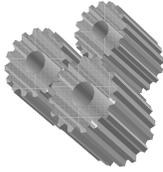




DEE
IPT



ACCIONAMENTOS ELECTROMECAÑICOS

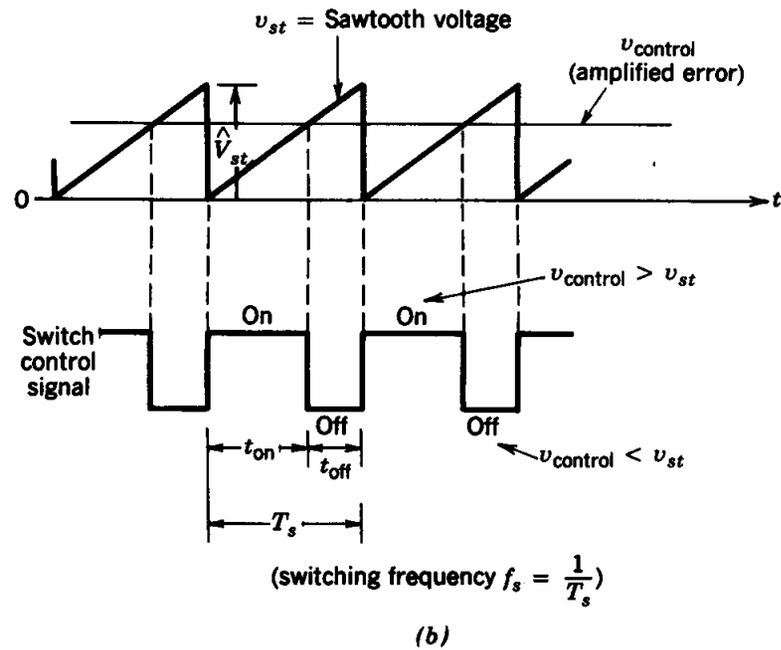
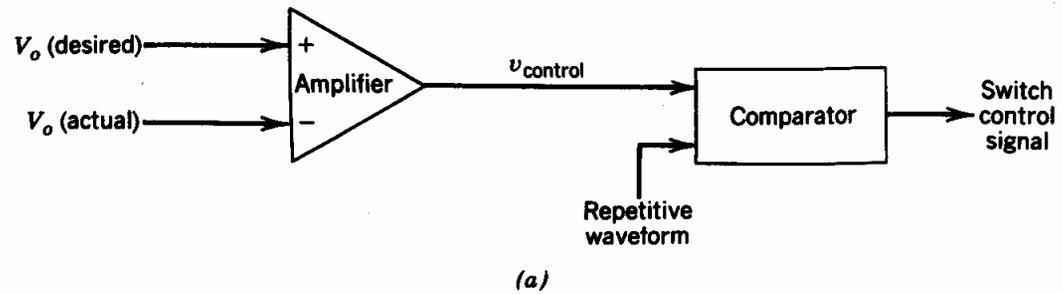


Accionamentos Electromecânicos

Conversores

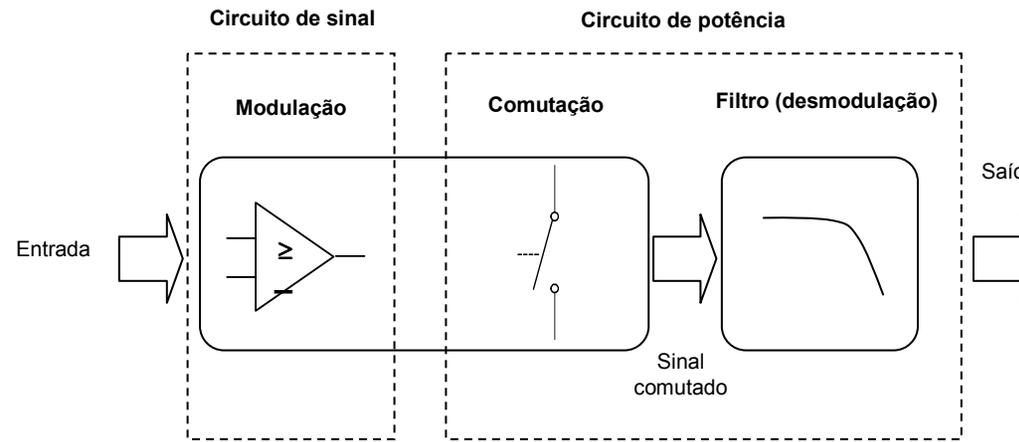
Controlo/térmico

Modulação PWM

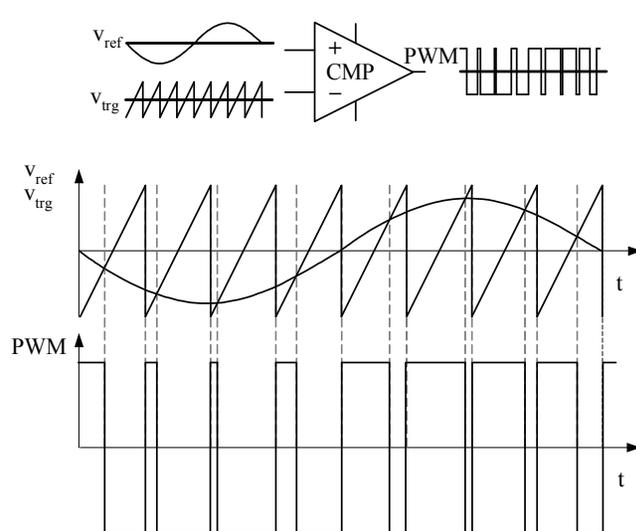


Pulse-width modulator: (a) block diagram; (b) comparator signals.

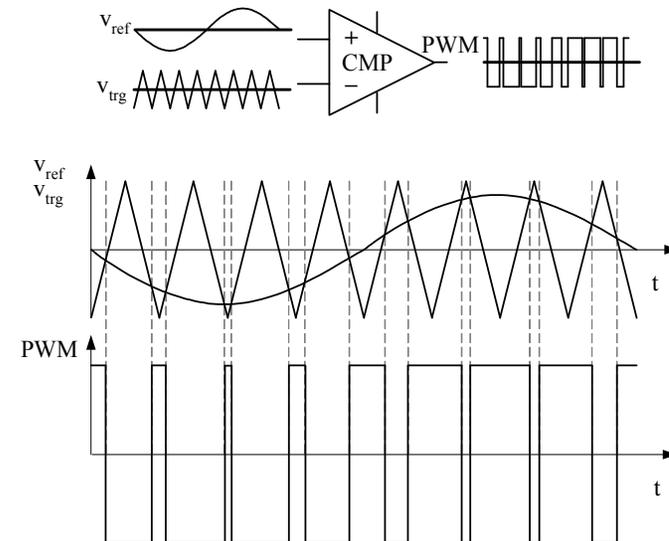
Comando:



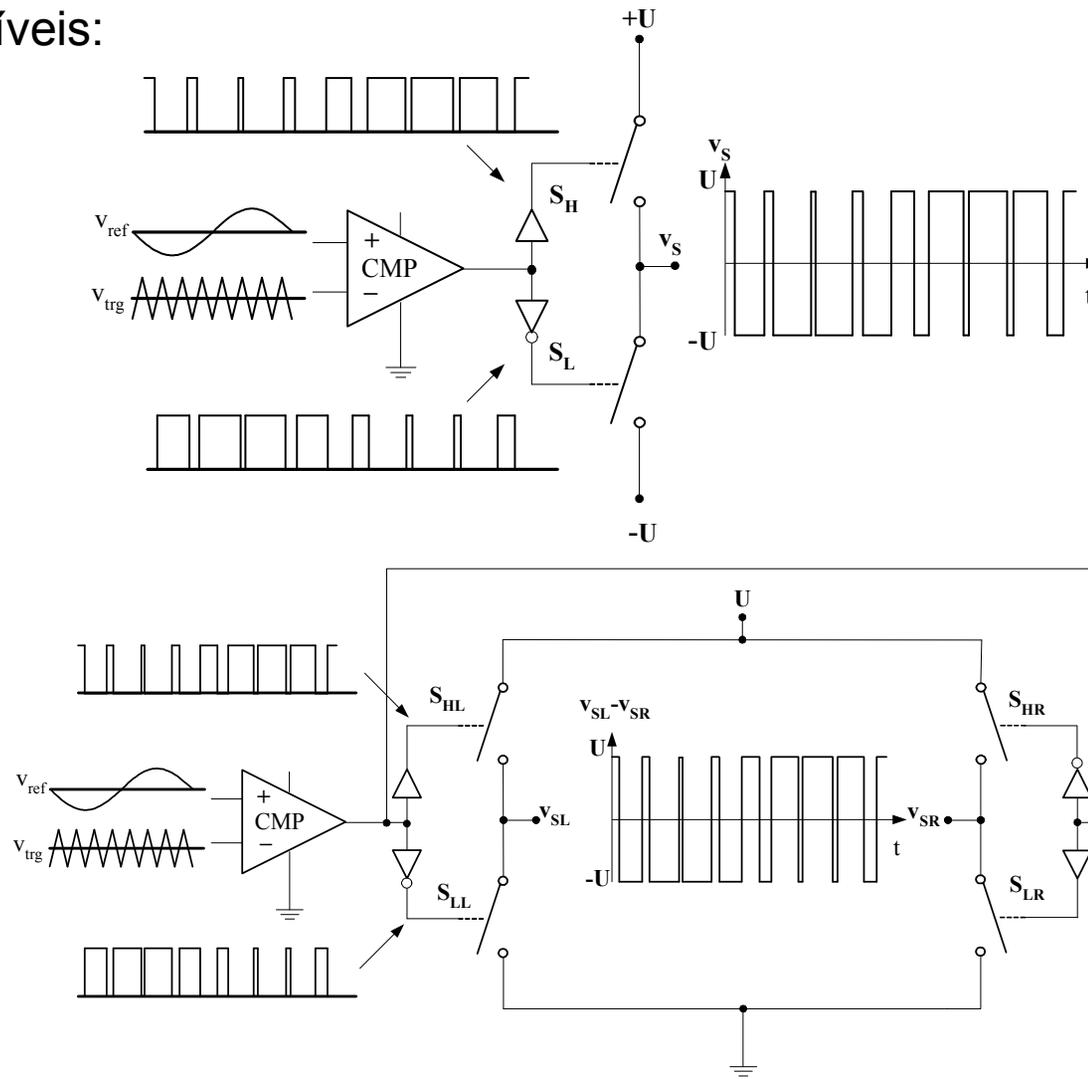
Modulação PWM *Single Side*



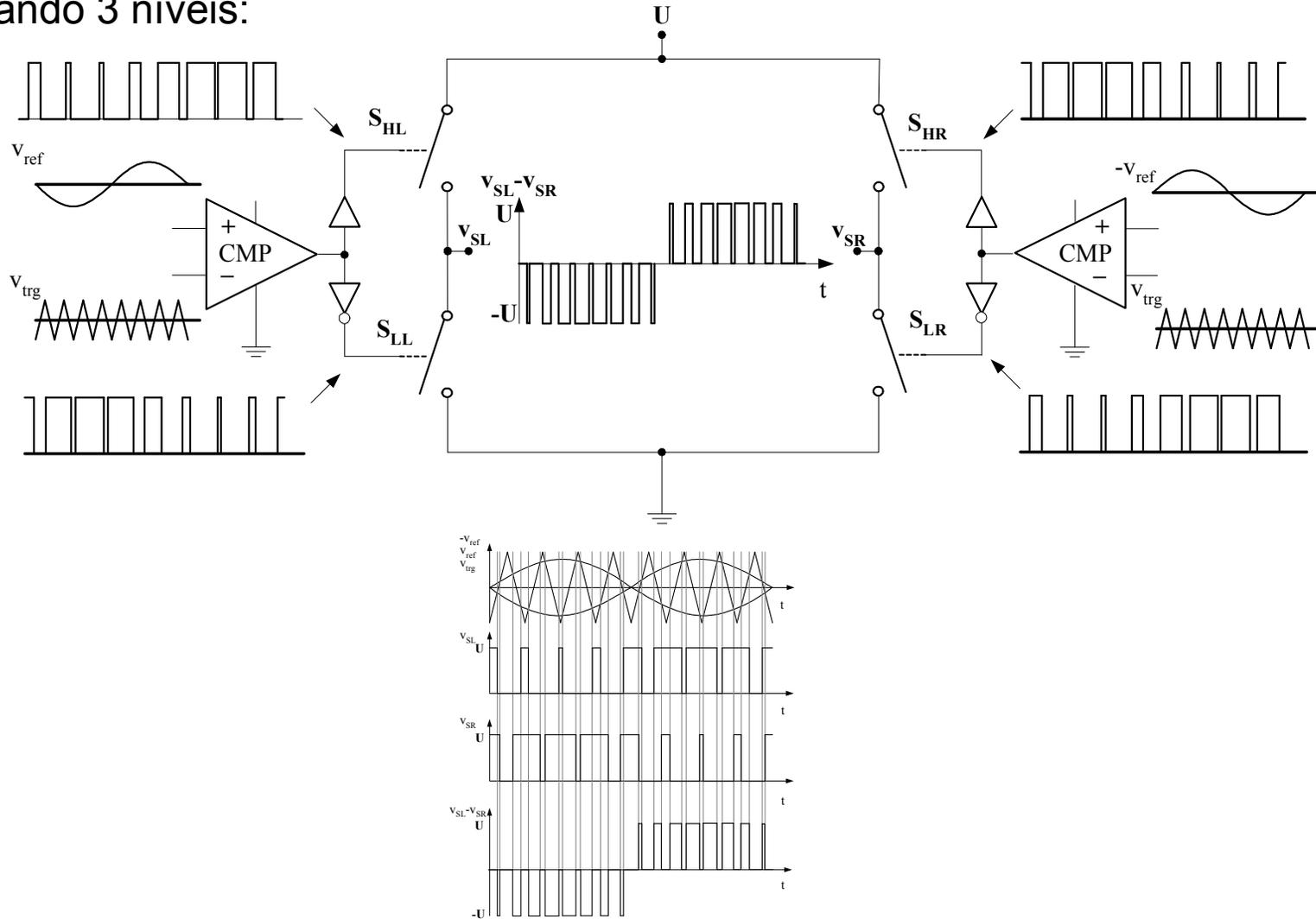
Modulação PWM *Double Side*



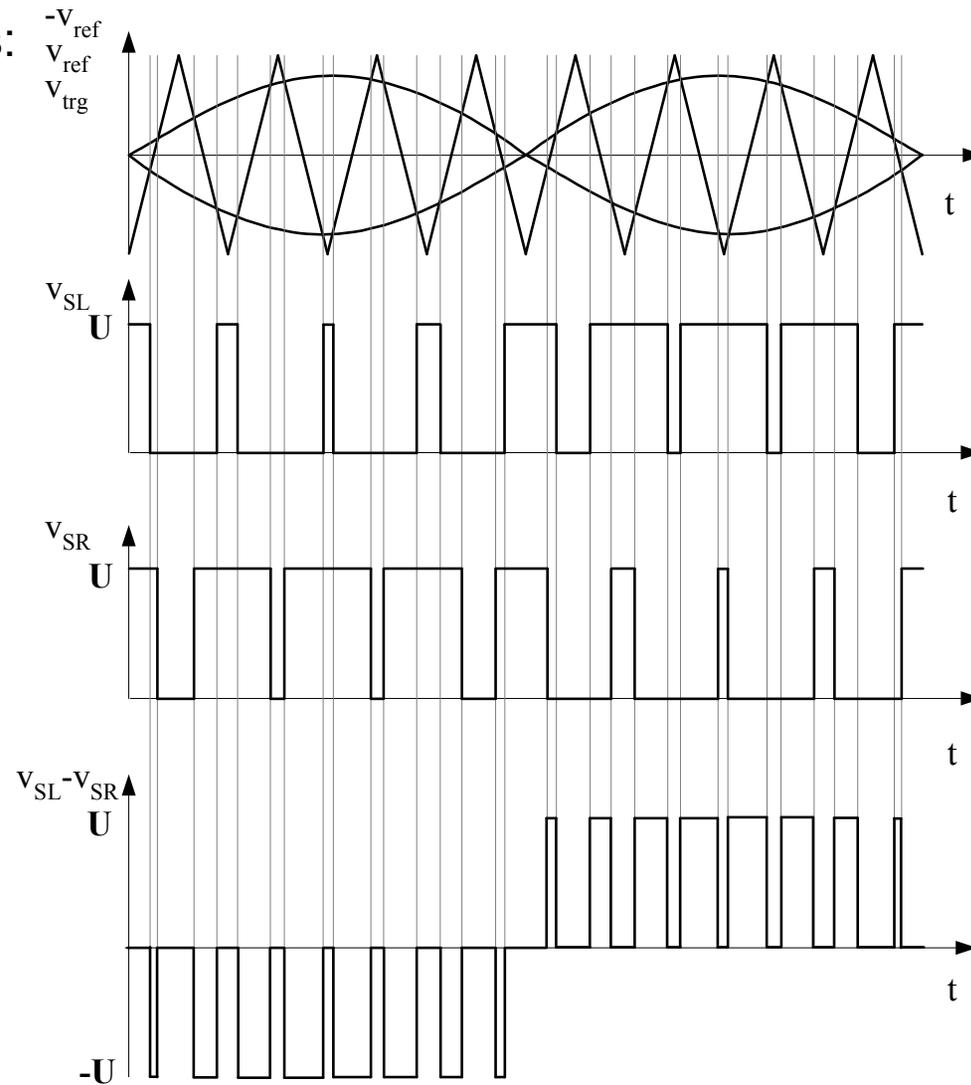
Comando 2 níveis:



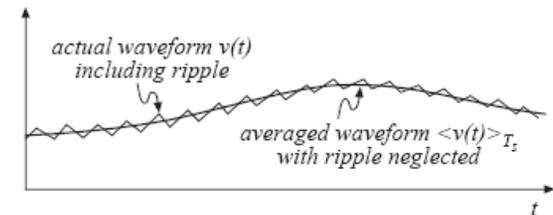
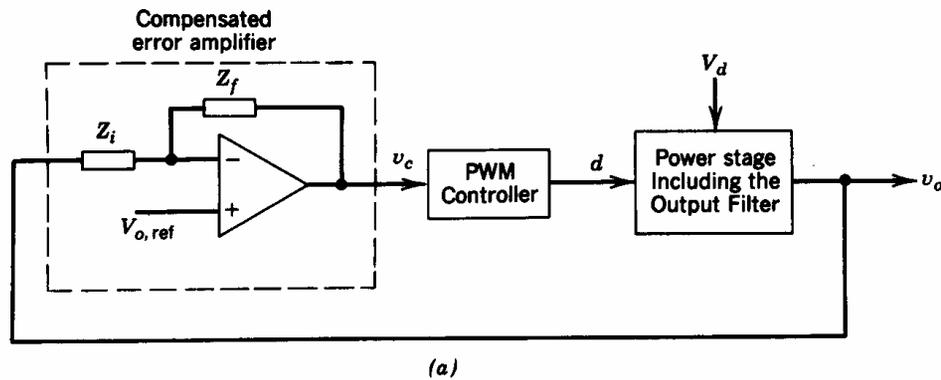
Comando 3 níveis:



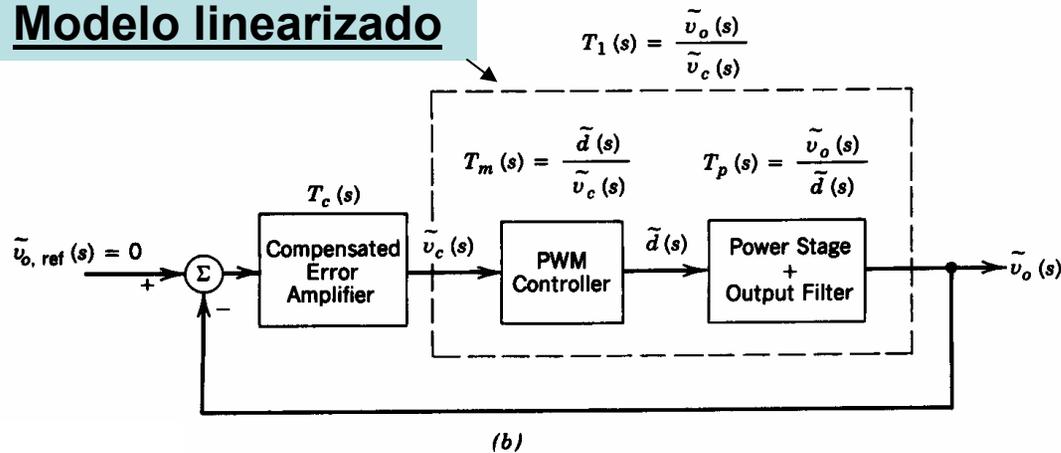
Comando 3 níveis:



Controlo de conversores



Modelo linearizado



Voltage regulation: (a) feedback control system; (b) linearized feedback control system.

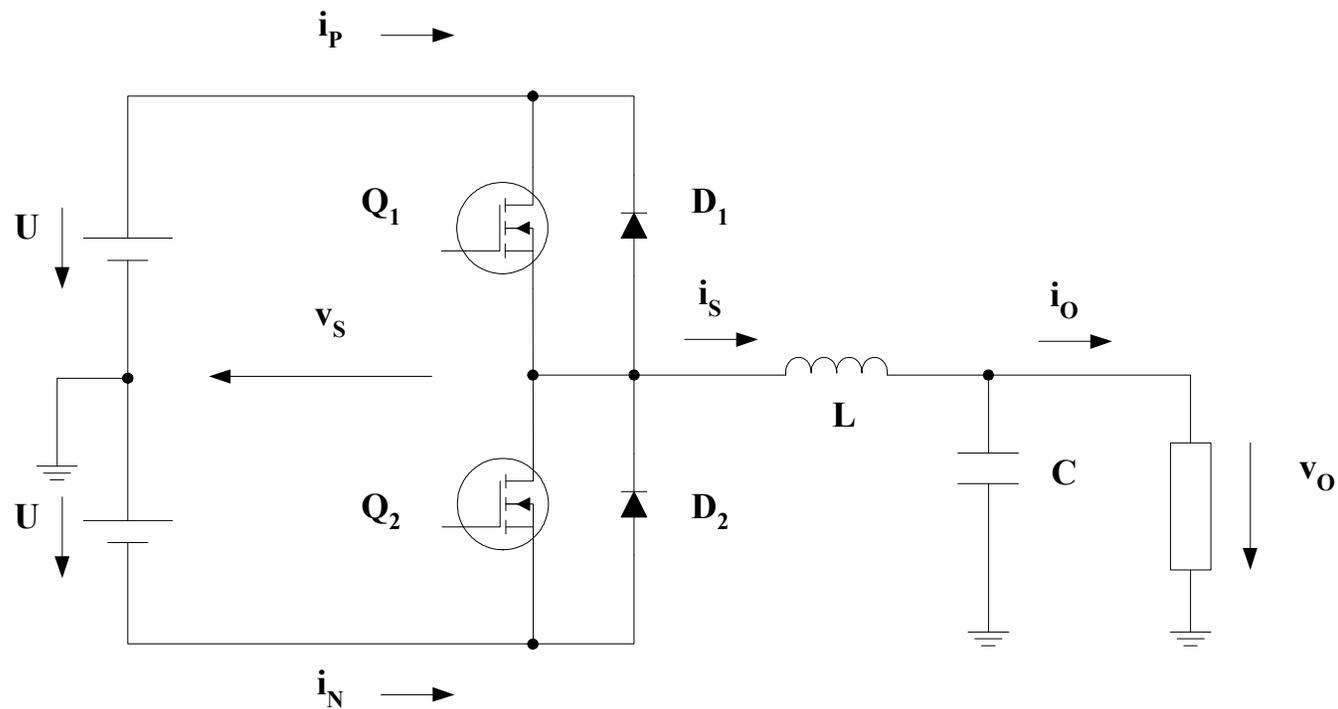
Modelos lineares de conversores comutados

A modelização linear de um sistema conversor comutado e a análise do seu comportamento podem ser efectuadas pelo modelo da média.

O modelo do baseia-se na determinação do estado do conversor e da sua variação.

Para implementar esta técnica é necessário proceder a uma escolha das variáveis de estado do circuito, que são geralmente as grandezas associadas ao armazenamento de energia nos elementos reactivos. Depois, e de acordo com a média dos estados possíveis determina-se o seu modelo.

Modelos lineares de conversores comutados (*Cúk e Middlebrook*) Exemplo: meia-ponte



Variáveis de estado:
corrente na bobina, i_s
tensão no condensador, v_C

Considerando x o vector correspondente aos valores das variáveis de estado e \dot{x} a sua derivada em ordem ao tempo, então a evolução do estado do conversor pode ser obtida através de uma equação do tipo:

$$\dot{x} = Ex + Fu \quad \text{com:} \quad x = \begin{bmatrix} i_s \\ v_C \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix}$$

A existência de M estados, correspondentes a cada um dos intervalos temporais resultantes dos estados de condução e corte do conjunto de interruptores comandados e díodos, provoca um desdobramento da equação anterior em M equações:

$$\dot{x}_m = E_m x_m + F_m u_m \quad , \quad m=1, \dots, M-1, M$$

No caso de um conversor em meia ponte e desprezando o efeito das quedas de tensão nos díodos podem considerar-se unicamente duas situações ($M=2$): A actuação do transístor Q_1 , que ocorre no intervalo $0 < t < \delta T_s$ e a actuação do transístor Q_2 para $\delta T_s < t < T_s$. Dá-se assim o desdobramento da equação em duas.

O cálculo de soluções através de coeficientes que são a média no período de comutação dos coeficientes E_m e F_m apresenta-se como solução para obter o comportamento médio do circuito no período de comutação.

$$E = E_1 \delta + E_2 (1 - \delta)$$

$$F = F_1 \delta + F_2 (1 - \delta)$$

Utilizando as leis de *Kirchhoff* podem-se obter as equações para os dois estados considerados anteriormente:

t_{on} (Q_1 ou D_1 em condução):

$$\begin{cases} U = L \frac{di_s}{dt} + v_C \\ v_C = v_O \\ i_s = i_C + \frac{v_O}{R_L} \end{cases}$$

t_{off} (Q_2 ou D_2 em condução):

$$\begin{cases} -U = L \frac{di_s}{dt} + v_C \\ v_C = v_O \\ i_s = i_C + \frac{v_O}{R_L} \end{cases}$$

Convertendo esta informação para o formato de espaço de estados matricial vem:

$$m=1 (t_{\text{on}}): \quad \begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U$$

$$m=2 (t_{\text{off}}): \quad \begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U$$

Efectuando a média temporal dos dois sistemas de equações anteriores, obtém-se o comportamento médio do circuito:

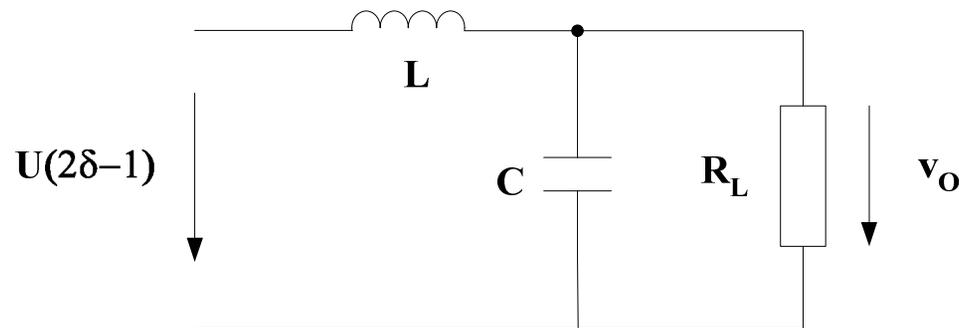
$$\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(2\delta - 1) \\ 0 \end{bmatrix} U$$

Anulando o primeiro termo do sistema de equações e simplificando obtém-se o comportamento médio e em regime permanente do sistema:

$$\frac{di_s}{dt} = 0 \Rightarrow v_O = U(2\delta - 1) \qquad \frac{dv_C}{dt} = 0 \Rightarrow i_S = \frac{v_O}{R_L}$$

O objectivo é permitir transformar um circuito comutado num circuito Linear e Invariante no Tempo (LIT) de cuja constituição façam unicamente parte componentes passivos e fontes, sendo o seu comportamento correspondente ao modelo da média.

