



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA CATARINA
CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM SISTEMAS DE TELECOMUNICAÇÕES
Área de Conhecimento: Eletrônica Analógica II

FONTES DE TENSÃO REGULADAS

Professor Pedro Armando da Silva Jr.

São José, fevereiro de 2012.

SUMÁRIO

1 – Fontes lineares	
1.1 – Introdução.....	3
1.2 – Partes de uma fonte regulada linear	4
1.3 – O diodo zener	5
1.4 – Regulador paralelo simples.....	6
1.5 – Regulador série	7
1.6 – Exercícios	9
1.7 – Reguladores empregando circuitos integrados.....	11
1.8 – Exercícios	17
2 – Cálculo térmico	
2.1 – Introdução.....	19
2.2 – Troca de calor em semicondutores	19
2.3 – Resistência térmica	19
2.4 – Projeto térmico	20
2.5 – Exercícios	22
3 – Fontes chaveadas	
3.1 – Introdução.....	25
3.2 – Topologias convencionais de conversores	26
3.3 – Conversor <i>buck</i> (em modo de condução contínua)	28
3.4 – Integrados PWM (modulação por largura de pulso).....	31
3.5 – Características dos interruptores para fontes chaveadas.....	34
3.6 – Tipos de interruptores utilizados em conversores estáticos ...	35
4 – Referências bibliográficas	36
5 – Anexos	37
6 – Roteiros de experiências	53

1 – FONTES LINEARES

1.1 - INTRODUÇÃO

Tipos diferentes de equipamentos eletrônicos necessitam, em vários pontos de seus circuitos, de certos valores de tensão contínua (CC) regulados para que possam operar normalmente. A regulação de uma fonte de alimentação é a capacidade desta em manter sua tensão de saída o mais constante possível, a despeito de qualquer variação que possa ocorrer por causas externas ou internas a fonte.

Basicamente são três fatores que mais influenciam no valor da tensão de saída de uma fonte:

a) Variação de carga: A tensão V_O apresenta um valor máximo quando a saída está em aberto ($I_C=0$). Quando a saída é carregada, a medida em que I_C aumenta há uma queda proporcional de V_O , conforme mostra o gráfico abaixo.

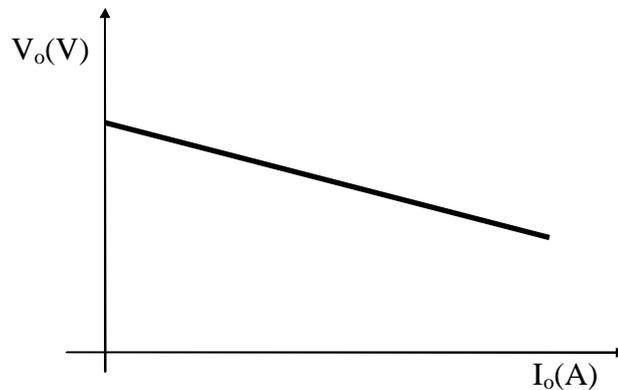


Fig. 1.1- Tensão de saída em função da corrente de saída de uma fonte não regulada

Este comportamento é facilmente compreendido se considerarmos a resistência interna das fontes de alimentação.

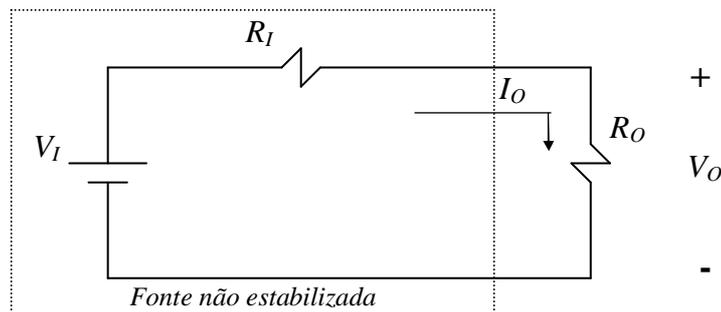


Fig. 1.2 - Circuito equivalente de uma fonte de alimentação.

A equação de malha do circuito é dada por $V_O = V_I - R_i I_O$. Assim, considerando R_i e V_I como constantes, podemos perceber que o aumento na corrente de carga tem como consequência uma queda no valor da tensão de saída.

b) Varição de linha: Na grande maioria das aplicações, a fonte CC é alimentada por uma fonte CA através de uma ponte retificadora e um filtro. A tensão de linha, fornecida pela concessionária de energia elétrica, varia em torno de 10% de

seu valor eficaz, em função da demanda. Consequentemente, a tensão CC de saída variará nas mesmas proporções.

c) Variação da temperatura: Mudanças de temperatura provocam alterações físicas nos componentes eletro-eletrônicos, principalmente nos semicondutores, alterando seu comportamento e acarretando em variações do comportamento das fontes.

Regulação de Tensão

A variação da tensão de saída pode ser medida por coeficientes de regulação, denominados regulação de carga, regulação de linha, regulação cruzada (de carga e linha) e regulação de temperatura. Estes coeficientes são dados em porcentagem da variação da tensão de saída. Por exemplo, para determinação da regulação de carga é necessário variar a corrente de saída entre seus valores máximo e mínimo, medindo para cada caso os valores da tensão de saída e em seguida aplicar a equação abaixo:

$$Reg_c (\%) = \frac{V_{O_{max}} - V_{O_{min}}}{V_{O_{min}}} \cdot 100 \dots\dots\dots (Eq. 1.1)$$

No caso da regulação cruzada aplica-se a fórmula acima em duas situações críticas para a tensão de saída:

- a) Tensão de entrada máxima com corrente de saída mínima.
- b) Tensão de entrada mínima com corrente de saída máxima.

Outro dado importante em uma fonte é o seu rendimento. O rendimento relaciona a potência de entrada e saída, dando uma ideia da perda de potência na fonte.

$$\eta (\%) = \frac{P_o}{P_i} \cdot 100 \dots\dots\dots (Eq. 1.2)$$

1.2 - PARTES DE UMA FONTE REGULADA LINEAR

No diagrama de blocos abaixo são apresentadas as partes funcionais de uma fonte de tensão regulada linear e logo em seguida sua descrição.

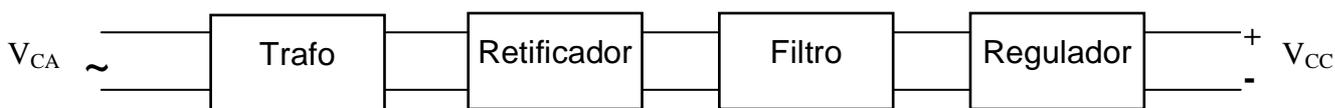


Fig. 1.3 - Diagrama de blocos de uma fonte linear.

