor.

$I_C = C.\frac{\Delta V}{(T_R - \tau)}$

- como $I_C = I_{CC_L} \Rightarrow I_{CC_L} = C.\frac{\Delta V}{(T_R - \tau)} \Rightarrow C = I_{CC_L}.\frac{(T_R - \tau)}{\Delta V}$

$\therefore C = 13,14x10^{-3}\, x \frac{(1/120 - 1,43x10^{-3})}{2}$

$\therefore C = 45,35\mu F$

Quanto à corrente no diodo teremos:

$I_D = I_C + I_L$ onde : $I_L = I_{CC_L}$ (para manter V_{CC_L} na carga R_L)

(durante τ) I_C = corrente de carga do capacitor.

$$\left(\frac{\text{carga dissipada}}{\text{durante } T_R - \tau}\right) = \left(\frac{\text{carga recebida}}{\text{durante } \tau}\right)$$

$$I_{CC_L}.(T_R - \tau) = I_C.\tau$$

$$\therefore I_C = I_{CC_L}.\left(\frac{T_R - \tau}{\tau}\right)$$

$$\text{Portanto } I_D = I_{CC_L} + I_{CC\,L}.\frac{T_R}{\tau} - I_{CC_L} \Rightarrow I_D = I_{CC_L}.\frac{T_R}{\tau}$$

Portanto

$$I_D = 0 \quad \text{p/t} \in [T_R - \tau]$$

$$I_D = I_P = I_{CC_L}.\frac{T_R}{\tau} \quad \text{p/t} \in \text{intervalo } \tau$$

A corrente de pico será : $I_P = I_{CC_L}.\frac{T_R}{\tau} = 13{,}14x10^{-3}.\left(\frac{1/120}{1{,}43x10^{-3}}\right)$

$$\therefore I_P = 76{,}57mA$$

A corrente eficaz no diodo será:

$$I_{Def} = I_{CC_L}.\sqrt{\frac{T_R}{\tau}} = 13{,}14x10^{-3}.\sqrt{\frac{1/120}{1{,}43x10^{-3}}}$$

$$\therefore I_{Def} = 31{,}72mA$$

A corrente média em cada diodo será:

$$I_{Dm} = \frac{I_{CC_L}}{2} = 6{,}57mA$$

Quanto á tensão de pico inversa será:

$$\therefore PIV = 2V_{SP} = V_{2P}$$

$$\therefore PIV = 20\sqrt{2}V$$

Exercício 5.3.

$$V_2 = V_1 . \frac{N_2}{N_1} = 110 . \frac{1}{11} = 10Vef \Rightarrow V_{2P} = 10\sqrt{2}V$$

$$V_{CC_L} = 10\sqrt{2} - \frac{\Delta V}{2} = (10\sqrt{2} - 1)V = 13,14V$$

$$I_{CC_L} = \frac{V_{CC_L}}{R_L} = 13,14mA$$

Analogamente ao caso anterior obtemos:

$\tau = 1,43mseg$ e $C = 45,35\mu F$

$I_P = 76,57mA$

$I_{Def} = 31,72mA$

$$I_{DM} = \frac{I_{CCL}}{2} = 6,57mA$$

Quanto à tensão de pico inversa será:

- Como D1 e D2 conduzem temos:

$PIV = V_{2p}$

$\therefore PIV = 10\sqrt{2}V$

6. Circuitos Reguladores de Tensão com Diodo Zener

6.1 Características Básicas

Nos capítulos anteriores vimos como um diodo trabalha como elemento retificador. Entretanto, a partir de alterações no processo de fabricação dos diodos, é possível construir-se um elemento que conduz, quando reversamente polarizado, a partir de uma certa tensão nominal reversa aplicada.

Estes elementos são denominados diodos Zener e a curva I_z ***x*** V_z correspondente ao comportamento dinâmico deste elemento pode ser visto a seguir (Fig. 6.1).

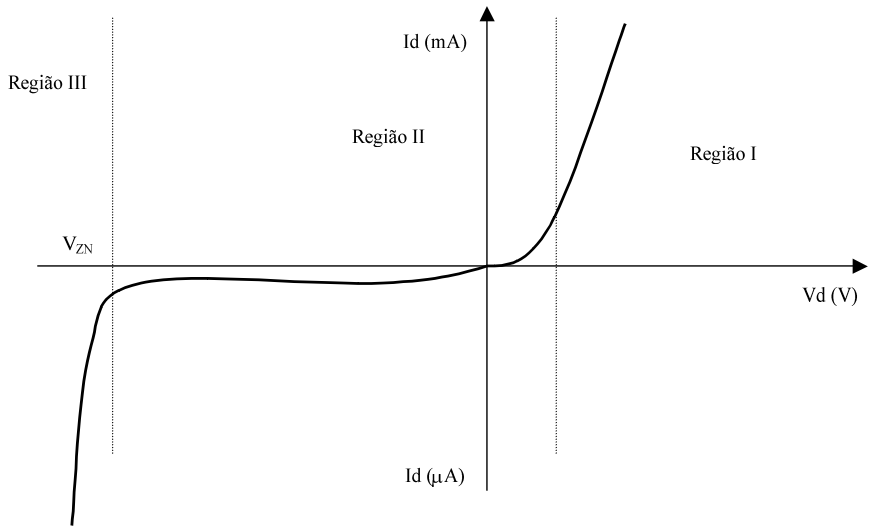


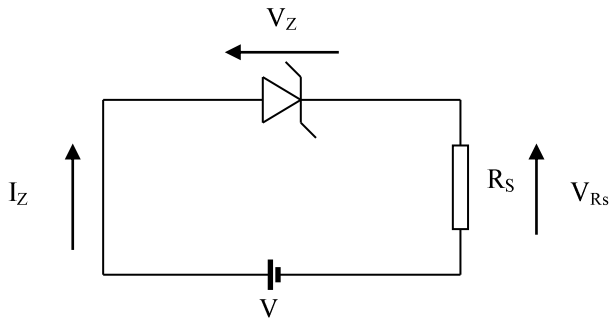
Fig. 6.1 Curva característica de um diodo zener

- Região (I): corresponde a um diodo diretamente polarizado, conforme já estudado.
- Região (II): corresponde a um diodo reversamente polarizado, conforme já estudado.
- Região (III): corresponde ao caso em que há uma corrente devido a um campo elétrico intenso que ioniza os átomos, sem que haja uma ruptura na

estrutura cristalina que causaria danos irreparáveis ao elemento. Portanto, este efeito de um diodo Zener conduzir, a partir de uma determinada tensão V_{ZN}, sem prejuízo algum é denominado, apropriadamente, efeito Zener.

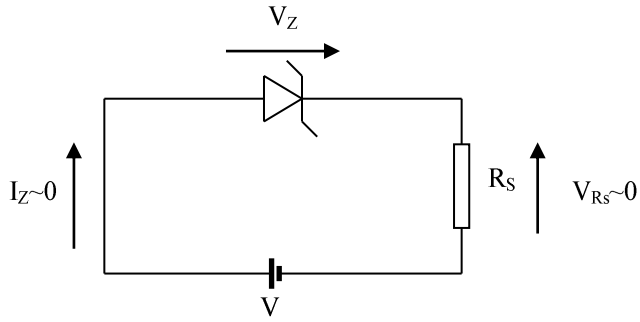
Portanto, o modo de operação de um diodo Zener em um circuito analógico caracteriza-se a partir de três estados distintos:

a) Região (I) - Zener diretamente polarizado (Chave fechada).

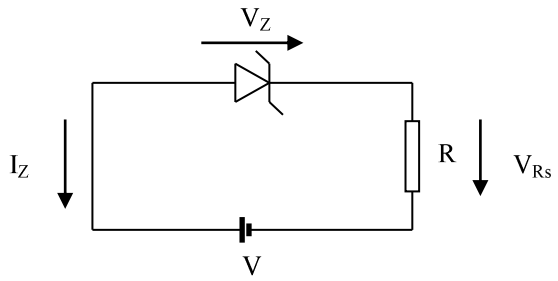


$$V_{RS} = V - 0,7 \quad \text{e} \quad I_Z = \frac{V_{RS}}{R_S}$$

b) Região (II) - Zener reversamente polarizado e $|V_Z| < V_{ZN}$ (tensão Zener nominal)



c) Região (III) - Zener reversamente polarizado e $|V_Z| > V_{ZN}$ (Chave fechada)



Logo, $V_{RS} = V - V_{ZN}$

6.2 Parâmetros Importantes de um Zener

Quanto maior a dopagem nos substratos tipos P tipo N que constituem o diodo Zener, menor será a tensão V_{ZN}.