De acordo com os resultados obtidos, do ponto de vista da saída, o comportamento do sistema comutado, segundo o modelo da média, corresponde ao do circuito da figura:



Limitações do modelo:

A equivalência apresentada, sendo o resultado de várias simplificações possui naturalmente as suas limitações:

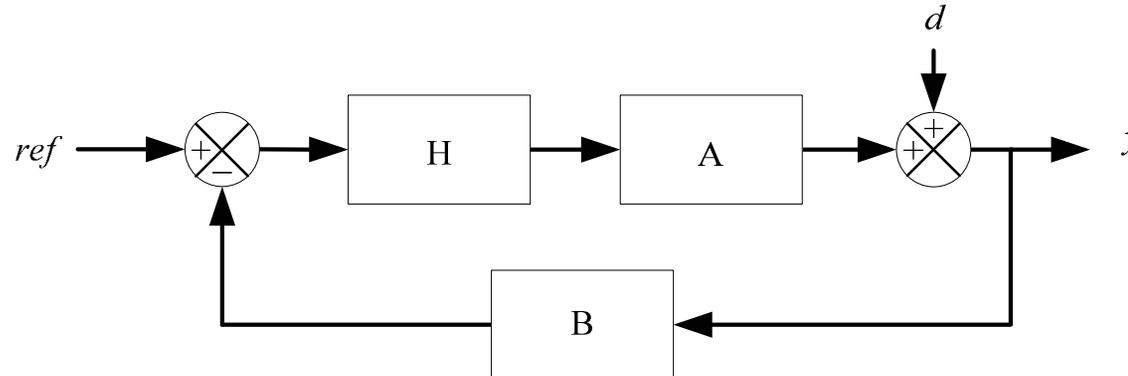
- Para análise do sinal de saída, o modelo da média e conseqüentemente o circuito apresentado é equivalente ao circuito comutado, mas unicamente para frequências muito inferiores à de comutação.

Aceita-se normalmente como limite 1/10 da frequência de comutação.

- Esta equivalência também só é considerada em regime de sinais fracos (perturbações de pequena amplitude).

Controlo linear

Na Figura encontra-se representado um sistema de realimentação linear



Variável de saída devido a ref:

$$y = HA(ref - By) \Leftrightarrow y = HAref - HABy \Leftrightarrow (1 + HAB)y = HAref \Leftrightarrow y = \frac{HA}{1 + HAB} ref$$

Variável de saída devido a d:

$$y = -HABy + d \Leftrightarrow (1 + HAB)y = d \Leftrightarrow y = \frac{1}{1 + HAB} d$$

Variável de saída total:

$$y = \frac{HA}{1 + HAB} ref + \frac{1}{1 + HAB} d$$

A componente do sinal d presente na saída encontra-se atenuada por um factor de $1+HAB$.

No que se refere ao ganho do sistema realimentado, este passa a ser de $HA/(1+HAB)$. Se $HAB \gg 1$, então o ganho do sistema é aproximadamente $1/B$.

Em termos de implementação, o bloco H é constituído tipicamente por um regulador Proporcional-Integral (PI) que pode também conter um termo Derivativo (PID).

O bloco de realimentação, B , é normalmente constituído uma atenuação resistiva.

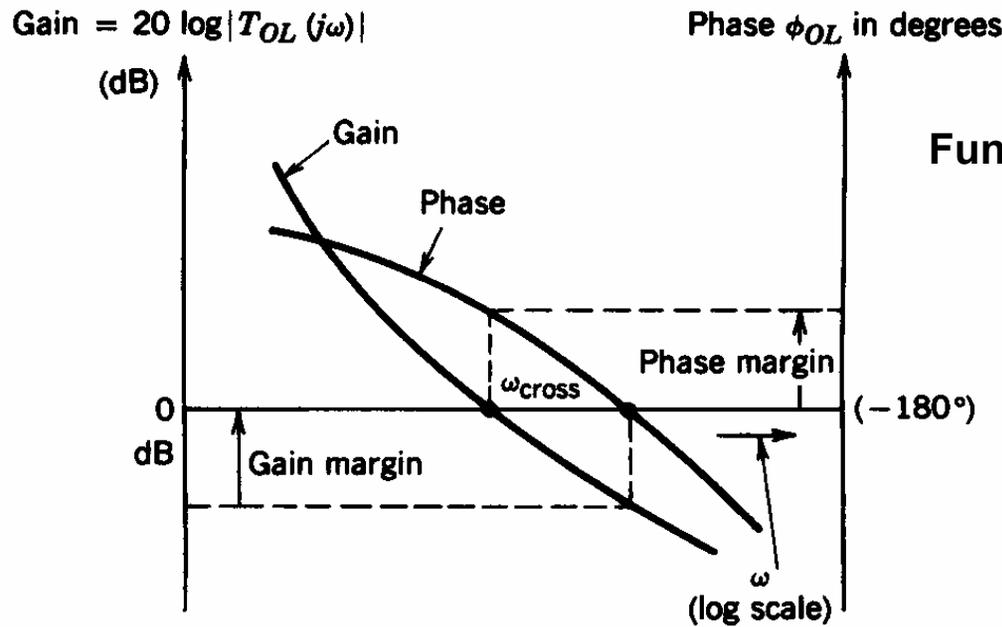
Para compensar o sistema Relativamente às perturbações (d) é vantajoso maximizar o ganho do sistema, no entanto existem limites que se prendem com a estabilidade do sistema.

Para além da amplitude dos sinais e dos ganhos dos blocos dos sistemas de controlo, o desfaseamento dos sinais provocado pelos blocos A, B e H deve também ser tomado em linha de conta. Se, na malha ABH, o desfaseamento total for maior do que π (180°) e o ganho maior do que unitário, a realimentação torna-se positiva por inversão de fase o que torna o sistema instável.

O projecto de um sistema de controlo pode ser realizado com base na sua resposta em frequência. Neste caso são ferramentas úteis os conceitos de Margem de Ganho (G_M) e Margem de Fase (Φ_M):

$\Phi_M = \pi + \phi$, sendo ϕ a fase da função de transferência da malha aberta formada pelos blocos HAB, quando o seu ganho é unitário.

$$G_M = \frac{1}{|ABH(j\omega_1)|} \quad , \text{ sendo } \omega_1, \text{ a frequência em que a fase da função da malha aberta HAB é } \pi \text{ rad.}$$



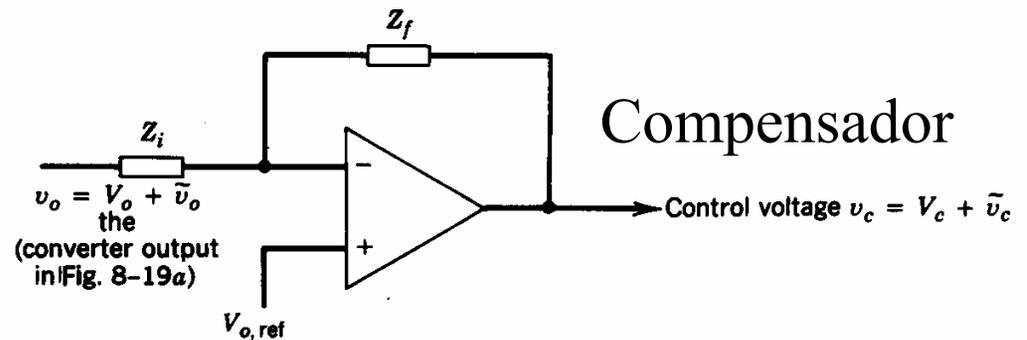
Função de transferência de malha aberta

Gain and phase

margins.