- Transformador: Adapta a tensão da rede às necessidades da fonte e realiza o isolamento galvânico entre a rede e a carga (segurança).

- Retificador: Transforma a tensão alternada em pulsante unidirecional. Os retificadores de onda completa são os mais utilizados.

- Filtro: Reduz o conteúdo de harmônicos presentes na saída do retificador, proporcionando uma tensão contínua mais pura. O filtro capacitivo é mais utilizado.

- Regulador: Mantém a tensão contínua de saída fixa, mesmo com variações da corrente na carga, da tensão de linha ou da temperatura. Geralmente incorpora proteção contra sobre-corrente e curto-circuito.

1.3 - O DIODO ZENER

O funcionamento das fontes lineares está diretamente ligado com as características do diodo zener.

O comportamento do diodo retificador já nos é conhecido. Sabemos que na polarização reversa a corrente reversa é muito pequena, praticamente nula, até a tensão de pico inversa máxima (V_{ZK}). Aumentando-se a tensão inversa a partir de V_{ZK} a corrente reversa começa a crescer, atingindo o valor V_Z , chamado tensão zener. Neste instante a corrente passa a crescer rapidamente, alcançando valores elevados, mesmo para pequenos incrementos da tensão reversa, levando o diodo a queima.

A parte da curva característica a partir de V_Z chama-se região zener. Embora os diodos retificadores não possam trabalhar nessa região, existe um tipo de diodo especialmente construído para operar nessa região, o diodo zener.

O diodo zener, quando percorrido por uma corrente reversa, mantém em seus terminais uma tensão praticamente constante, denominada de tensão zener (V_Z), como mostra sua curva característica. Para ocorrer uma pequena variação na tensão zener é necessária uma grande variação da corrente reversa.

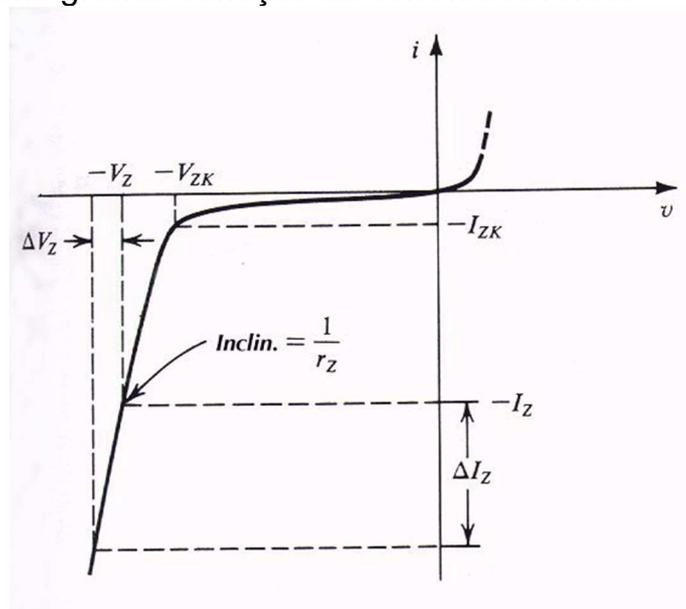


Fig. 1.4 - Curva característica do diodo zener.

O diodo zener possui dois limites de corrente para operação, um inferior ($I_{Zmín}$) e outro superior ($I_{Zmáx}$). $I_{Zmín}$ é a menor corrente necessária para o zener atingir a tensão de ruptura (V_{ZK}), $I_{Zmáx}$ é limitado pela máxima dissipação de potência do componente.

A figura seguinte apresenta o símbolo do diodo zener e o sentido da corrente quando o mesmo está operando com polarização reversa. Um diodo zener diretamente polarizado comporta-se como um diodo retificador.

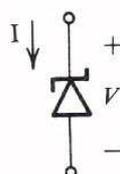


Fig. 1.5 - Símbolo do diodo zener.

Um parâmetro importante de um diodo zener é sua resistência diferencial (R_Z),

pois dela depende a fixação ou não da tensão zener em relação a corrente zener. A resistência diferencial é definida como a variação da tensão zener em relação a variação da corrente zener em torno de um ponto de funcionamento. Quanto menor for R_z , melhor se comportará o diodo zener como regulador de tensão. Considerando a resistência diferencial, o circuito equivalente do diodo zener pode ser representado pela figura abaixo.

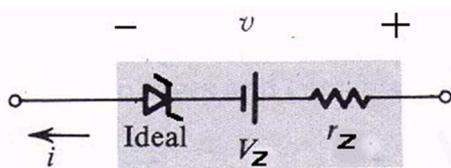


Fig. 1.6 - Circuito equivalente do diodo zener.

Para efeito de aproximação consideraremos em nosso estudo $R_z=0\Omega$.

Outro parâmetro do diodo zener é seu coeficiente de temperatura. Os diodos com tensão zener inferior a 5V possuem um coeficiente negativo de temperatura, ou seja, um incremento na temperatura acarreta um decréscimo na tensão zener. Os diodos com tensão superior a 5V possuem um coeficiente positivo de temperatura. Este coeficiente é dado em $mV/^\circ C$ e pode ser encontrado no manual do componente.

As principais especificações de um diodo zener são:

- Tensão zener (V_Z)
- Potência máxima ($P_{Zm\acute{a}x}$) \Rightarrow é a potência máxima que o zener pode dissipar sem danos ao componente. Dado o valor de $P_{Zm\acute{a}x}$ pode-se calcular o valor de $I_{Zm\acute{a}x}$ através da razão $P_{Zm\acute{a}x}/V_Z$.
- Corrente mínima ($I_{Zm\acute{i}n}$) \Rightarrow é a menor corrente necessária para o zener atingir a tensão de ruptura. Quando não for conhecido seu valor pode-se adotar a seguinte equação: $I_{Zm\acute{i}n}=0,1 \cdot I_{Zm\acute{a}x}$.

1.4 - REGULADOR PARALELO SIMPLES

O regulador paralelo simples é empregado para alimentação de cargas de pequenas potências (até 1W). Ele é composto por um resistor (R_S) e um diodo zener, acoplados na saída de uma fonte não estabilizada, como apresentado abaixo:

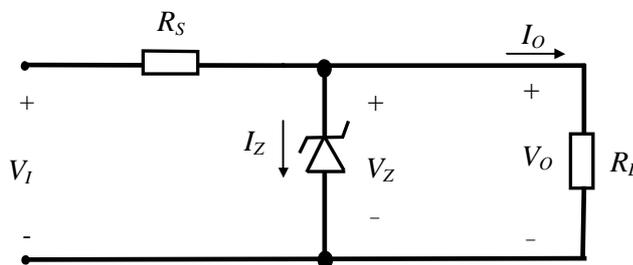


Fig. 1.7 - Circuito do regulador paralelo simples.