Para inserirmos um diodo zener em um circuito é necessário observar três parâmetros fundamentos:

a) A potência máxima dissipada:

- a potência dissipada em um zener é dada por

  Pdz = Vz. Iz

- devemos ter Pdz < Pmax (especificada pelo fabricante).

b) A corrente no zener (o limite mínimo e máximo)

- a corrente mínima I_{zmin} garante que o zener não se desligue (volte para a região II).
- a partir de Iz min, devemos ter Iz > Iz min.
- a corrente máxima I_{zmax} não deve ser ultrapassada para não queimar o diodo, superando a potência máxima admissível.

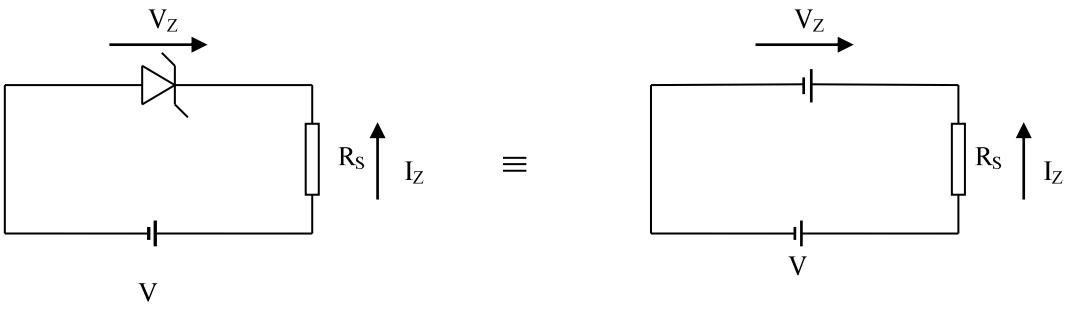
  Pmáx = Vzn . Iz máx

$\therefore$ Izmáx = Pmáx / V_{ZN}

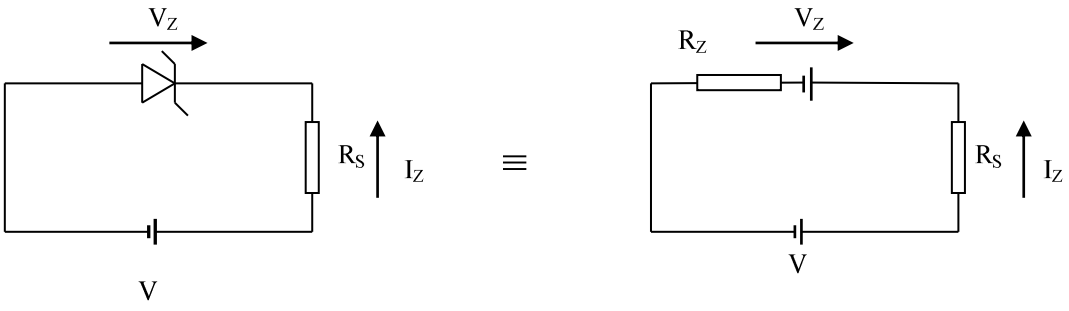
c) A resistência zener Rz:

- quando o zener trabalha na região III, há a presença de uma resistência de corpo do zener, semelhante ao efeito que ocorre quando o diodo conduz diretamente. Desta forma, podemos considerar dois modelos na região III:

c_1) modelo ideal



c_2) modelo c/Rz



6.3 O conceito de Regulação com Zener

Para apresentar o conceito de regulação, é fundamental conhecer-se um diodo zener e seu comportamento dinâmico. Voltando para a curva Iz x Vz vemos que, em virtude da baixa resistência de corpo do zener (Rz $\cong$ 5 Ω) , a curva no ponto Vz = Vzn é praticamente vertical, ou seja, grandes deslocamentos de corrente Iz, resultam em

deslocamentos mínimos em Vz, em relação a V_{ZN}. Por este motivo, considera-se que $Vz \cong V_{ZN}$ desde que Iz > Izmin (Fig. 6.2).

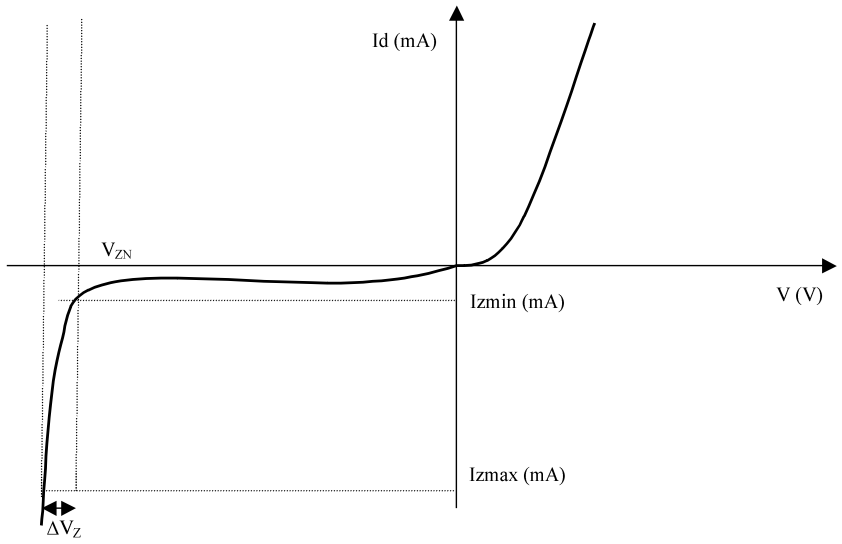


Fig. 6.2 Operação de um diodo zener como elemento regulador

Portanto o zener é capaz de atenuar flutuações de corrente, oriundas de flutuações de tensão, conforme veremos a seguir. A este efeito de atenuar-se a flutuação de um sinal dá-se o nome de regulação.

Para analizarmos o efeito de regulação, vamos considerar o circuito básico descrito a seguir na Fig. 6.3.

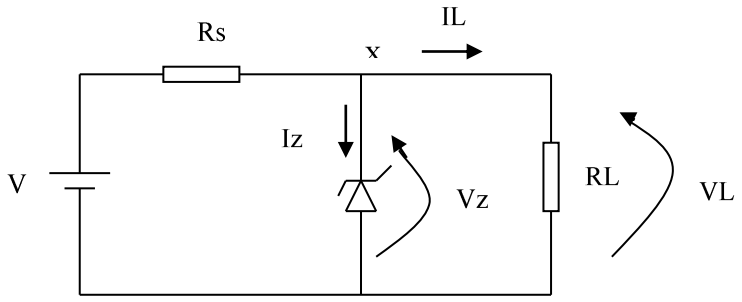


Fig. 6.3 Circuito regulador com diodo zener

A condição básica necessária para que o zener desempenhe seu papel de regulador consiste em que a tensão no ponto X deve ser tal que, supondo apenas V, Rs e R_L sem o zener (constituindo-se um divisor de tensão) obedeça a seguinte relação:

$V_X > V_Z$

Onde:

$$V_X = \frac{V.R_L}{R_L + Rs}$$

Obedecida a relação anterior temos:

$V_{RS} = V - V_Z$

$$I_{Rs} = \frac{(V - Vz)}{Rs}$$

A corrente na carga R_L é dada por:

$$I_L = \frac{Vz}{R_L}$$

Uma vez que a corrente I_{RS} é a corrente total, ou seja:

$I_{RS} = I_Z + I_L$

temos:

$$Iz = \frac{(V - Vz)}{Rs} \frac{Vz}{R_L}$$

Portanto, a corrente no zener é função de V:

- Se a tensão de entrada V diminui; Iz diminui e, portanto, é necessário manter pelo menos Izmin.
- Se a tensão de entrada V aumenta, Iz aumenta e, portanto, é necessário limitar Iz a Izmáx.

Desta forma, uma condição necessária e suficiente para polarizar o zener adequadamente é que Vx>Vz e Izmin<Iz<Izmáx conforme mostrado.

Exercício 6.1

No circuito abaixo verifique se o zener está ligado e, em caso afirmativo, calcule a potência dissipada no diodo.