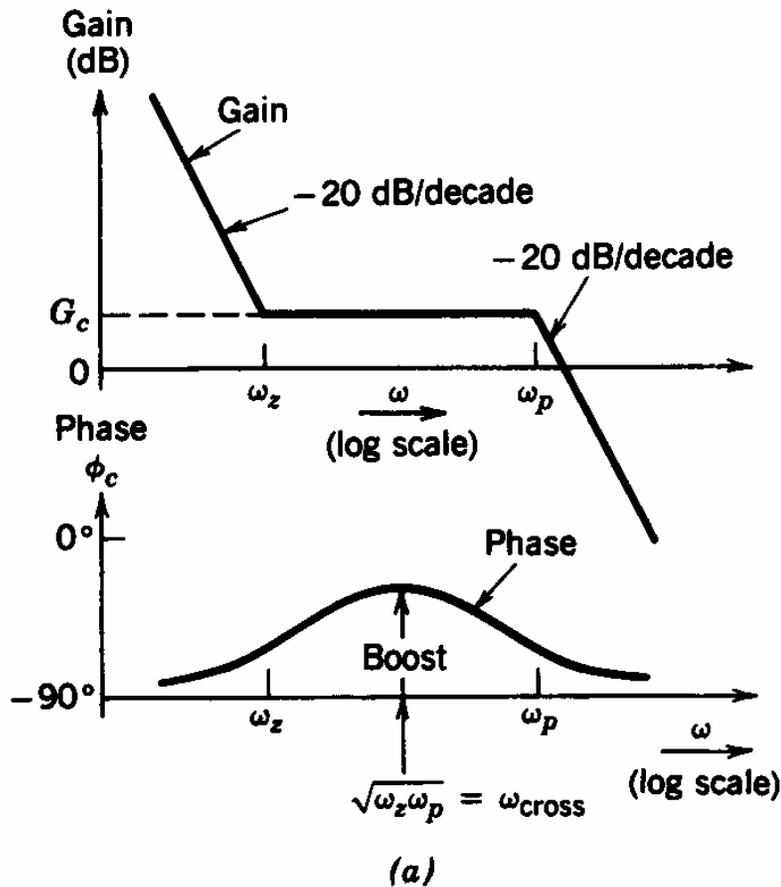
Para estabilidade \rightarrow PM = 45° - 60°

$$T_c(s) = -\frac{Z_f(s)}{Z_i(s)}$$

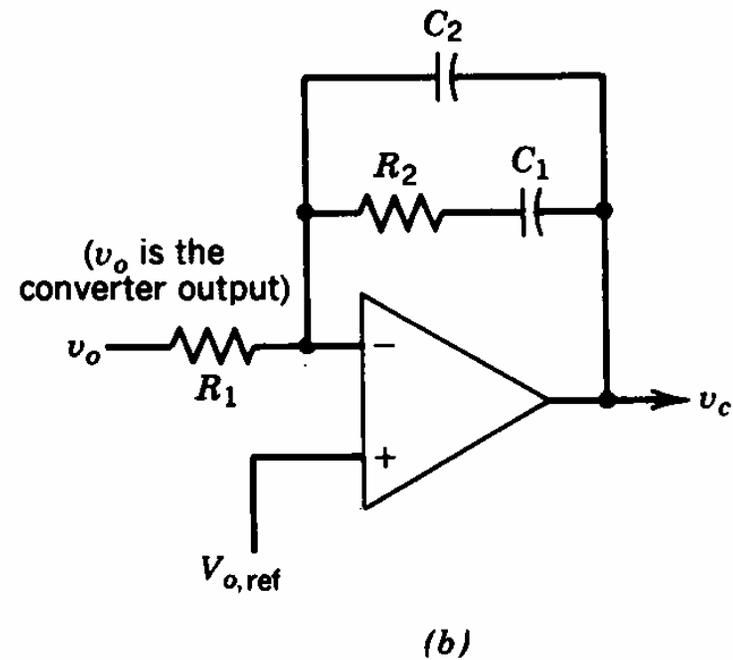


A general compensated error amplifier.

Possível circuito para implementação do amplificador de erro



Error amplifier.



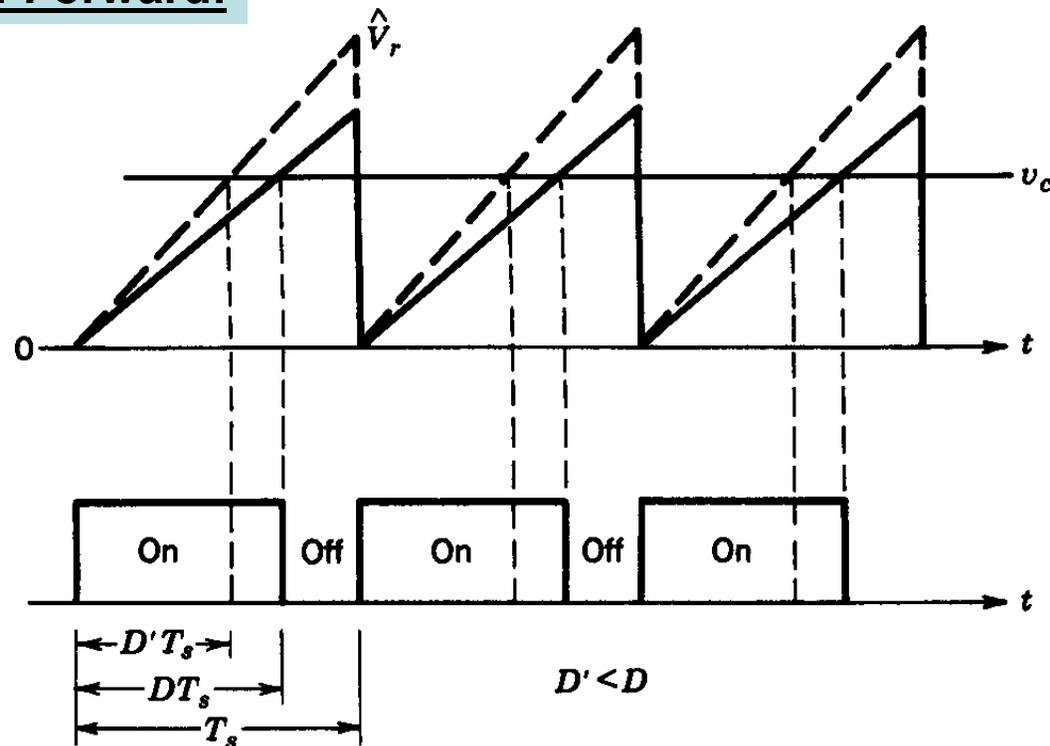
$$T_c(s) = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} \quad \omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2}$$

Na prática mudam-se os pólos e os zeros do sistema de modo a maximizar o ganho na banda de interesse e manter a estabilidade.

Para determinação dos limites de estabilidade o circuito é simulado em malha aberta. Depois de fechada os ganhos do sistema ficam a ser diferentes dos que existiam em malha aberta.

Voltage Feed-Forward:

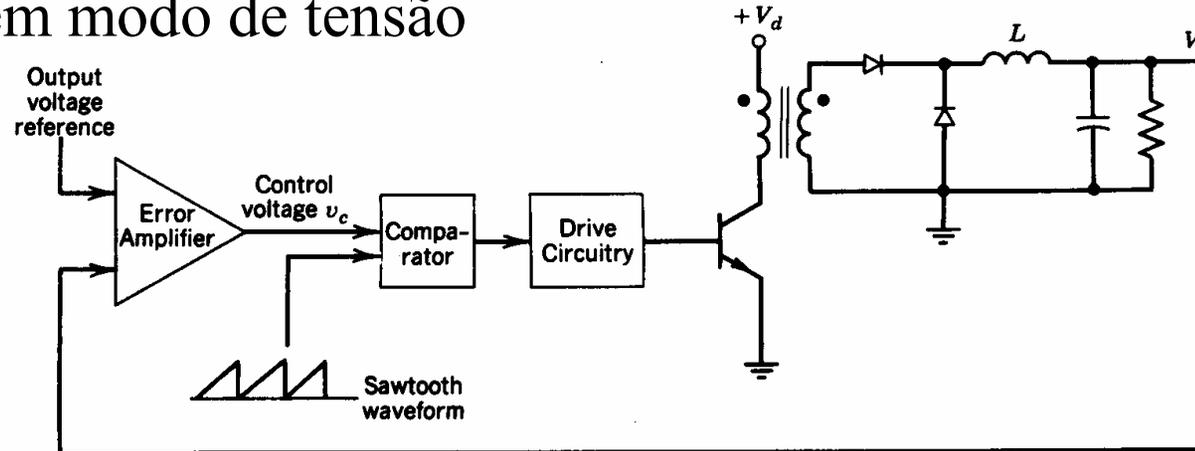


Voltage feed-forward: effect on duty ratio.

Variar a amplitude da rampa em função da tensão de alimentação.

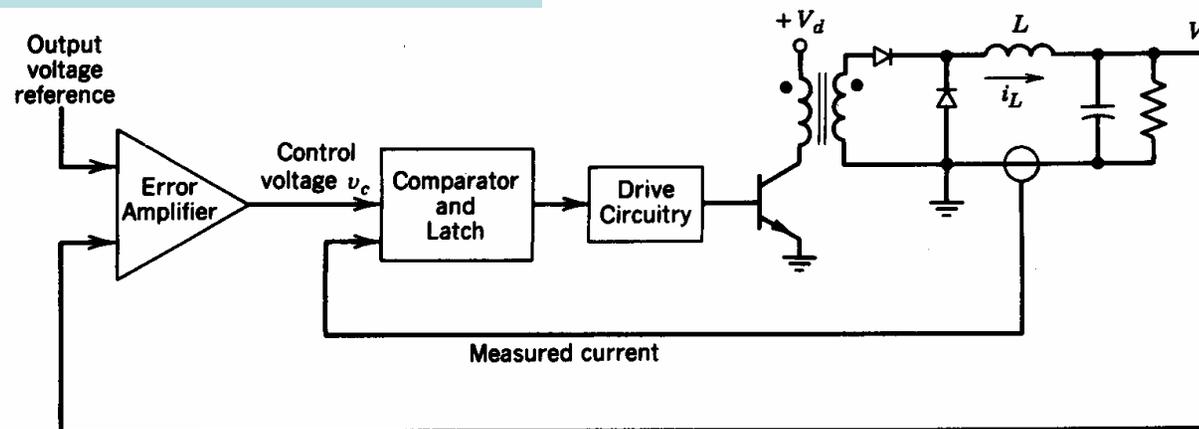
O conversor fica imune a variações da tensão de entrada

Controlo em modo de tensão



(a)

Controlo em modo de corrente



(b)

PWM duty ratio versus current-mode control: (a) PWM duty ratio control; (b) current-mode control.