Por inspeção do circuito obtêm-se as seguintes equações:

$$V_o = V_z \dots\dots\dots(\text{Eq. 1.3})$$

$$V_i = R_s \cdot (I_z + I_o) + V_o \dots\dots\dots(\text{Eq. 1.4})$$

Se V_i aumentar ou diminuir por algum motivo, o diodo zener tende a manter a tensão de saída constante. Sendo assim, aumenta ou diminui a queda de tensão

sobre o resistor R_S , o qual tem a função principal de limitar a corrente do zener.

Observa-se também que considerando V_I e V_O constantes, a tensão sobre R_S é constante, o que faz I_{R_S} constante. Pode-se concluir que se I_O aumenta, diminui a corrente I_Z e se retirarmos a carga ($I_O=0$) a corrente I_Z será igual a corrente I_{R_S} . Desta análise, conclui-se que a corrente da fonte de entrada permanece praticamente constante e independente da corrente da carga. Isto é vantajoso do ponto de vista da regulação de carga (V_O constante independente de I_O) e desvantajoso do ponto de vista do consumo da fonte de entrada.

O projeto do regulador paralelo simples baseia-se na determinação do valor do resistor R_S seguindo-se os seguintes passos:

1 - Especificações: V_I , V_O e $I_{O\text{máx}}$

2 - Escolha do zener: Como $V_O=V_Z$ deve-se escolher, através do manual do fabricante, o componente que possui tensão zener mais próxima possível da tensão V_O . No manual, obtém-se ainda, $I_{Z\text{mín}}$ e $I_{Z\text{máx}}$.

3 - Cálculo de R_S :

Da equação 1.4, isolando R_S determina-se a faixa de valores de resistência admissível, considerando V_I e I_O variáveis. Assim, para pior situação do regulador (regulação cruzada) teremos duas situações:

a) Para o zener atingir a tensão de ruptura ($I_{Z\text{mín}}$) com carga máxima e $V_{I\text{mín}}$:

$$R_S < \frac{V_{I\text{mín}} - V_O}{I_{Z\text{mín}} + I_{O\text{máx}}} \dots \dots \dots \text{(Eq. 1.5)}$$

b) Para a máxima dissipação de potência do zener ($I_{Z\text{máx}}$) e considerando-se a pior situação de carga, ou seja, o regulador em aberto ($I_{O\text{mín}}=0$) e $V_{I\text{máx}}$, tem-se:

$$R_S > \frac{V_{I\text{máx}} - V_O}{I_{Z\text{máx}} + I_{O\text{mín}}} \dots \dots \dots \text{(Eq. 1.6)}$$

Na equação anterior, se o regulador tiver a possibilidade de operar em aberto (sem carga) deve-se considerar $I_{O\text{mín}}=0$.

Caso os valores das equações 1.5 e 1.6 não forneçam um intervalo matemático válido para R_S , um zener de maior potência deve ser escolhido (novos valores de $I_{Z\text{mín}}$ e $I_{Z\text{máx}}$).

2.5 - REGULADOR SÉRIE

O regulador série é um circuito que utiliza o regulador paralelo simples acrescentando a este um transistor de passagem com o objetivo de alimentar cargas de potências maiores (de 1 a 50W). O circuito do regulador série é apresentado abaixo:

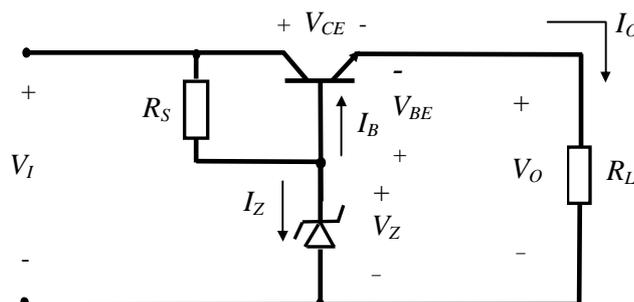


Fig.1.8 - Circuito do regulador série.

Por inspeção do circuito verifica-se que $V_O = V_Z - V_{BE}$ (Eq. 1.7), como V_Z é constante e V_{BE} é praticamente constante e de valor conhecido, tem-se V_O constante, independente da variação da tensão de entrada ou da corrente de saída.

Para projetar o regulador série pode-se seguir os seguintes passos:

1 - Especificações: V_I , V_O e $I_{Omáx}$.

2 - Escolha do transistor:

Corrente: $I_C > I_{Omáx}$

Tensão: $V_{CE} > V_{Imáx} - V_O$

Potência: A potência dissipada em um transistor é dada por $P_T = V_{CE} \cdot I_C$, logo a potência máxima do transistor no circuito será dada por:

$$P_{Tmáx} > (V_{Imín} - V_O) \cdot I_{Omáx} \dots \dots \dots \text{(Eq. 1.8)}$$

3 - Escolha do zener: Como $V_Z = V_O + V_{BE}$ escolhe-se, através do manual do fabricante, um diodo zener com valor de tensão logo abaixo desta igualdade, já que o valor comercial da tensão é definido como sendo a tensão logo no início da ruptura. Neste caso, pequenos aumentos na corrente I_Z tornam V_Z mais próximo da igualdade.

4 - Cálculo de R_S :

Da fig. 1.8 pode-se tirar a seguinte equação de malha: $V_I = R_S \cdot (I_B + I_Z) + V_Z$, isolando R_S determina-se a faixa de valores de resistência admissível, considerando V_I e I_O variáveis. Assim, para pior situação do regulador (regulação cruzada) teremos duas situações:

a) Para o zener atingir a tensão de ruptura ($I_{Zmín}$):

$$R_S < \frac{V_{Imín} - V_Z}{I_{Zmín} + I_{Bmáx}} \dots \dots \dots \text{(Eq. 1.9)}$$

Onde: $I_{Bmáx}$ é a máxima corrente de base do transistor, dada por:

$$I_{Bmáx} = \frac{I_{Omáx}}{\beta + 1} \dots \dots \dots \text{(Eq. 1.10)}$$

Sendo β o ganho de corrente contínua do transistor ($= h_{FE}$).

b) Para a máxima dissipação de potência do zener ($I_{Zmáx}$):

$$R_S > \frac{V_{Imáx} - V_Z}{I_{Zmáx} + I_{Bmín}} \dots \dots \dots \text{(Eq. 1.11)}$$

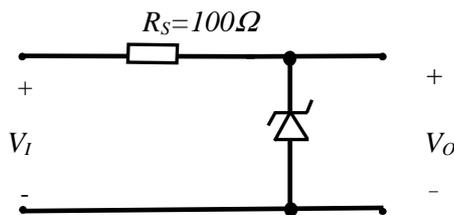
Na equação anterior, se o regulador tiver a possibilidade de operar em aberto (sem carga) deve-se considerar $I_{Omín} = 0$ e consequentemente $I_{Bmín} = 0$.