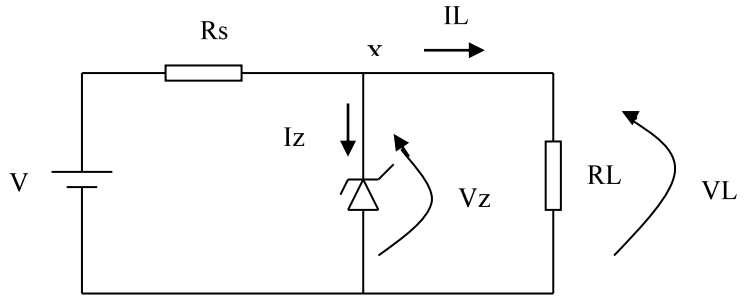
Dado:

$Rs = 100\Omega$

$R_L = 400\Omega$

$V_{ZN} = 20V$

$V = 50V$



6.4 Capacidade de regulação do zener

Uma vez que o zener apresenta uma tensão Vz constante (Vz = Vz_N = tensão zener nominal) ainda que haja uma variação da corrente Iz (Izmin < Iz < Izmáx), podemos afirmar que trata-se de um elemento extremamente útil para absorver o "ripple" presente nos sinais retificados, depois de filtrados.

Considerando a resistência de corpo Rz do zener, vamos dimensionar o efeito de regulação do zener no circuito já apresentado, considerando-se agora uma variação Δ V (correspondente ao "ripple") no sinal de tensão V.

Supondo que as condições de polarização do zener sejam satisfeitas, vamos avaliar a regulação de tensão obtida (Fig. 6.4).

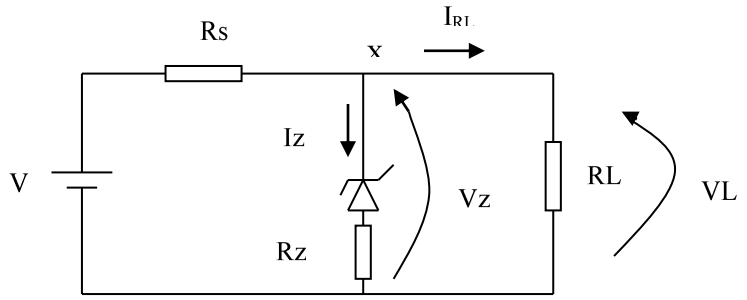


Fig 6.3 Circuito regulador comn zener

- para V = Vmáx $\Rightarrow$ $I_{RS} = I_{RS}$ (máx)

. supondo Vz$\cong$ cte temos:

$$I_{RS(máx)} = \frac{V_{máx} - V_Z}{R_S}$$

- para V = Vmin $\Rightarrow$ $I_{Rs} = I_{Rs}$ (min) temos:

$$I_{Rs(\min)} = \frac{V_{\min} - V_Z}{R_S}$$

A partir de uma subtração das duas equações anteriores obtemos:

$$\Delta\ I_{RS} = \frac{\Delta V}{R_S} \quad \text{onde,}\ \ \Delta V = Vmáx - V\min$$

Supondo agora que a carga R_L não varia, a variação corrente causada pela variação ΔV de V deve ser absorvida pelo zener.

Analizemos o diodo zener adotando o modelo ideal. Neste caso teremos:

- para $I_Z = I_{Zmin} \Rightarrow$ teremos V_{Zmin}, ou seja,

$$V_{ZMIN} = R_Z . I_{ZMIN} + V_{ZN}$$

- para $I_Z = I_{Zmáx} \Rightarrow$ teremos $V_{Zmáx}$, ou seja,

$$V_{ZMÁX} = R_Z . I_{ZMAX} + V_{ZN}$$

A partir de uma subtração das duas equações anteriores obtemos:

$$\Delta V_Z = R_Z . \Delta I_Z$$

Portanto, conclui-se que:

$$\frac{\Delta V}{\Delta V_Z} = \frac{R_S}{R_Z}$$

Visto que a tensão V_Z corresponde à tensão aplicada na carga, a relação anterior sugere que, quanto maior a relação entre R_S e R_Z, menor a relação entre ΔV_Z e ΔV e, portanto, menor a ondulação que atinge a carga R_L, através do sinal V_Z.

6.5 Relação entre R_S, R_L e R_Z

Vimos que, quanto maior R_S em relação a R_Z, menor a ondulação transmitida para a carga. Um regulador zener está estabilizado quando:

$$R_Z \leq 0{,}01\ R_S \text{ e} \qquad (6.1)$$

$$R_Z \leq 0{,}01\ R_L \qquad (6.2)$$

A relação (6.1) justifica-se a partir dos resultados obtidos na seção anterior. Neste caso, a relação de 1/100 entre R_Z e R_S atenua 100 vezes a ondulação proveniente da variação de V.

Quanto à relação (6.2), sugere que a carga deve ser pelo menos 100 vezes maior que R_Z. Esta relação torna-se evidente se aplicarmos o teorema de Thevenin no circuito em estudo:

- teremos $R_{th} = R_S \,//\, R_Z \cong R_Z$ (se $R_S >> R_Z$) **Mostre como exercício!**

Quanto maior R_L em relação a R_Z, mais estabilizada será a fonte.

Portanto, aplicando-se as relações (6.1) e (6.2) obtem-se um regulador estabilizado.

6.5 Solução dos exercícios

Exercício 6.1

Dado: Vz = 20V, Iz min = 15mA Iz máx = 300mA

- a tensão no ponto X, considerando V, R_S e R_L apenas, é dado por:

$V_X = 50.\frac{400}{400+100} = 40V > V_Z \Rightarrow$ condição necessária para ligar o zener, mas não suficiente

- precisamos calcular Iz

$I_Z = I_{RS} - I_L = (V - V_Z) / R_S - V_Z / R_L$

$\therefore\ I_Z = (50-20)/100 - 20/400 = 250mA$

$$I_{Z\min} < 250 < I_{Zmáx}$$

- portanto, o dido zener está adequadamente polarizado e a potência dissipada será:

$P_{dz} = V_Z . I_Z = 20x250x10^{-3} = 5W$

7. Transistores Bipolares

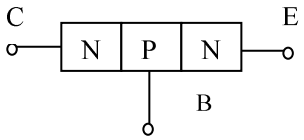
7.1 Aspectos básicos construtivos

A evolução de dispositivos semicondutores caminhou no sentido de desenvolver-se um elemento capaz de amplificar correntes, a exemplo do que ocorria, até então, com as válvulas.

Desta forma, vamos estudar um dispositivo semicondutor, desenvolvido para esta finalidade: o transistor bipolar.

Fisicamente, há duas maneiras de se construir um transistor:

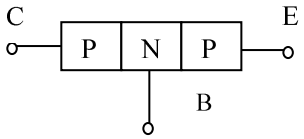
a) juntando-se substratos N + P + N, ou seja:



- possui três denominados:

- E = emissor
- B = base
- C = coletor

b) juntando-se substratos P + N + P, ou seja:



Para efeito de estudo, vamos nos dedicar à analise de um transistor NPN, uma vez que o PNP é equivalente ao simétrico do anteior, no que se refere aos circuitos de polarização acoplados a estes dispositivos.

A seguir vamos analisar as várias alternativas de polarização de um transistor:

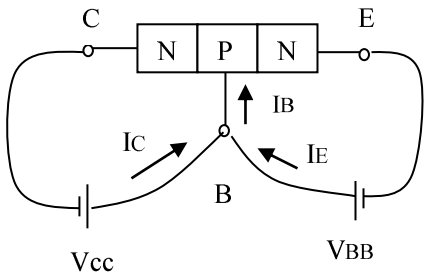
- polarização direta/direta;
- polarização reversa/reversa e
- polarização direta/reversa

Uma vez que os trasistores apresentam três terminais (E,B, C), estas polarizações referem-se às duas junções:

- junção emissor -base (E-B) e
- junção base-coletor (B-C)

7.2 Polarização (E-B) direta / (B-C) direta.

Neste caso, teremos o seguinte circuito:



Observa-se que:

- As duas junções P-N estão diretamente polarizadas causando altas correntes I_C e I_E e, portanto, I_B.
- Tudo se passa como se houvessem dois diodos cascateados, conduzindo altas correntes dentro de um mesmo encapsulamento, ou seja, muito provavelmente,

grandes quantidades de calor serão dissipadas no transistor, comprometendo sua estrutura.

A Fig. 7.1 ilustra essa situação.