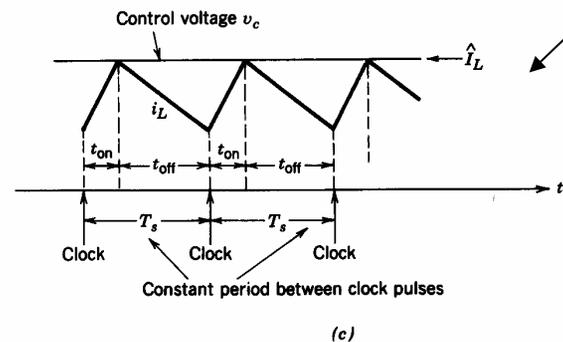
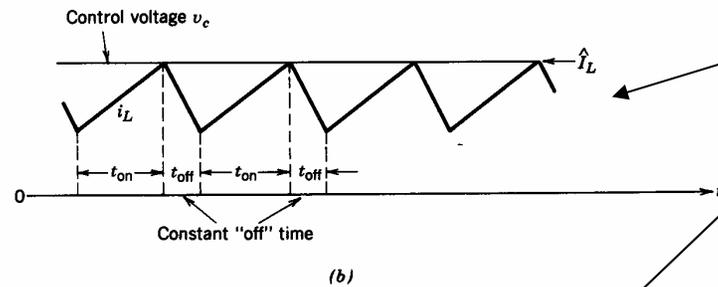
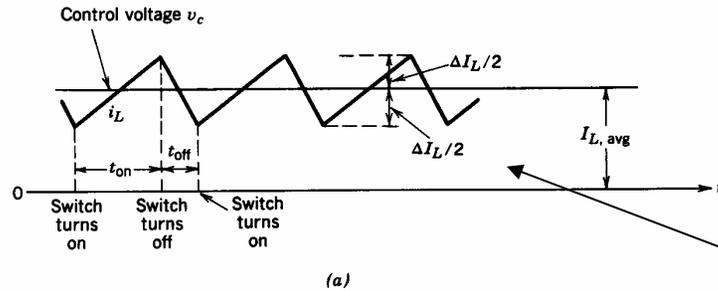


Figure 10-30 Three types of current-mode control: (a) tolerance band control; (b) constant-off-time control; (c) constant frequency with turn-on at clock time.

Tipos de controlo em modo de corrente:

- Tolerance band control
- Constant OFF time control
- Constant frequency – turn-on at clock

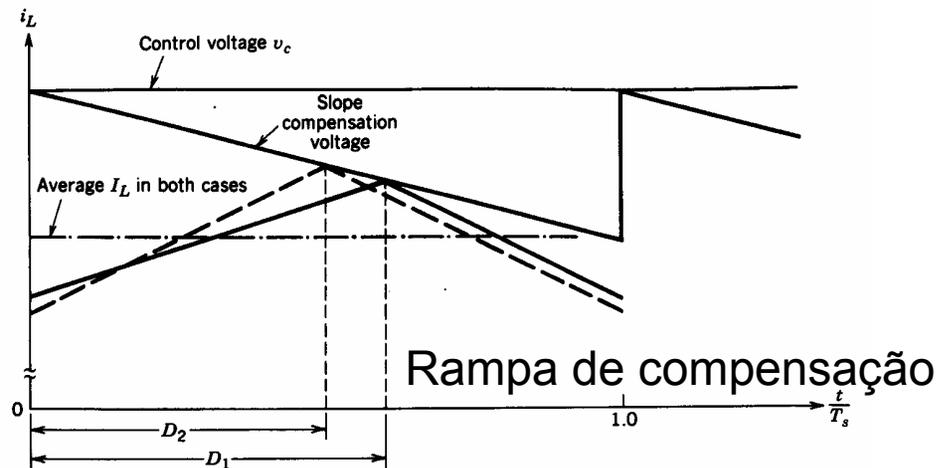
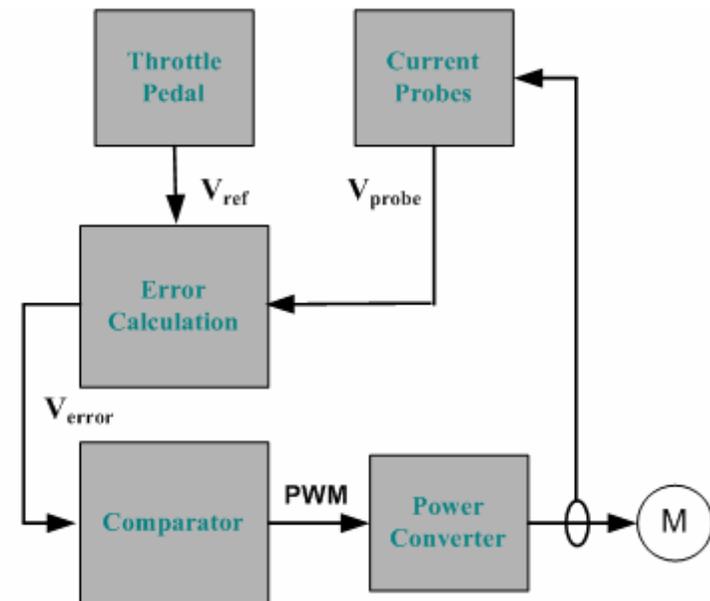
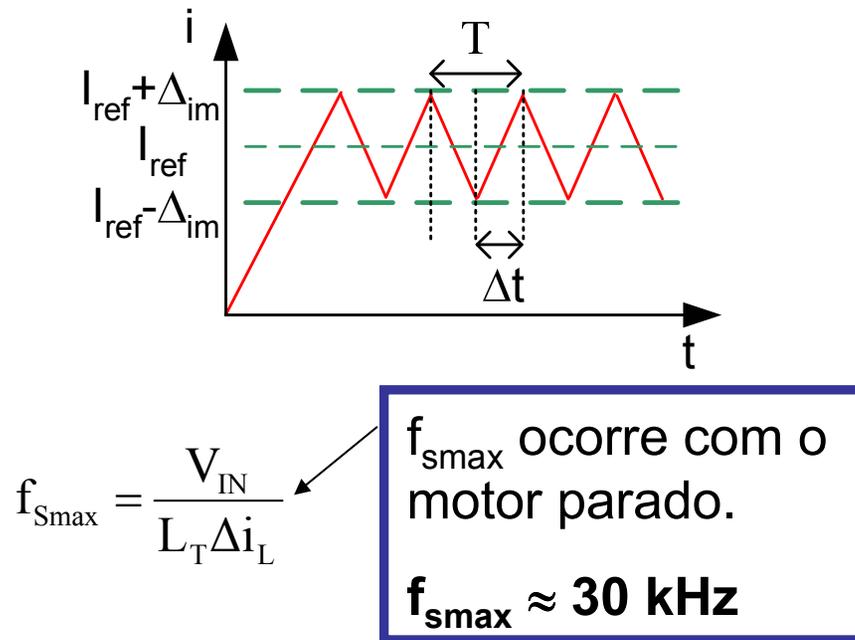


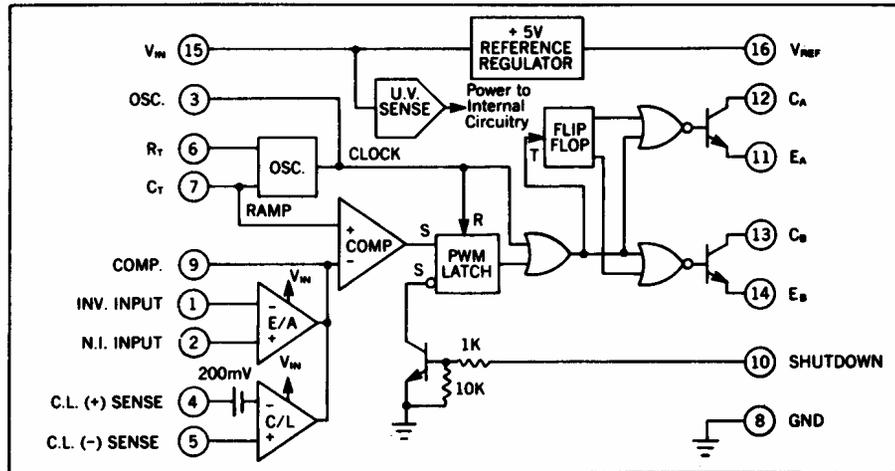
Figure 10-31 Slope compensation in current-mode control (D_2 is smaller for a higher input voltage with a constant V_o).