Caso os valores das equações 1.9 e 1.11 não forneçam um intervalo matemático válido para R_S , pode-se escolher um zener de maior potência (novos valores de $I_{Zmín}$ e $I_{Zmáx}$) ou um transistor com um ganho maior ($I_{Bmáx}$ menor).

Neste regulador a variação de corrente I_Z provocada pela variação da corrente I_B (proporcional a I_C) pode ser minimizada escolhendo-se um transistor com ganho elevado, o que, além de melhorar a regulação de carga da fonte, permite a utilização de diodos zener de baixa potência.

1.6 - EXERCÍCIOS

- 1) Projete um regulador paralelo simples para as seguintes especificações: $V_O=9V$, $I_O=20mA$, $V_{Imáx}=15V$ e $V_{Imín}=12V$. Calcule o rendimento desta fonte em plena carga com $V_{Imín}$.
- 2) Projete um regulador paralelo simples para as seguintes especificações: $V_O=7,5V$, $I_O=50mA$, $V_{Imáx}=11V$ e $V_{Imín}=10V$. Calcule o rendimento desta fonte em plena carga com $V_{Imín}$.
- 3) Dado um regulador paralelo simples com $V_Z=10V$, $R_L=400\Omega$, $V_{Imáx}=15V$, $V_{Imín}=13V$ e $R_S=56\Omega$, determine um diodo zener comercial que possa ser utilizado neste circuito.
- 4) Dado um regulador paralelo simples com $V_Z=9,1V$, $P_Z=0,5W$, $I_Z=10mA$, $V_{Imáx}=15V$, $V_{Imín}=12V$ e $R_S=82\Omega$, determine a máxima corrente que pode ser fornecida à carga para que o zener continue regulando. Esta fonte pode funcionar sem carga? Explique.
- 5) Dado um regulador paralelo simples utilizando o diodo zener *1N5244B*, com $R_L=1k\Omega$, e $R_S=100\Omega$, determine os valores máximo e mínimo que a tensão de entrada pode assumir para que o zener continue regulando.
- 6) Apresente a forma da tensão de saída do circuito abaixo dado o sinal de V_I pelos gráficos:

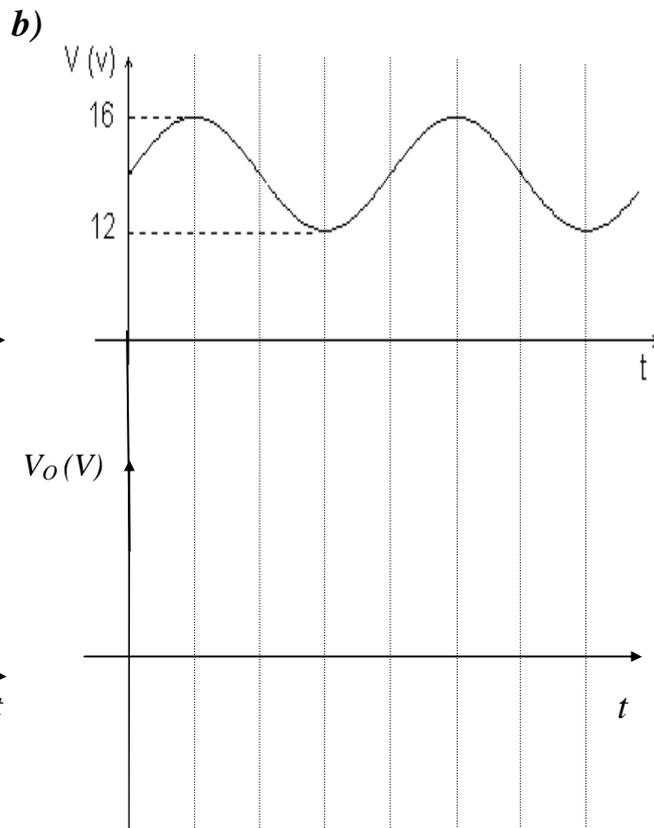
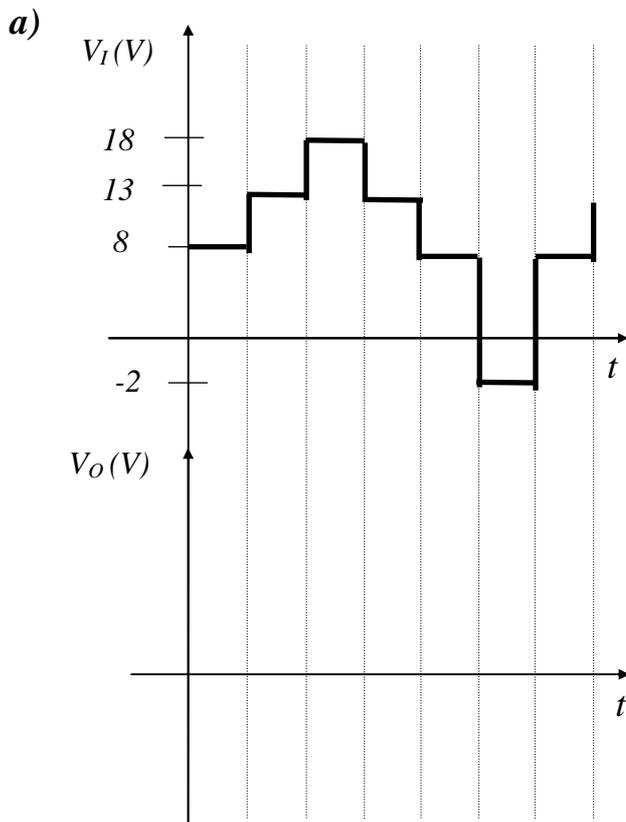