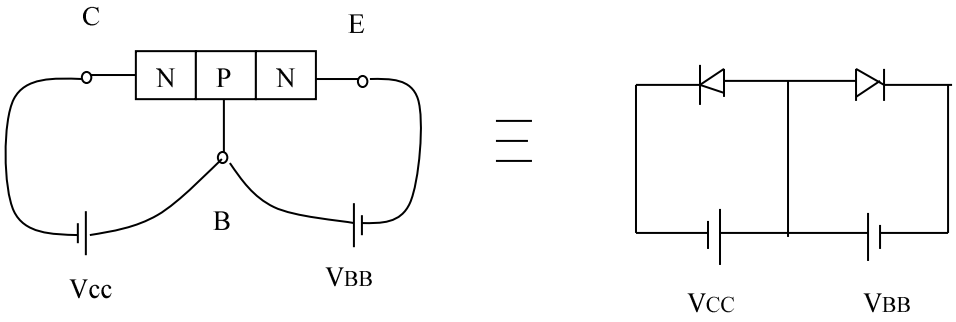
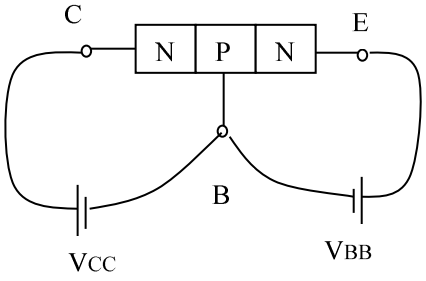


Fig. 7.1 Polarização direta/direta de um transistor

7.3 Polarização (E-B) reversa / (B-C) reversa

O circuito para esta situação é o seguinte:



Observa-se que:

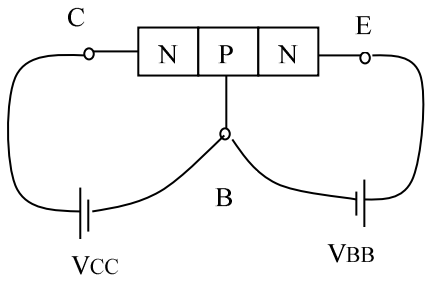
- As duas junções P-N estão reversamente polarizadas de maneira que não há praticamente corrente circulando no circuito, a menos da corrente de fuga.
- Tudo se passa como se houvessem dois diodos cascateados, reversamente polarizados.

Portanto, esta forma de polarização e a anteriormente analizada não são úteis para obter-se o efeito de amplificação de corrente:

- No primeiro caso temos as duas junções comportando-se como chaves fechadas.
- No presente caso temos as duas junções comportando-se como chaves abertas.

7.4 A polarização (E-B) direta / (B-C) reversa e o Efeito Transistor

Finalmente, resta analisar o comportamento do transistor quando se polariza diretamente a junção (E-B) e reversamente a junção (B-C), conforme o circuito a seguir:



Nesta ligação, uma vez que a junção B-E está diretamente polarizada, espera-se que as correntes I_E e I_B sejam elevadas. Por sua vez, já que a junção C-B está reversamente polarizada, espera-se uma corrente Ic desprezível.

Entretanto, observa-se um comportamento bem diferente destas correntes :

- I_E elevada
- I_B muito pequena
- I_C muito próxima de I_E

Como explicar este comportamento?

Para isto, vamos detalhar o comportamento dinâmico destas correntes ao longo dos substratos:

a) A junção E-B

Uma vez que esta junção encontra-se diretamente polarizada, há uma corrente de difusão intensa de elétrons livres do lado N para o lado P. Portanto, esperava-se que estes elétrons livres, atingindo a base, começassem a se recombinar com as lacunas disponíveis. Entretanto, fisicamente, o transistor é construído de tal forma que a base é muito mais estreita que o emissor. Desta forma, visto que a zona de depleção causa um estreitamento ainda maior da base, dificultando a recombinação dos elétrons livres oriundos do emissor, é muito baixa a corrente que se origina dos elétrons que se recombinam na base constituindo I_B.

b) A junção C-B

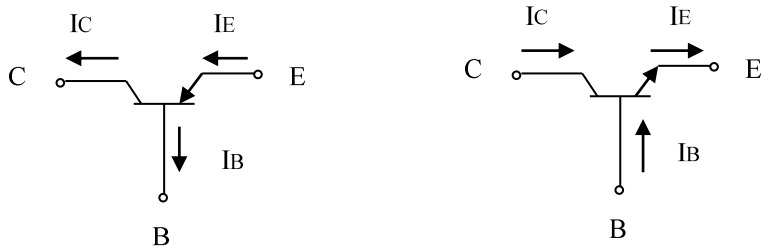
O que se observa é a presença de um campo elétrico intenso aplicado na junção C-B, no sentido de atrair os elétrons livres disponíveis no lado P, ou seja, na base. Em condições normais era de se esperar que houvesse poucos elétrons livres no lado P de uma junção reversamente polarizada. Entretanto, a intensa corrente de elétrons livres fornecida pelo emissor, por difusão, atinge este lado P - a base do transistor - e, em virtude da dificuldade de recombinarem-se com as poucas lacunas disponíveis, estes elétrons são, em sua maioria, atraídos pelo intenso campo elétrico presente na junção B-C. Pontanto , obtem-se desta forma uma alta corrente de coletor I_C, muito próxima de I_E, caracterizando-se assim o **efeito transistor**.

Entendido o efeito transistor, torna-se evidente a seguinte equação:

$$I_E = I_C + I_B \qquad (7.1)$$

Desta forma justifica-se os nomes emissor, coletor e base

Em um diagrama elétrico um transistor é simbolizado da seguinte forma:



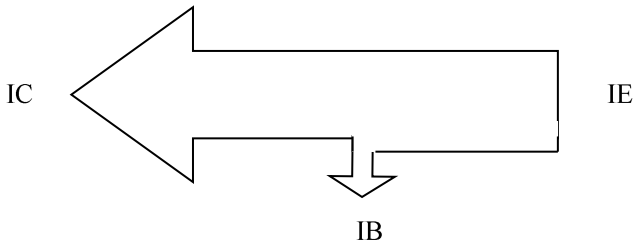
Transistor P – N – P Transistor N – P – N

7.5 Relações básicas em um transistor bipolar

A partir da análise do efeito transistor, vimos que a relação (7.1) é válida, ou seja,

$$I_E = I_B + I_C$$

Entretanto, realizando-se uma analogia com um sistema hídrico - como se fosse um canal por onde se desloca um certo volume de água resultando uma corrente análoga a I_E - conforme I_E aumenta, aumenta I_B e I_C, proporcionalmente, uma vez que I_B corresponde a um desvio de fluxo.



A relação entre I_C e I_B é definida por :

$$I_C = \beta_{CC} . I_B \qquad (7.2)$$

O índice "cc" corresponde ao fato de que o ganho β varia com a frequência e esta relação corresponde a sinais de baixas freqüências em que $\beta = \beta_{CC}$ praticamente cte.

Analogamente, há uma relação entre I_C e I_E definida por:

$$I_C = \alpha_{CC} . I_E \qquad (7.3)$$

Normalmente β_{cc} é da ordem de 50 a 100 e α_{cc} muito próximo de 1 (~ 0,99), mas sempre teremos α_{cc} <1.

Manipulando estas expressões obtemos:

$$I_E = I_C + I_B = \beta_{CC} . I_B + I_B \text{ , ou seja,}$$
$$I_E = (\beta_{CC} + 1) . I_B \qquad (7.4)$$

Obtemos ainda:

$$I_E = I_B + I_C \qquad \alpha_{CC} = \frac{\beta_{CC}}{1+\beta_{CC}}$$
$$\frac{I_C}{\alpha_{CC}} = \frac{I_C}{\beta_{CC}} + I_C \qquad \beta_{CC} = \frac{\alpha_{CC}}{1-\alpha_{CC}} \qquad (7.5)$$

7.6 O modelo de Ebers-Moll

Para interpretar de forma simplificada; adequada aos nossos propósitos; o comportamento dinâmico inerente aos transistores bipolares vamos adotar o modelo de Ebers-Moll descrito a seguir.