Controlo de corrente em modo deslizante:

Os interruptores são comutados quando o erro de corrente é atingido, fazendo uma banda histerética. A frequência é variável.



BLOCK DIAGRAM



Exemplo de circuito dedicado:
Circuito de controlo UC1524

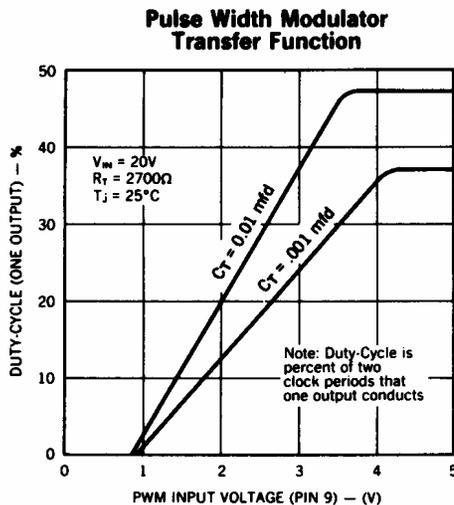
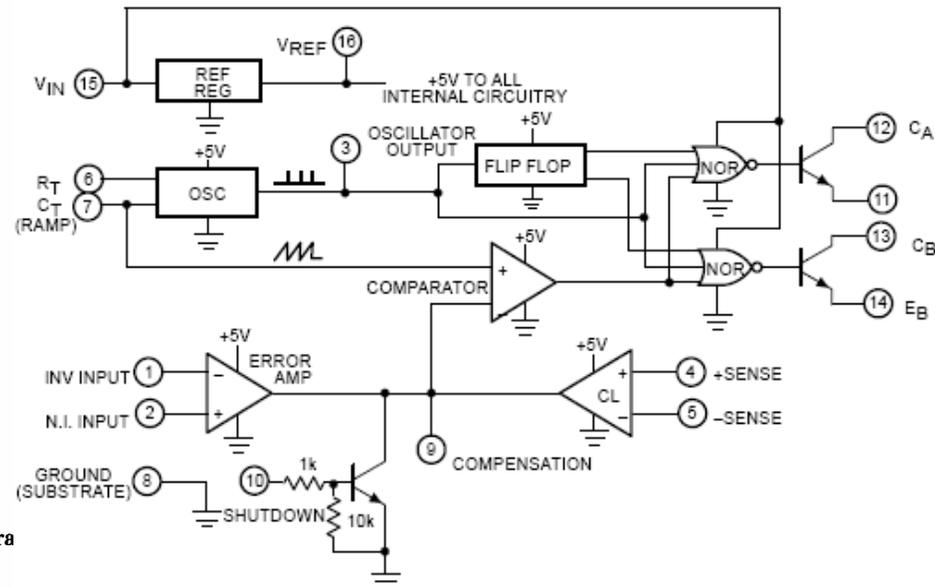
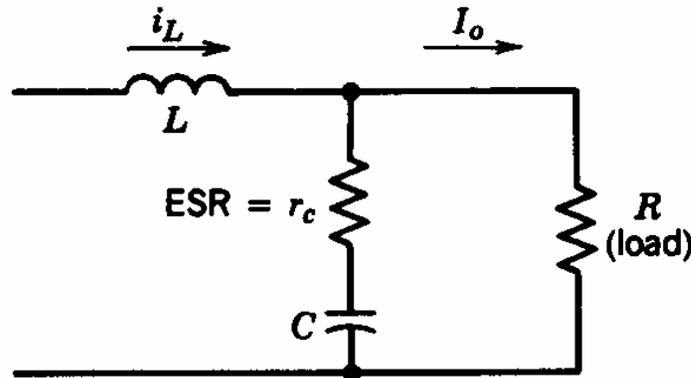


Figure 10-32 Pulse-width modulator UC1524A: (a) block diagram function. (Courtesy of Unitrode Integrated Circuits Corp.)

SG3524



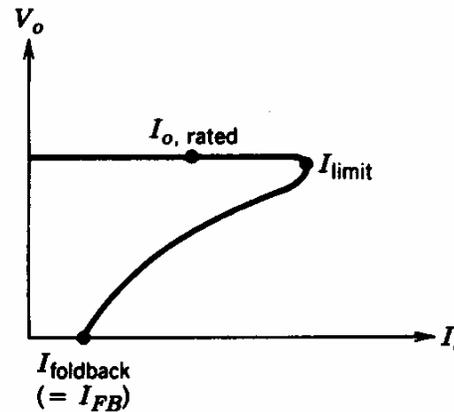
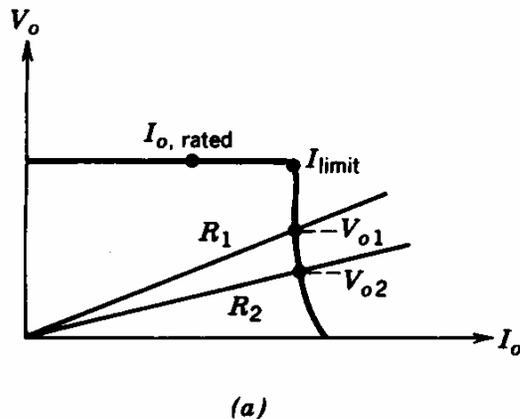


$$\Delta V_o = -ESR \cdot \Delta I_o$$

Muitas vezes o incluir de efeitos parasitas muda o diagrama de bode do sistema e assim tb a estabilidade

Protecções:

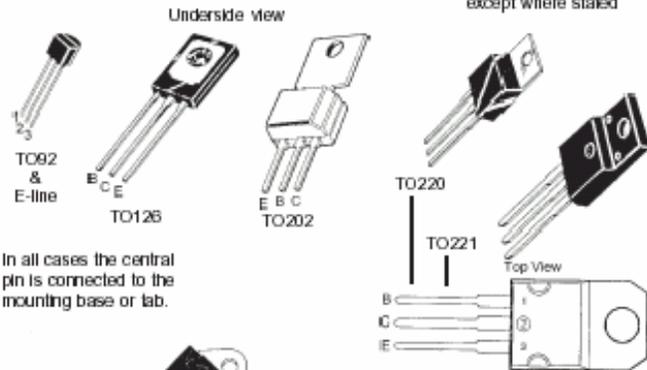
- Limitação de corrente
- Soft start



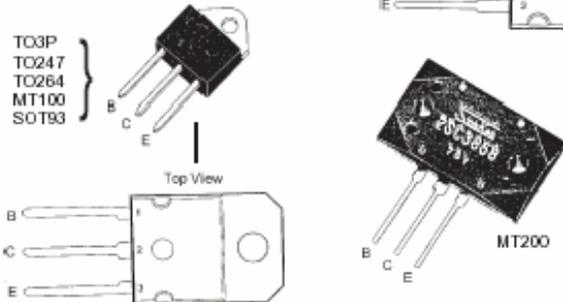
Current limiting: (a) constant current limiting;
(b) foldback current limiting.

Projecto térmico:

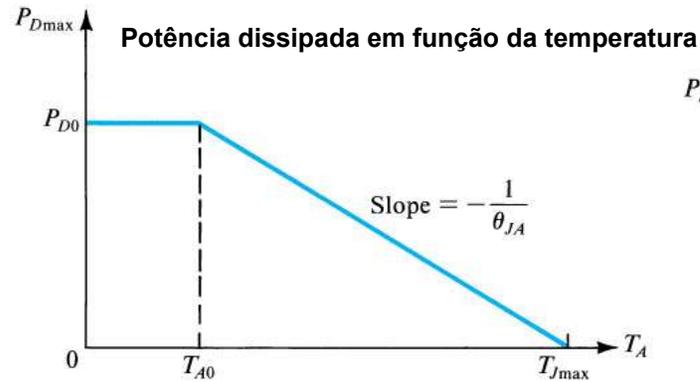
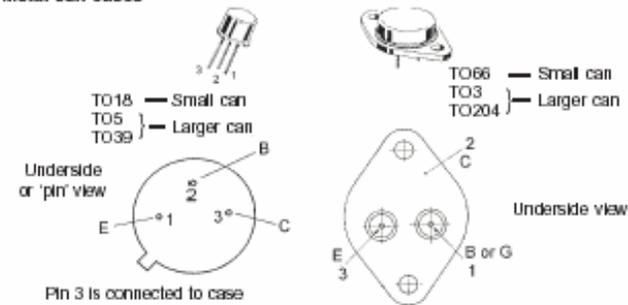
Plastic cases



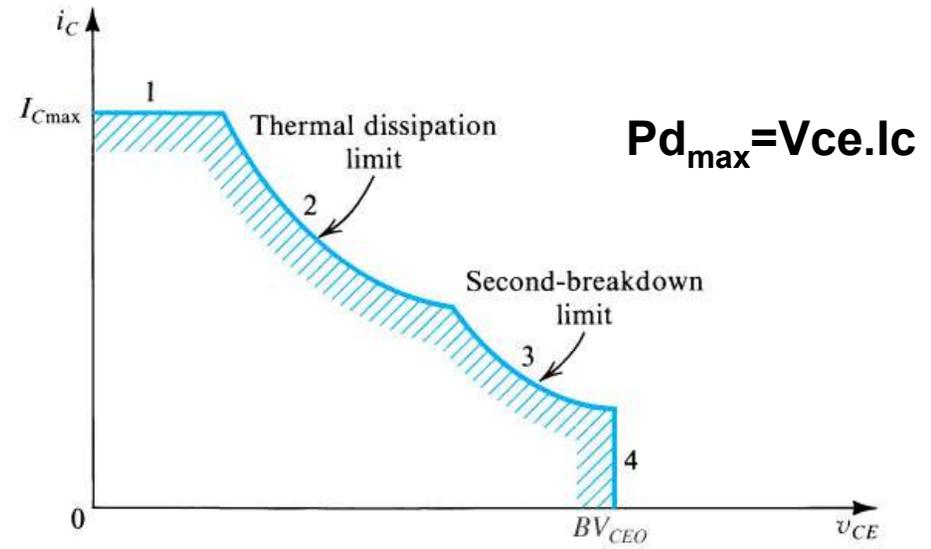
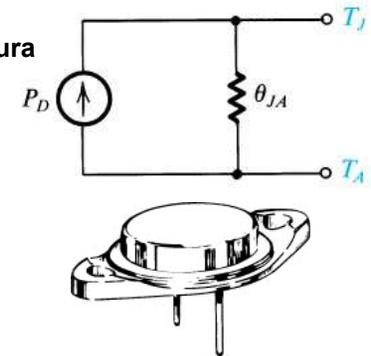
In all cases the central pin is connected to the mounting base or tab.