Dados do diodo zener:

$$V_Z=10V$$

$$I_{Zmín}=10mA$$

$$P_Z=1W$$



- 7) Projete um regulador paralelo simples para as seguintes especificações: $V_O=4,5V$, $I_{O\text{máx}}=40mA$, $I_{O\text{mín}}=15mA$, $V_{I\text{máx}}=10V$ e $V_{I\text{mín}}=8V$. Verifique a possibilidade de utilizar os seguintes zener's: 1N750, 1N5230, e 1N4732A. Qual deles seria o mais apropriado para a montagem? Explique.
- 8) Dado um regulador série operando com $V_Z = 10V$, $V_{BE} = 0,7V$, $\beta = 50$, $R_L = 80\Omega$, $R_S = 1k\Omega$, $V_I = 20V$. Determine:
- A tensão e a corrente na carga.
 - A corrente no coletor.
 - A corrente na fonte de entrada.
 - A corrente no zener.
- 9) Dado um regulador série operando com $V_Z = 12,6V$, $I_Z = 15mA$, $V_{BE} = 0,6V$, $\beta = 39$, $R_S = 200\Omega$ e $V_I = 18,6V$. Determine:
- A tensão e a corrente na carga.
 - A corrente no coletor.
 - O rendimento desta fonte.
- 10) Projete um regulador série utilizando um transistor *BD135* (consultar catálogo), com as seguintes especificações: $V_O=9V$, $I_O=500mA$, $V_{I\text{máx}}=18V$ e $V_{I\text{mín}}=15V$.
- 11) Da fonte anterior, na situação de plena carga e com tensão máxima de entrada, determine:
- A potência dissipada em R_S , no diodo zener e no transistor.
 - O rendimento.
- 12) Projete um regulador série utilizando um transistor *BD263* (consultar catálogo), com as seguintes especificações: $V_O=7,5V$, $I_O=2A$, $V_{I\text{máx}}=13,5V$ e $V_{I\text{mín}}=11V$.

13) Um regulador série foi montado em laboratório obtendo-se as seguintes leituras:

$I_O(A)$	nominal				0,6	0,3	0,2	sem carga	
$V_I(V)$	7	8	9	10	nominal				10
$V_O(V)$	5	5,1	5,2	5,25	4,7	4,9	5	5,1	5,42

Para este circuito calcule a regulação de linha, de carga e cruzada.

1.7 - REGULADORES EMPREGANDO CIRCUITOS INTEGRADOS

1.7.1 - Introdução

Incorporando as vantagens dos circuitos integrados, a partir da década de 60 as fontes de alimentação começaram a ser produzidas com esta tecnologia, incluindo vários circuitos de um regulador em uma única pastilha.

Em comparação aos circuitos discretos, os reguladores de tensão integrados tem as seguintes vantagens:

- São compactos, pequenos e de baixo custo.
- Podem não requerer dissipador ou usar um de pequenas dimensões.
- São simples de projetar e usar.
- Podem incorporar proteção de três tipos: Corrente, área de operação e temperatura.
- São ideais para regulação local (parte específica em um circuito com muitos componentes, evitando queda de tensão ou interferências causadas por longas fiações).

O diagrama de blocos de um regulador integrado, de modo geral, pode ser observado na figura abaixo:

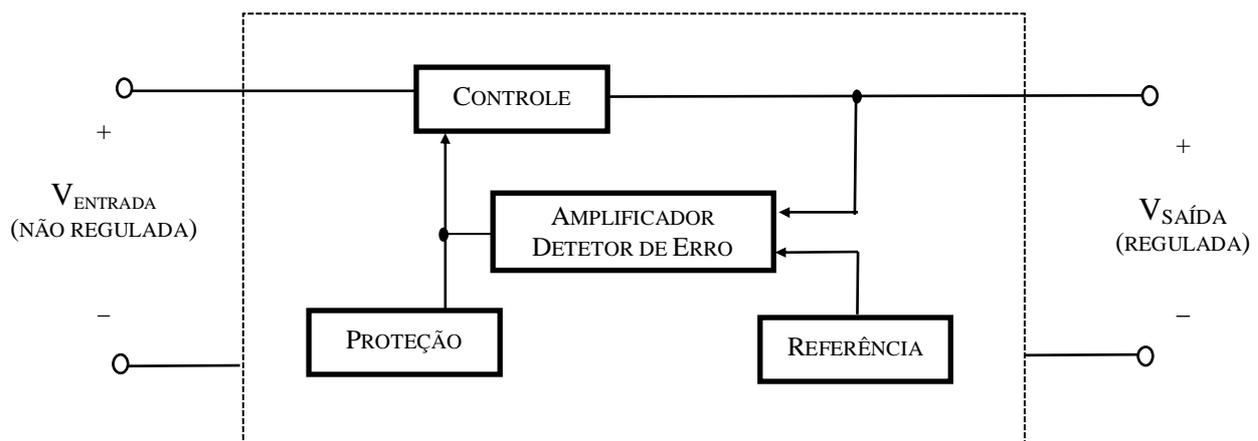


Fig. 1.9 - Diagrama de blocos de um regulador de tensão integrado.

Seus componentes integrantes podem ser definidos da seguinte maneira:

- Circuito de controle \Rightarrow São transistores de passagem de corrente (normalmente na configuração *Darlington*).
- Amplificador detetor de erro \Rightarrow É um amplificador operacional.
- Referência \Rightarrow É um diodo zener.
- Proteção \Rightarrow Constitui-se num conjunto de sub-circuitos visando obter as seguintes proteções: Sobre corrente, sobre aquecimento e área de operação do transistor.

1.7.2 - Especificações

Para serem projetados e utilizados os reguladores integrados possuem as seguintes especificações básicas:

Definem o regulador:

$V_O \Rightarrow$ É a tensão regulada nominal na saída

$I_{Omáx} \Rightarrow$ É a máxima corrente nominal que o regulador pode fornecer. Depende da temperatura da junção e da potência dissipada no regulador.

Definem os máximos absolutos:

$T_{Jmáx} \Rightarrow$ É a máxima temperatura de junção para o componente.

$V_{Imáx} \Rightarrow$ É a máxima tensão contínua que pode ser aplicada na entrada do regulador. Se ultrapassado seu limite, mesmo rapidamente, causa dano permanente no componente.

Definem o desempenho:

Tolerância em $V_O \Rightarrow$ Variação possível do valor nominal da tensão de saída dada pelo fabricante (não confundir com regulação).

Regulação de linha (*line regulation*) \Rightarrow Variação da tensão de saída causada pela variação na tensão de entrada, para uma dada corrente de carga. Unidade mV ou %.

Regulação de carga \Rightarrow Variação na tensão de saída causada pela variação na corrente de carga, para uma dada tensão de entrada. Unidade mV ou %.

Perda de tensão (*Dropout Voltage*) \Rightarrow Mínima diferença de tensão entre a entrada e a saída que deve existir para o regulador poder operar normalmente. Unidade V.