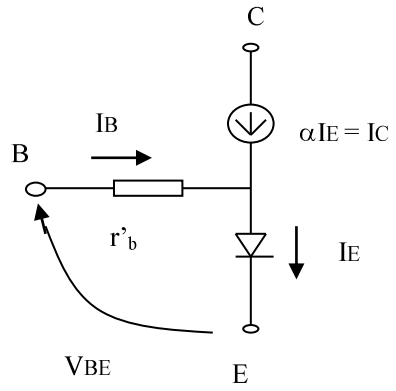


Fig. 7.2 Modelo de Ebers-Moll

Observa-se neste modelo:

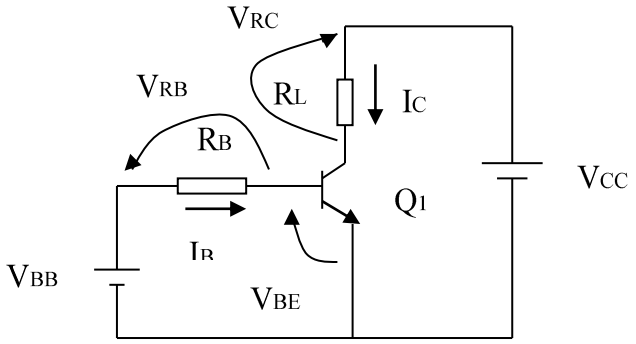
- Se necessário considera-se a resistência de base r'_b que na maioria dos casos pode ser desconsiderada.
- A junção B-E é vista como um diodo que deve ser diretamente polarizada, causando $V_{BE} \cong 0{,}7V$.
- No coletor haverá uma corrente $Ic = \alpha\ I_E = \beta\ I_B$ que só depende de I_B se o transistor operar na região linear, daí um gerador de corrente.'

Este modelo induz uma conclusão importante: um transistor bipolar funciona como um amplificador de corrente, ou seja:

- na base tem-se I_B e
- no coletor obtem-se $I_C = \beta\ I_B$

Nos casos em que se necessita a realização de análises mais precisas, envolvendo a descrição do comportamento do trasistor em função da freqüência, é preciso adotar-se modelos que consideram as capacitâncias parasitárias associadas com as cargas armazenadas nas zonas de depleção. Nestas situações é comum adotar-se o modelo π híbrido para análise AC (corrente alternada) do circuito correspondente.

Para ilustrarmos o comportamento de um transistor, mostrando a veracidade do modelo de Ebers Moll, vamos analisar o circuito a seguir:



Vamos considerar os seguintes parâmetros para este circuito e seus componentes.

- $V_{BE} = 0,7V \Rightarrow$ tensão para Q1 estar polarizado na região linear, correspondente a um diodo diretamente polarizado
- $R_B = 19K3\Omega$
- R_L variável $\Rightarrow 20 \leq R_L \leq 80\ (\Omega)$
- $\beta_{cc} = 200$

A corrente de base I_B é dada por:

$$I_B = \frac{V_{RB}}{R_B} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{20 - 0,7}{19,3K} = 1mA$$

Portanto, a corrente de coletor será:

$$I_C = \beta\ I_B = 200.1mA = 200mA$$

Portanto, a tensão V_{RL} varia com R_L da seguinte forma:

- para $R_L = 20\Omega \Rightarrow V_L = R_L . I_L = 20 x 200 x 10^{-3} = 4V$

- para $R_L = 80\Omega \Rightarrow V_L = R_L . I_L = 80\,x200\,x10^{-3} = 16V$

Portanto, a primeira coisa a se observar é o fato da constante Ic ser constante, em relação à variação da carga R_L:

- uma vez fixada I_B, se o transistor se mantém adequadamente polarizado, teremos Ic fixada em β_{cc} . I_B.
- desta forma, a carga R_L enxerga uma fonte de corrente de intensidade β cc.I_B causando uma variação ΔV_L proporcional à variação de R_L.'

Outro fato importante que podemos concluir a respeito deste circuito, refere-se ao comportamento de V_{CE}.

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{RL}$$
$$para\ V_{RL} = 4V \Rightarrow V_{CE} = 20 - 4 \Rightarrow V_{CE} = 16V$$
$$para\ V_{RL} = 16V \Rightarrow V_{CE} = 20 - 16 \Rightarrow V_{CE} = 4V$$

Portanto, outro resultado útil obtido é que V_{CE} pode variar, mas se for mantido I_B constante, I_C será mantido constante e igual $\beta.I_B$. Isto será verdade enquanto o transistor permanecer na região linear.

7.7 Potência dissipada em um transistor

Como qualquer outro dispositivo, o transistor também dissipa potência que pode ser dimensionada pela seguinte relação:

$$P_{dt} = V_{CE} . I_C \qquad (7.7)$$

Onde

I_C corrente no coletor

V_{CE} tensão coletor - emissor

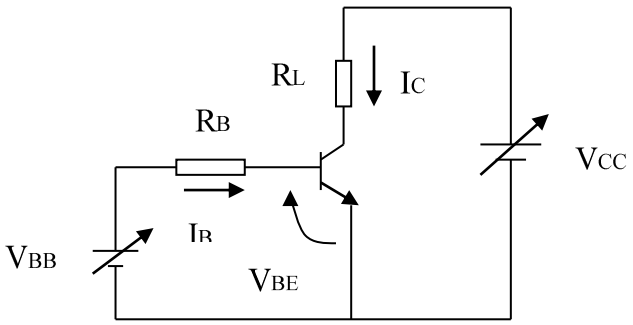
No caso do exemplo citado anteriormente, a potência dissipada no transistor é dada por:

- Para $R_L = 20\Omega \Rightarrow \quad V_{CE} = 16V \Rightarrow P = V_{CE} . I_C = 3,2W$
$I_C = 200mA$

- Para $R_L = 80\Omega \Rightarrow \quad V_{CE} = 4V \Rightarrow P = V_{CE} . I_C = 0,8W$
$I_C = 200mA$

7.8 Curvas do Transistor Real

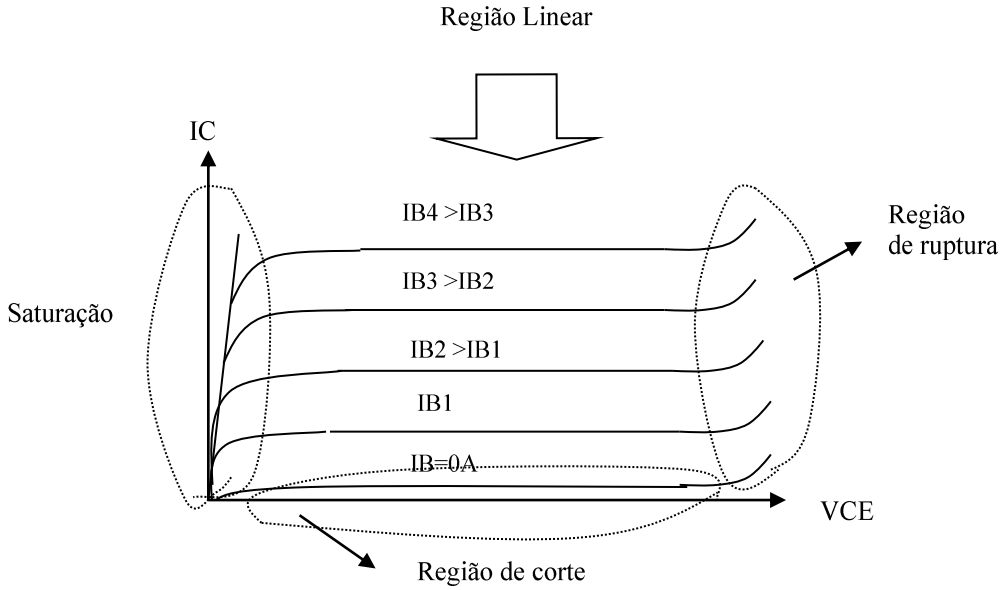
Para analizarmos as curvas de um transistor real, vamos supor que estamos em uma bancada e que montamos o seguinte circuito para testes:



O procedimentos para a realização do teste serão o seguinte:

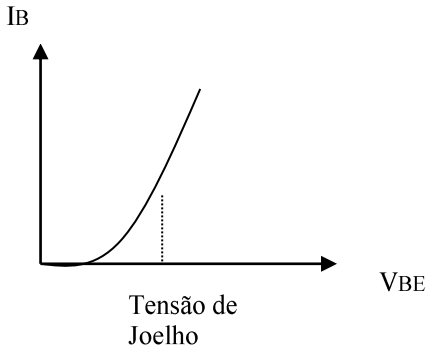
- Primeiro, ajuste V_{BB} de maneira a obter-se uma determinada corrrente I_B.
- Escolhido um determinado I_B, inicia-se uma variação de V_{CC}.