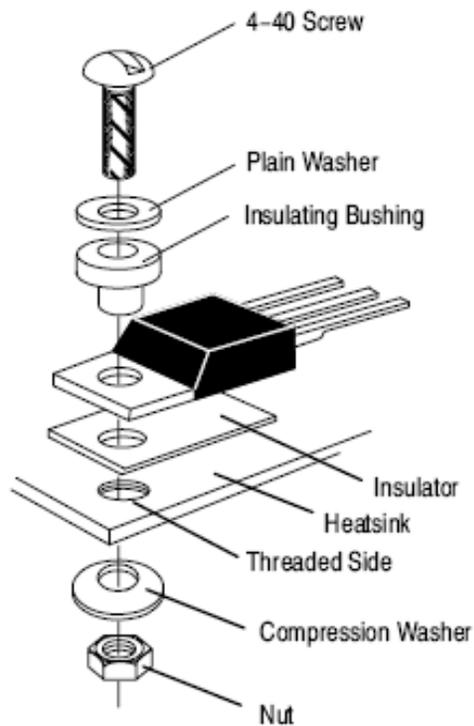
Metal can cases



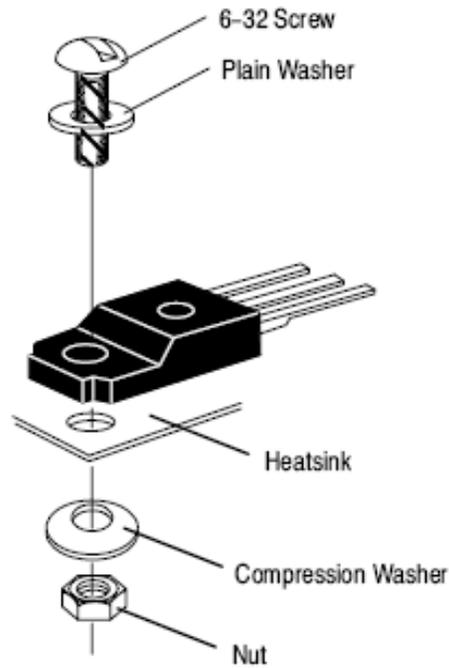
Modelo térmico



Montagem de transístores

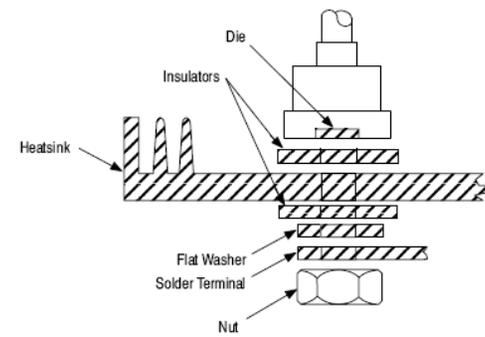
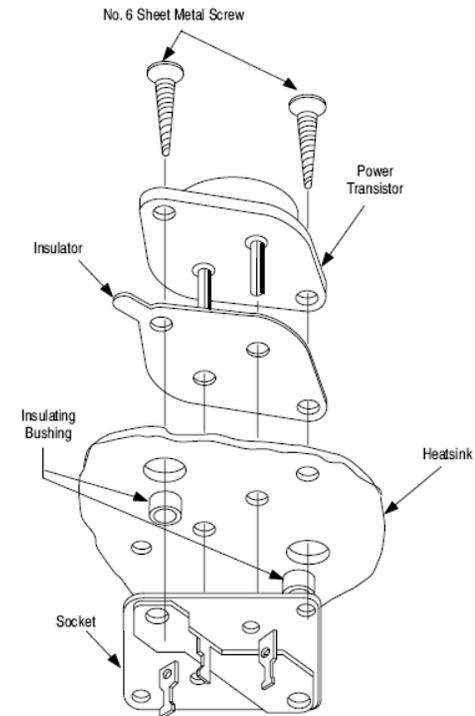


(a) Screw Mounted TO-220

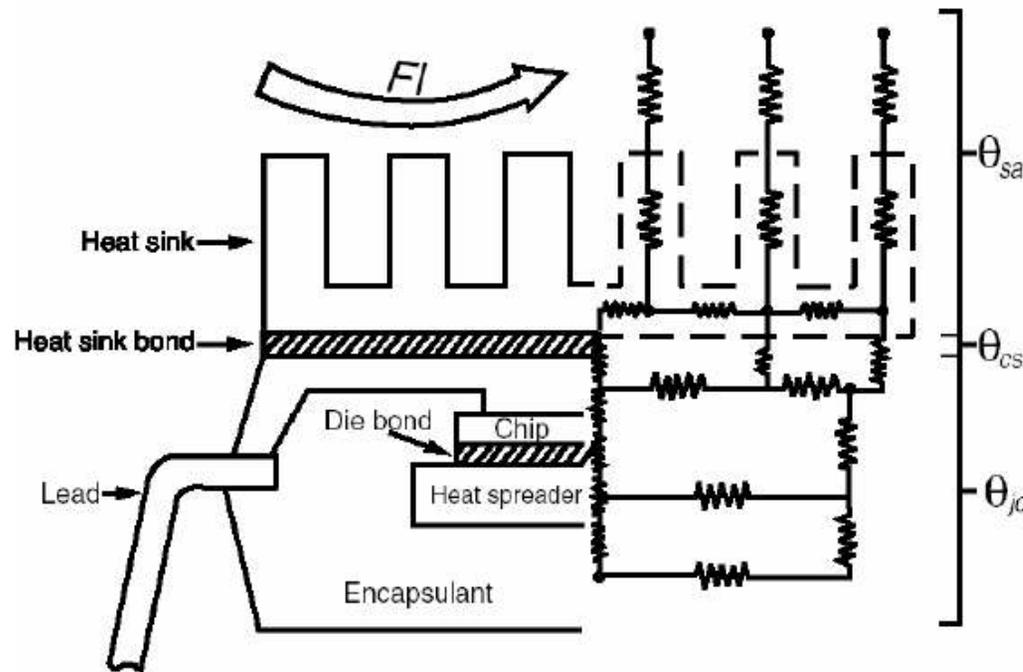


(b) Screw Mounted Full Pak

Figure 5-10. Hardware Used for a TO-204AA (TO-3) Flange Mount Part



Projecto térmico:

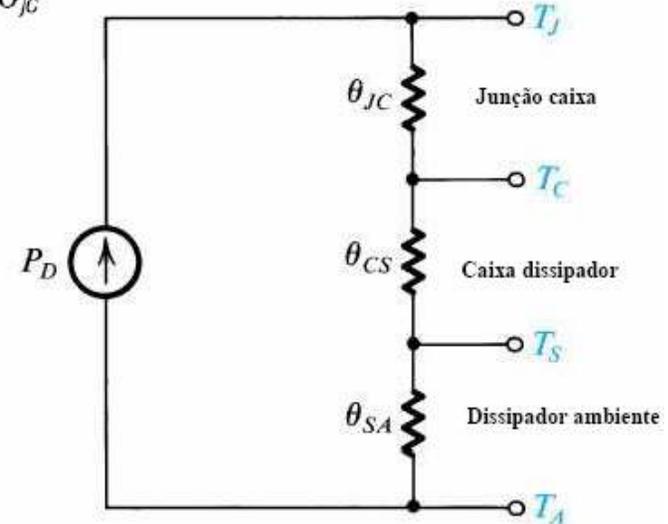


$$\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} = \frac{T_j - T_a}{P_D} \rightarrow ^\circ C/W$$

Dissipadores:

Função – Escoar o calor gerado pelo dispositivo a fim de não atingir os limites máximos de funcionamento

Modelo térmico



Projecto térmico:

Radiação

Convecção natural (montagem vertical de alhetas)

Ventilação forçada

Por fluido de transferência

Refrigeração

Condutibilidade térmica dos materiais

Pasta térmica





DEE
IPT

ACCIONAMENTOS ELECTROMECHANICOS

Fim