Corrente de polarização (*Quiescent current*) \Rightarrow Parte da corrente de entrada que não é entregue à carga, sendo necessária para o funcionamento interno do regulador. Unidade mA.

Rejeição de ondulação (*Ripple rejection*) \Rightarrow É a relação entre o valor eficaz da ondulação sobre V_I e o valor eficaz da ondulação sobre V_O . A rejeição de ondulação representa quanto da ondulação de entrada é atenuada na saída. Unidade usual dB.

$$RO = \frac{\Delta V_{Ief}}{\Delta V_{Oef}} \dots\dots\dots(\text{Eq. 1.12})$$

$$[RO]_{dB} = 20 \cdot \log(RO) \quad \text{ou} \quad RO = 10^{\frac{[RO]_{dB}}{20}} \dots\dots(\text{Eq. 1.13})$$

Coefficiente de temperatura (*temperature coefficient=TC*) \Rightarrow Variação da tensão de saída causada pela variação de 1°C na temperatura ambiente, mantidos V_I e I_O constantes. Unidade: %/°C ou mV/°C.

Temperatura ambiente \Rightarrow $T_{amáx}$ e $T_{amín}$: temperaturas ambiente máxima e mínima nas quais o componente pode operar.

Resistências térmicas \Rightarrow Capacidade do componente em dissipar o calor gerado internamente na junção para o ambiente.

Máxima dissipação de potência \Rightarrow Situação limite na qual o regulador ainda opera dentro de suas especificações. Devido a proteção térmica nos reguladores integrados esta dissipação é limitada automaticamente por circuitos internos.

1.7.3 - Reguladores Fixos

Neste tipo de regulador cada CI possui uma tensão de regulação (saída) pré-definida. Os reguladores fixos mais empregados são de 3 terminais. As séries 78xx e 340xx, por exemplo, possuem diversos valores de tensão positiva de saída. Já as séries 79xx e 320xx possuem diversos valores de tensão negativa de saída. Em relação a corrente de saída estes componentes podem fornecer de 100mA a 5A, dependendo da forma do invólucro que foram construído e do fabricante.

Na tabela seguinte são apresentadas algumas grandezas dos reguladores de tensão da família 78xx. Para a família 79xx tem-se os mesmos valores das grandezas alterando apenas o sinal de (+) para (-).

CI	$V_{Imáx}$ (V)	$V_{Imín}$ (V)	V_o (V)	Tol V_o (%)
7805	25	7	5	8
7806	25	8	6	8
7808	25	10,5	8	8
7885	25	10,5	8,5	8
7812	30	14,5	12	8
7815	30	17,5	15	8
7818	33	21	18	8
7824	38	27	24	10

Tabela 1.1 - Principais grandezas dos reguladores da família 78xx (*National*)

Comercialmente cada regulador é identificado por um código que depende do fabricante e da tensão regulada. Por exemplo:

Regulador: LM340k12A \Rightarrow LM: Linear monolítico (tecnologia), fabricante Texas



\Rightarrow 340: Número comercial e da peça

\Rightarrow k: Tipo de invólucro: TO-3

\Rightarrow 12: Tensão regulada: 12V

\Rightarrow A: Especificação melhorada

Regulador: μ A7812UC \Rightarrow μ A: Fabricante Fairchild



\Rightarrow 7812: Número comercial e da peça

\Rightarrow 12: Tensão regulada: 12V

\Rightarrow U: Tipo de invólucro: TO-220

\Rightarrow C: Especificação comercial

Na figura a seguir pode-se observar as formas típicas de utilização dos reguladores fixos.

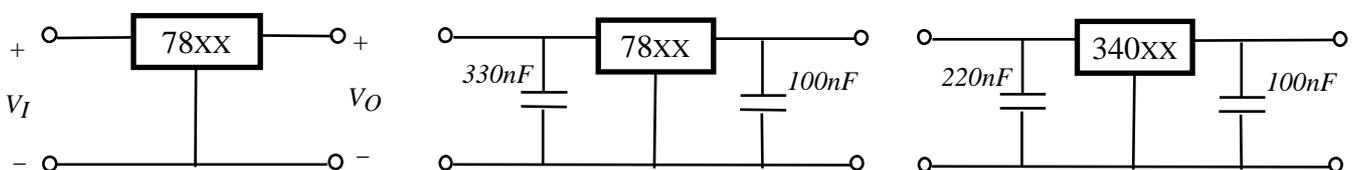


Fig. 1.10 - Formas típicas de utilização dos reguladores fixos.

Os capacitores de entrada apresentados acima são necessários quando o regulador estiver muito afastado do capacitor de filtro do retificador (na prática distância da trilha > 5cm). Os capacitores de saída são bastante utilizados para evitar possíveis transitórios de tensão, ocasionados principalmente por variações bruscas na carga. Ambos os capacitores são determinados pelo catálogo do fabricante.

1.7.4 - Reguladores Ajustáveis

Em muitos projetos os valores comerciais de tensão de saída dos reguladores não podem ser empregados diretamente na carga, nestes casos é necessário ajustar a tensão de saída do regulador para a tensão solicitada pela carga.

Basicamente todos os reguladores fixos podem se tornar ajustáveis, embora alguns apresentem melhores características para este fim. Na figura a seguir é apresentada a modificação necessária no circuito:

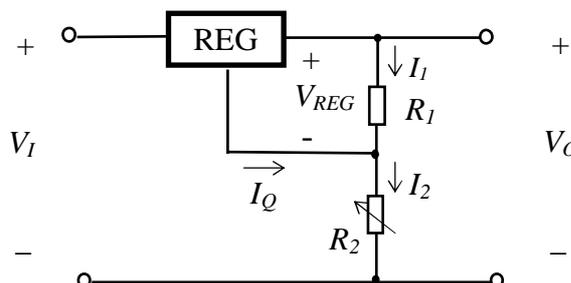


Fig.1.11 - Regulador com tensão de saída ajustável.

Onde: V_{REG} - Tensão de saída do regulador

I_Q - Corrente quiescente

Da Fig.2.9 pode-se desenvolver as seguintes equações:

$$V_O = V_{REG} + R_2 \cdot I_2 = V_{REG} + R_2 \cdot \left(\frac{V_{REG}}{R_1} + I_Q \right) \quad \text{.. (Eq. 1.14)}$$

Isolando-se R_2 :

$$R_2 = \frac{V_O - V_{REG}}{\frac{V_{REG}}{R_1} + I_Q} \quad \text{(Eq. 1.15)}$$

Assim, tendo-se V_O , V_{REG} e I_Q conhecidos pode-se fixar um valor para R_1 e determinar o valor da resistência do potenciômetro R_2 .