Neste sentido obteve-se a seguinte curva:



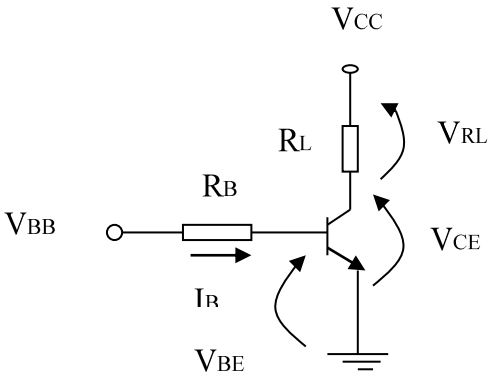
- **Para $I_B = 0$** $\Rightarrow$Ic corresponde à corrente de fuga, análoga a que havia quando um diodo encontra-se reversamente polarizado. Esta região denomina-se apropriadamente **região de corte**.
- Para tensão **V_{CE} muito pequenos**, o campo elétrico que como altas correntes na junção B-C reversamente polarizado é muito pequeno e não consegue produzir correntes de coletor Ic elevadas, ou seja, não vale a relação $Ic = \beta I_B$, teremos $Ic < \beta I_B$. Esta região em que $V_{CE} \rightarrow 0$ chama-se de **região de saturação**, uma vez que o transistor fica saturado tentando fazer com que Ic alcance o valor βI_B.
- No outro extremo, para valores de **V_{CE} grandes**, a partir de um certo ponto há uma **ruptura do transistor**, a exemplo do que ocorria com um diodo reversamente polarizado.
- Entre os extremos temos a **região linear** em que para um determinado I_B temos um **$Ic = \beta I_B$** constante, **embora V_{CE} varie**.

Outra curva menos importante é a curva IB x VBE que relaciona a tensão e a corrente de base. Como podemos ver, é semelhante à curva de um diodo.



7.9 O conceito de Reta de Carga

Vamos analisar o seguinte circuito.



Podemos escrever que

$$V_{CC} = V_{CE} + V_{RL}$$
$$V_{CC} - V_{CE} = R_L . I_C \quad , \quad \text{ou ainda} \qquad (7.8)$$
$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_L}$$

A relação (7.8) evidencia que há uma relação linear entre Ic e V_{CE} a qual denomina-se reta de carga.

Para traçarmos a reta de carga sobre as curvas do transistor é um procedimento simples e o ponto de intersecção entre esta reta e as curvas propriamente ditas correspondem a possíveis pontos de operação em que o transistor possa trabalhar.

Para construir a reta fazemos:

- $Ic = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{cc}$
- $V_{CE} = 0 \Rightarrow Ic = V_{cc}/R_L$

A Fig. 7.3 ilustra o gráfico obtido com a reta de carga.

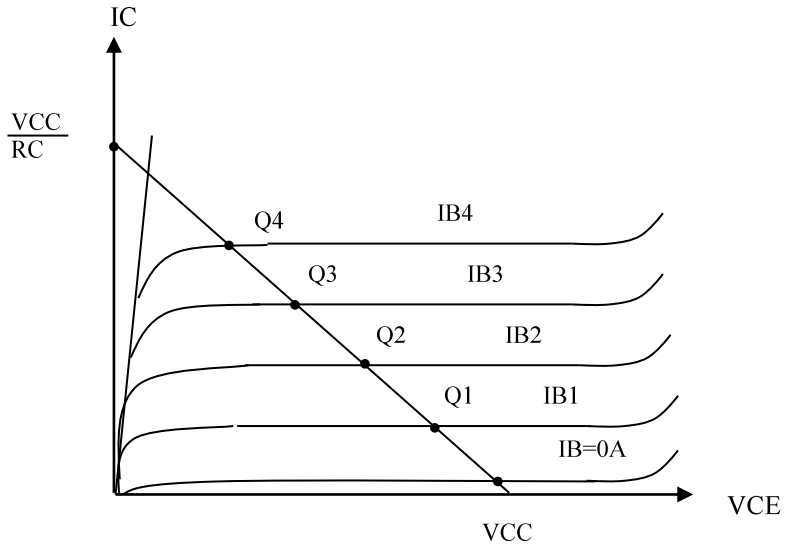


Fig. 7.3 Reta de carga

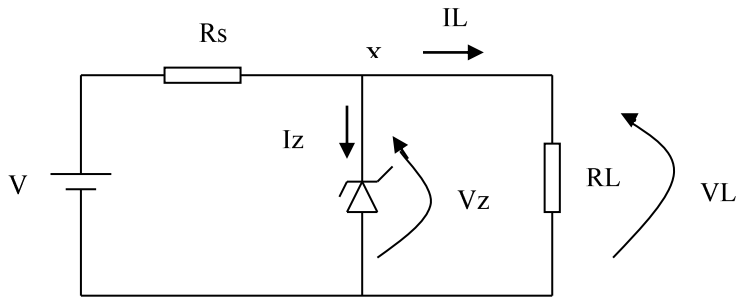
Os pontos extremos em que a reta intercepta os eixos podem ser interpretados de forma conceitual, da seguinte maneira:

- à medida em que $I_C \rightarrow 0$, corresponde ao caso em que $I_B \rightarrow 0$ e portanto, a queda de tensão em R_L deixa de existir e portanto $V_{CE} = V_{cc.}$ Corresponde à situação em que o transistir comporta-se como uma chave aberta, ou seja, está cortado.
- à medida em I_C aumenta, a queda de tensão V_{RL} aumenta e como $V_{cc} = V_{RL} + V_{CE}$, causa uma diminuição de $V_{CE.}$ O limite corresponde ao caso em que o transistor está suturado, havendo uma queda de tensão em R_L que faz com que $V_{CE} \rightarrow 0$. Desta forma, temos $V_{RL} = V_{cc}$ e portanto $I_C = V_{cc}/R_L$.

Observando o gráfico, à medida em que VBB varia, proporcionando correntes IB maiores, haverá diferentes pontos Qi de operação do transistor. A utilização da reta de carga é interessante para ilustrar a região em que o transistor está trabalhando (se, por exemplo, está perto do corte, ou perto da saturação, etc.). O ponto de operação Q será estudado novamente, posteriormente.

8. Reguladores Transistorizados Discretos

Visto o funcionamento de um trasistor bipolar, vamos voltar a estudar reguladores de tensão como uma forma de aplicação de transistores para aplificação da corrente em reguladores. O circuito regulador visto no Capítulo 6 é o seguinte:



Este circuito regulador apresenta alguns inconvenientes:

- Toda a corrente que vai para a carga R_L deve passar por R_S, dissipando potência em R_S.
- Para que haja uma boa regulação, é necessário que $R_S >> R_Z$ (resistência de corpo do zener).
- Por outro lado, para que a fonte resultante seja estabilizada, devemos ter $R_L >> R_Z$.
- O diodo zener deve drenar flutuações de corrente que excitam diretamente a carga. Isto é um problema porque um diodo zener não foi feito para dissipar grandes potências.

Para contornar estes problemas, propõe-se, a seguir, um regulador com transistor.

8.1 Reguladores com Transistor de Passagem

Vamos analisar o circuito a seguir da Fig. 8.1.

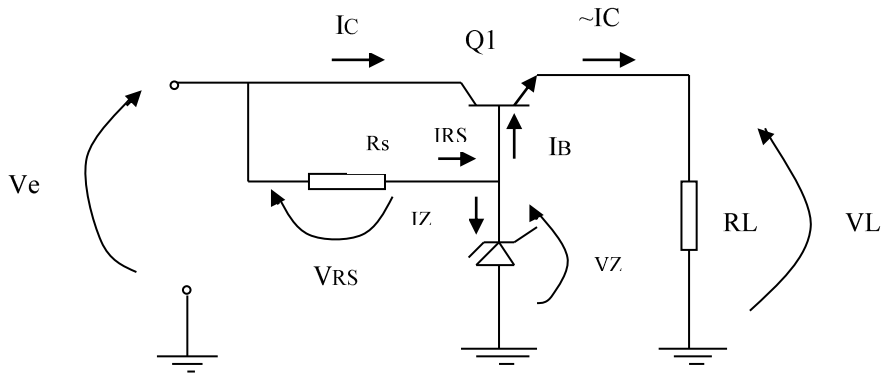
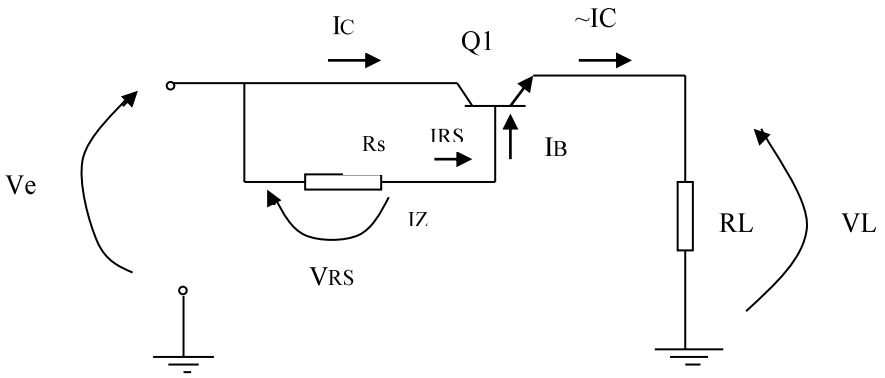