Cabe ressaltar que a corrente quiescente varia de componente para componente, necessitando-se sempre de ajuste da tensão de saída através do resistor R_2 .

1.7.5 - Reguladores Simétricos

Quando é necessário uma alimentação subdividida, é conveniente a utilização de reguladores simétricos, os quais fornecem tensões de saída positiva e negativa com mesmos valores.

Na figura seguinte é apresentado o esquema de ligação do regulador simétrico RC4195, que é idêntico a outros reguladores simétricos comerciais alterando apenas as características elétricas.

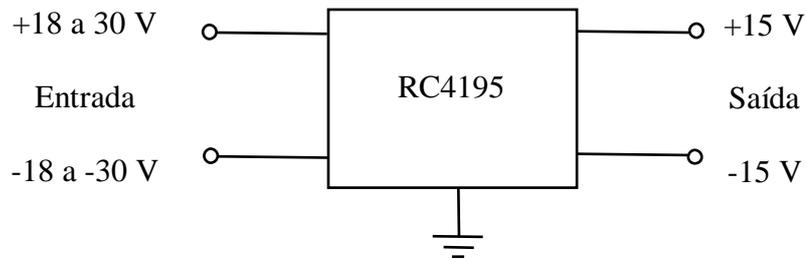


Fig.1.12 - Regulador de tensão simétrico em CI.

Quando um regulador simétrico não estiver disponível, pode-se utilizar arranjos de dois reguladores de uma única tensão para obter tensões simétricas na saída. Nas figuras seguintes são apresentados dois esquemas possíveis:

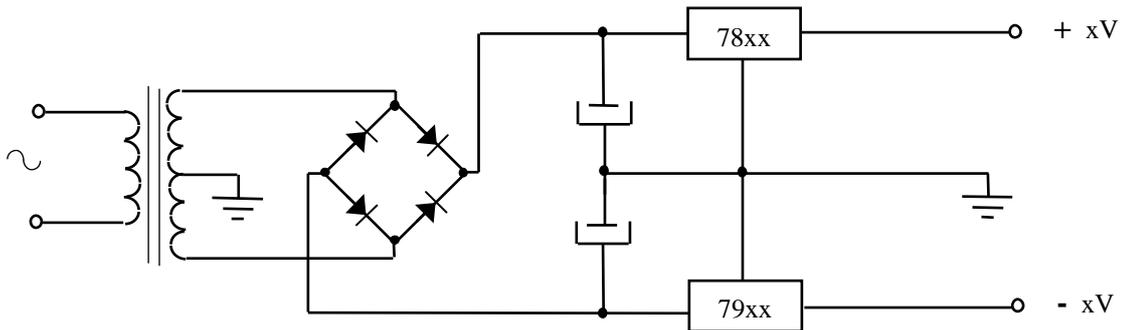


Fig.1.13 - Regulador de tensão simétrico com CI's 78xx e 79xx.

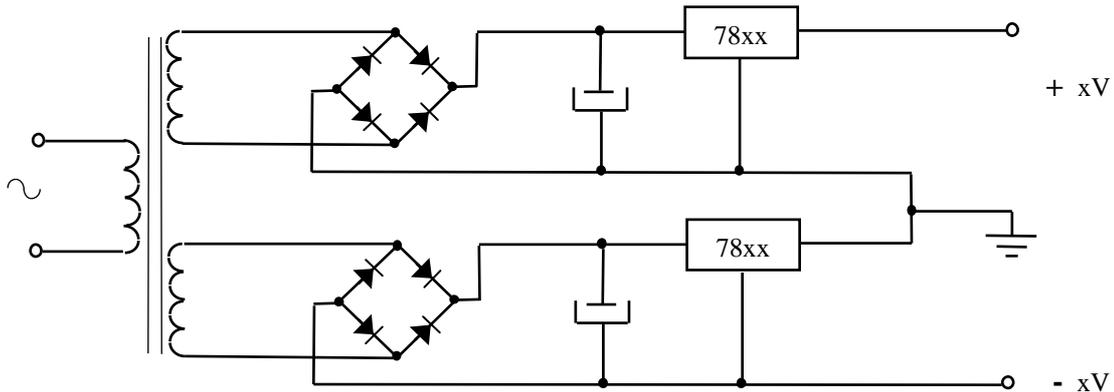


Fig.1.14 - Regulador de tensão simétrico com dois CI's 78xx..

A vantagem do esquema da fig.1.13 em relação ao da fig. 1.14 é de utilizar apenas uma ponte de diodos. A desvantagem é a possibilidade dos capacitores apresentarem diferentes valores de tensão (sem simetria) caso não exista o ponto comum entre os níveis de tensão (terra), fazendo com que as tensões nas entradas dos reguladores possam ficar fora da faixa de operação dos mesmos.

2.7.6- Aumento da Capacidade de corrente dos reguladores

Quando é necessário obter uma corrente de saída maior que aquela que o regulador pode fornecer, pode-se acrescentar um transistor ao circuito, ficando este transistor e o transistor interno do regulador em uma ligação semelhante a configuração *Darlington*. Neste caso pode-se utilizar os seguintes arranjos:

a) Regulador sem proteção de sobre corrente

No circuito apresentado na figura seguinte, pode-se observar que a corrente de saída será a somatória das correntes que passam pelo regulador e pelo transistor:

$$I_O = I_T + I_{REG} \dots\dots\dots(\text{Eq.1.16})$$

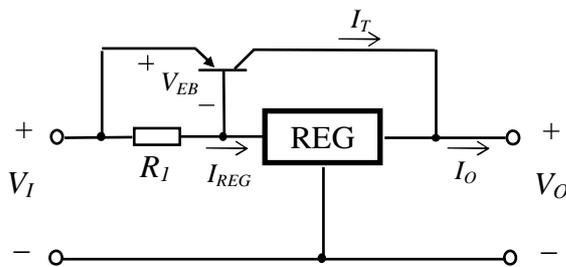


Fig.1.15 - Aumento da cap. de cor. da fonte reg. (s/ proteção de sobre corrente).

Para que o transistor entre em condução é necessário que o valor do resistor R_1 seja calculado pela fórmula seguinte:

$$R_1 \geq \frac{V_{EB}}{I_{REG}} \dots\dots\dots(\text{Eq. 1.17})$$

Nesta fonte o limite da corrente de saída será, principalmente, a capacidade de condução de corrente do transistor utilizado. No caso de sobre corrente o transistor irá queimar, já que o mesmo não possui proteção, passando a corrente de carga a circular totalmente pelo regulador, fazendo atuar a sua proteção intrínseca.

b) Regulador com proteção de sobre corrente.