Fig. 8.1 Regulador com transistor de passagem

Vamos estudar os dois casos fundamentais:

a) Zener desligado

- Corresponde ao caso em que Ve < Vz
- Neste caso o circuito reduz-se a:



- Neste circuito temos:

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad \text{onde} \begin{cases} I_E = I_L = \dfrac{V_L}{R_L} \\ I_B = \dfrac{V_{RS}}{R_S} = \dfrac{V_e - V_L + V_{BE}}{R_S} \end{cases}$$

- Desta forma temos:

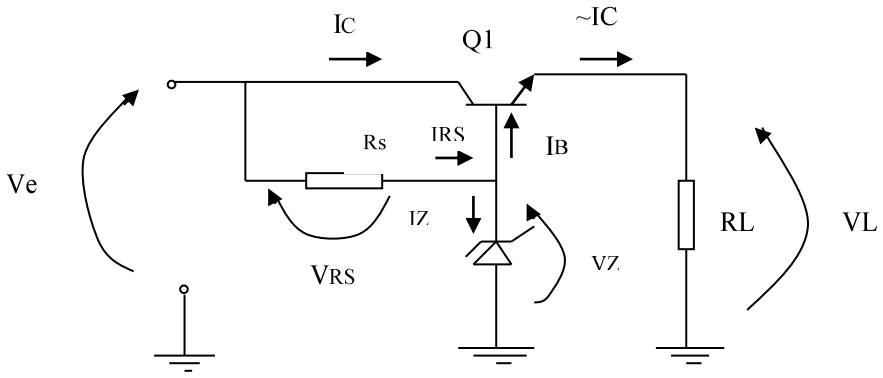
$$V_L = \frac{R_L}{R_S}.(\beta + 1)\left[V_e - V_L + V_{BE}\right] \qquad (8.1)$$

De acordo com esta expressão, conforme varia Ve (contendo uma certa ondulação), esta flutuação será transmitida à carga.

Portanto, se o diodo zener desligar, o regulador deixa de funcionar como tal, como era previsível.

b) Zener ligado

- Corresponde ao caso em que Ve > Vz.
- Neste caso, temos o circuito com o Zener ligado e Q1 conduzindo corrente que alimenta a carga R_L.



- Teremos então $V_L = V_Z - 0,7$ (8.2)

Resta mostrar que este regulador é eficiente:

- Analisemos a malha interna que contém R_L, modelando o efeito transistor:
- Corresponde a uma fonte com tensão $V_Z - V_{BE}$, conforme vimos anteriormente.
- Em série com esta fonte temos a resistência de espalhamento re' correspondente à junção E-B diretamente polarizada. Esta resistência pode ser quantizada da seguinte forma.

$$I_E = I_0.(e.^{V_D/V_T} - 1) \quad (8.3)$$

- Derivando esta expressão temos:

$$\therefore \frac{d.I_E}{dV_D} = \frac{I_0}{V_T}.\left(e^{V_D/V_T}\right) = \frac{I_E + I_0}{V_T} = \frac{1}{re'} \quad (8.4)$$

- Desprezando a corrente de fuga I_O temos:

$$re' = \frac{V_T}{I_E} \Rightarrow re' = \frac{25mV}{I_E} \qquad (8.5)$$

- Ainda em série com a fonte temos a resistência de corpo do zener, dividida por β. este efeito (efeito Miller) pode ser interpretado da seguinte forma:

- Para que R_Z dissipe a mesma tensão no circuito de alta potência (caminho de I_L) correspondente à tensão que era dissipada na base - circuito de baixa potência - devemos dividir R_Z por β.

Desta forma, obtemos um modelo de fonte em que há uma resistência em série extremamente baixa e que a regulação melhorou muito, já que R_Z aparece agora atenuado por β.
A grande vantagem deste regulador está em contar-se com o transistor de passagem Q_1, para a passagem de I_L, de maneira que a corrente que passa por R_S é muito menor que I_L e I_{RS} passa a ser uma corrente de controle, mais adequada para ser tratada pelo zener.

Desta forma, criou-se um circuito de controle em que o zener procura drenar as flutuações de I_{RS}, procurando garantir que I_{B1} seja constante e forneça βI_{B1} constante para a carga.

Entretanto, este controle não verifica a saída, ou seja, trata-se de um sistema "cego" que manda V_L = cte mas não verifica se isto acontence a todo momento. Trata-se, portanto, de um sistema de malha aberta.

O grande problema dos sistemas de malha aberta é que se houver algum distúrbio inesperado, como, por exemplo, variações nos parâmetros do transistor e do zener em função da temperatura, o sistema não percebe e a saída V_L pode ser diferente da esperada. Portanto, devemos ver esta solução com certo cuidado. Uma vez que o zener precisa ficar ligado para regular o circuito, devemos ter $I_{zmin} < I_Z < I_{zmáx}$ que será uma das condições fundamentais para o projeto destes reguladores.

8.2 Regras de projeto

Para facilitar o projeto deste reguladores é proposto um procedimento básico para orientação:

a) Rs deve ser elevado para não drenar muita corrente, mas apenas um sinal de baixa potência, para a realização do controle.
b) Considerando o zener, devemos analisar os dois extremos, Izmáx e Izmin, para não danificá-lo e mantê-lo ligado por todo o tempo.

b.1) análise de I_{Zmin}

O caso em que a corrente no zener I_Z aproxima-se do mínimo necessário, corresponde ao caso em que V_e é mínimo (causando I_{RS} mínimo) e I_L é maximimo, sendo necessário fornecer I_{B1} máximo para Q_1. Portanto teremos:

$$p/Izmin \Rightarrow \text{pior caso} \Rightarrow V_{emin} \text{ e } I_{LMáX}$$

b.2) análise de $I_{Zmáx}$

O caso em que I_Z se aproxima do valor máximo permitido, corresponde ao caso em que V_e é máximo e a corrente na carga é

pequena, drenando uma corrente de base I_{B1} pequena, sendo a maior parte de I_{RS} drenada pelo zener. Portanto, teremos:

$$\text{p/Izmax} \Rightarrow \text{pior caso} \Rightarrow V_{emax} \text{ e } I_{Lmin}$$

c) uma vez que Q1 é transistor de passagem, devemos ter:

$$P_{dQ1} = I_C . V_{CE} < P_{máx}$$

$$\text{pior caso} \begin{cases} I_{LMÁX} \Rightarrow I_{CMáX} \\ V_{eMáX} \Rightarrow V_{CEMÁX} \end{cases}$$

8.3 Exercício de projeto

Exercício 8.1

Projete um regulador com as seguintes características

$$0{,}1 < I_L < 1{,}0 \quad \text{(A)}$$

$$15 < V_e < 25 \quad \text{(V)}$$

$$\text{Zener} \begin{cases} V_{ZN} = 5{,}0V \\ I_{ZMIN} = 1mA \\ I_{ZMÁX} = 30mA \end{cases}$$

$$Q_1 \begin{cases} P_{MÁX} = 115W \\ \text{Tensão de ruptura} = 60\text{V} \\ \beta = 100 \end{cases}$$

8.4 Limitações

O grande inconveniente deste regulador é que se trata de um circuito em que o controle da tensão de saída baseia-se em um sistema de malha aberta:

- o Zener procura drenar as flutuações de corrente de forma a obter-se uma corrente de carga $I_L \cong \beta I_{B1}$ constante. Entretanto, não se verifica se a tensão na saída é exatamente $V_L = \beta\ I_{B1}.R_L$ ou $V_L' = \beta\ I_{B1}'.R_L$.
- outra limitação deste regulador é que a tensão de saída não pode ser ajustada em outro valor, ou seja, teremos sempre $V_L = V_Z - 0{,}7$.

Como solução para estas limitações, veremos um regulador mais sofisticado que permite um ajuste da tensão V_L e é realimentado.

8.5 Reguladores com Realimentação Negativa

A Fig. 8.2 mostra um regulador série onde o transmissor Q1 funciona como transistor de passagem e o transistor Q2 é o amplificador de erro que fornece o ganho para a malha de realimentação negativa. O diodo zener fornece a tensão de referência que é comparada com a amostragem da tensão de saída presente na base de Q2, através do divisor resistivo formado por R1 e R2.

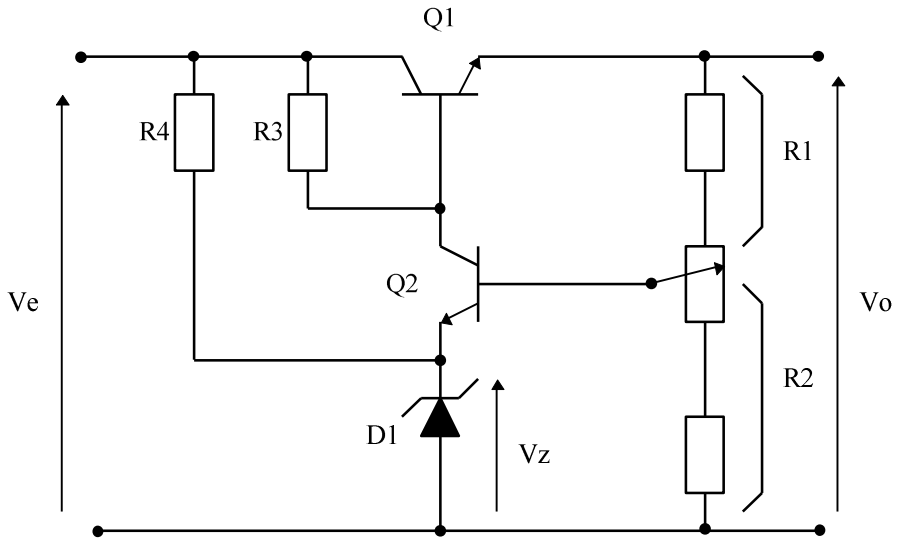


Fig. 8.2: Regulador de Tensão com Amplificador de Erro.

Uma simples análise matemática fornece a expressão 8.6 que relaciona a tensão de saída Vo com a tensão de referência Vz. O ganho de malha é dado pela relação 8.7 em que se considera a aproximação de que a corrente de base de Q2 é desprezível.

$$Vo = A_d (Vz + Vbe) \tag{8.6}$$

$$A_d = \frac{R1}{R2} + 1 \tag{8.7}$$

O potenciômetro P1 permite ajuste da tensão de saída, uma vez que uma parte dele inclue a resistência R1 e a outra parte a resistência R2.

Deve-se notar que para o regulador funcionar corretamente a tensão de entrada Ve deve ser maior que a tensão de saída, tipicamente da ordem de 1V a 2V, para que o transistor de passagem possa conduzir na região linear.

O regulador apresentado na Fig. 8.2 é um regulador série. Logo, se a carga estiver em curto-circuito poderá ocorrer a danificação do transistor de passagem, ou ainda a queima de um ou mais diodos do circuito retificador, ou até a queima do enrolamento

do secundário do transfornador. Um fusível pode reduzir um pouco os danos, entretanto, deve-se colocar uma proteção eletrônica que atue rapidamente, para que nada seja danificado por um curto-circuito na saída.

A Fig. 8.3 mostra uma forma de limitar a corrente em valores seguros, mesmo que a saída seja curto-circuitada. Para correntes normais, a tensão através de R_5 é pequena e Q3 permanece cortado, dessa forma o regulador funciona normalmente. Se ocorrer um valor de corrente de saída excessiva, a tensão sobre o resistor sensor de corrente R_5 chega a um valor que faz com que o transistor Q3 comece a conduzir. Com a condução de Q3, a corrente de base do transistor de passagem é desviada, reduzindo sua tensão de polarização, resultando em uma diminuição da tensão de saída e da corrente de saída, protegendo o circuito. A limitação de corrente começa a ocorrer quando a tensão através de R_5 atingir oum valor próximo a 0,7V. Portanto, a corrente de limitação segue a equação 8.8.

$$I_{oc} = \frac{0,7}{R_5} \tag{8.8}$$

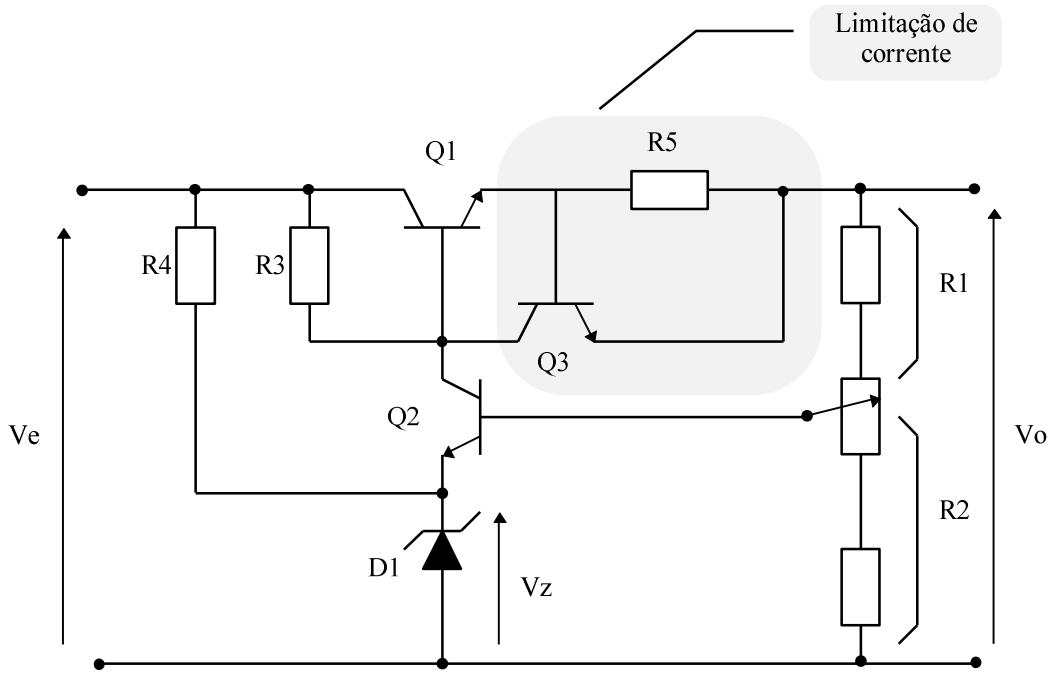


Fig. 8.3: Regulador com Proteção de Sobrecorrente

8.6 Solução dos Exercícios

Exercício 8.1

- **1º caso**: Izmin

- pior caso Vemin e ILmáx > Iz > Izmin

- analisando o circuito temos:

$$I_{RS} = I_{B1} + I_Z$$

$$\therefore I_Z = I_{RS} - I_{B1} \begin{cases} I_{RS} = \dfrac{V_e - V_Z}{R_S} \Rightarrow I_{RS\min} = \dfrac{V_{e\min} - V_Z}{R_S} \\ \therefore I_{RS} = \dfrac{15-5}{R_S} = \dfrac{10}{R_S} \\ I_{B1} = \dfrac{I_{C1}}{\beta} \cong \dfrac{I_L}{\beta} \Rightarrow I_{B1máx} = \dfrac{I_{Lmáx}}{\beta} \\ \therefore I_{B1máx} = \dfrac{1}{100} = 0{,}01A \end{cases}$$

$$\therefore I_Z = \frac{10}{R_S} - 0{,}01 > I_{Z\min} \Rightarrow \frac{10}{R_S} - 0{,}01 > 1x10^{-3}$$

$$\therefore R_S < 910\Omega$$

- 2º Caso: Izmax

$$\text{pior caso } \begin{cases} V_{emáx} \\ I_{L\min} \end{cases} \rightsquigarrow I_Z < I_{Zmáx}$$

$$I_Z = I_{RS} - I_{B1} \begin{cases} I_{RS} = \dfrac{V_e - V_Z}{R_S} \Rightarrow I_{RSmáx} = \dfrac{V_{emáx} - V_Z}{R_S} \\ \therefore I_{RSmáx} = \dfrac{25-5}{R_S} = \dfrac{20}{R_S} \\ I_{B1} = \dfrac{I_L}{\beta} \Rightarrow I_{B1\min} = \dfrac{I_{L\min}}{\beta} \\ \therefore I_{B1\min} = \dfrac{0{,}1}{100} = 1mA \end{cases}$$

$$\therefore I_Z = \frac{20}{R_S} - 1x10^{-3} < I_{Zmáx} \Rightarrow \frac{20}{R_S} - 1x10^{-3} < 30x10^{-3}$$

$$\therefore R_S > 645\Omega$$

Dos casos (1) e (2) temos que

$645 < R_S < 910\ (\Omega)$

Geralmente, adota-se um valor médio para R_S