Neste circuito é acrescentado um transistor auxiliar para proteger o transistor de potência, deixando toda a fonte regulada protegida contra sobre corrente.

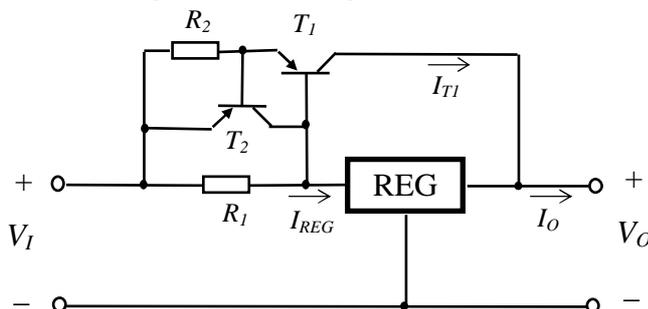


Fig.1.16 - Aumento da cap. de cor. da fonte reg. (c/ proteção de sobre corrente).

A corrente total de saída será:

$$I_O = I_{T1} + I_{REG} \dots\dots\dots(\text{Eq. 1.18})$$

O resistor R_1 pode ser calculado pela seguinte equação:

$$R_1 \geq \frac{V_{EB1} + V_{EB2}}{I_{REG}} \dots\dots\dots(\text{Eq. 1.19})$$

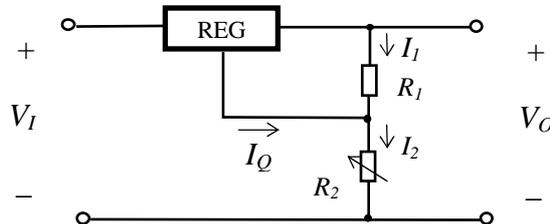
O transistor auxiliar (T_2) deverá entrar em condução quando a corrente I_{T1} se aproximar da corrente máxima do transistor de potência (T_1). Da fig.1.14 pode-se observar que a saturação de T_2 faz com que a corrente I_o deixe de passar por T_1 e circule somente pelo regulador. Neste caso, como a corrente é elevada, atuará a proteção térmica do CI. O valor do resistor R_2 pode ser calculado pela seguinte equação:

$$R_2 \geq \frac{V_{EB2}}{I_{T1max}} \dots\dots\dots(\text{Eq. 1.19})$$

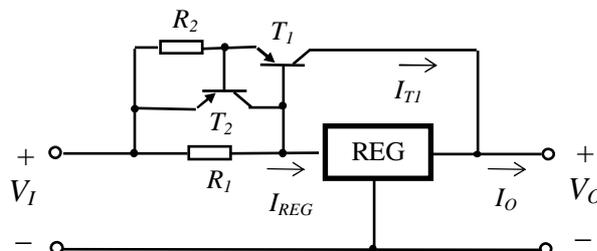
1.8 - EXERCÍCIOS

Utilizando o regulador $\mu A78M12M$ com os seguintes dados: Invólucro TO-220 ($P=2W$), $I_Q=7mA$ e $T_a=25^\circ C$. Resolva as questões abaixo:

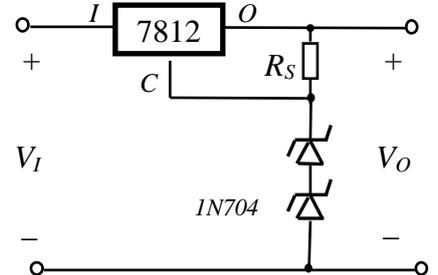
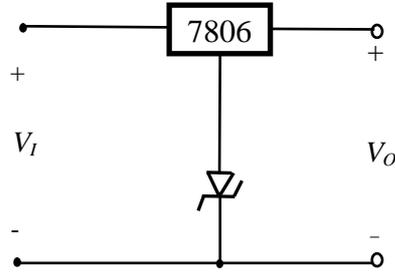
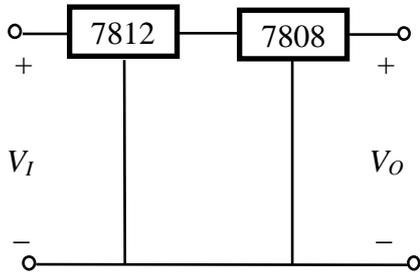
- Para uma carga com $I_O=250mA$, determine quais das faixas de tensões abaixo podem ser aplicadas na entrada do regulador. Justifique suas respostas.
 - $V_{Imáx}=35V$ e $V_{Imín}=14,5V$.
 - $V_{Imáx}=23V$ e $V_{Imín}=15V$.
 - $V_{Imáx}=18V$ e $V_{Imín}=14V$.
 - $V_{Imáx}=19V$ e $V_{Imín}=15V$.
- Para uma carga com $I_O=125mA$, determine o valor dos resistores auxiliares para que a tensão de saída possa variar de 12 a $24V$.
- Dado o circuito abaixo com $R_1=820\Omega$ e $R_2=390\Omega$, determine:
 - Qual o valor da tensão de saída?
 - Qual o valor da tensão máxima e mínima que podem ser aplicadas na entrada sabendo que a resistência mínima da carga é 220Ω .



- Dado o circuito abaixo, calcule os resistores auxiliares de maneira que a potência máxima no regulador não ultrapasse a $1W$, sabendo que a corrente de carga é igual a $1A$, a tensão de entrada pode variar de 23 a $16V$, V_{BE} dos transistores é igual a $0,6V$ e $I_{c1max}=3A$.



5) Determine o valor da tensão de saída nos circuitos abaixo. Considere que todos os componentes estão funcionando dentro de sua faixa de operação.



2 - CÁLCULO TÉRMICO

2.1 - INTRODUÇÃO

O projeto térmico é um dos fatores mais importantes no estabelecimento de desempenho de semicondutores. O projetista de eletrônica de potência deve ter um conhecimento básico do projeto térmico para obter a melhor eficiência do conjunto sob o aspecto de confiabilidade. Com a variedade de encapsulamentos disponíveis, o compromisso da solução varia de acordo com as escolhas feitas.

2.2 - TROCA DE CALOR EM SEMICONDUTORES

Nos componentes eletrônicos a maior fonte de calor é o material semicondutor. Os encapsulamentos são projetados para suportarem este calor, mas, a dificuldade de transferi-lo para o ambiente limita esta capacidade.

O calor não é gerado de forma uniforme no semicondutor, dependendo de sua geometria e de seu modo de operação. O calor produzido pela corrente circulante no componente deve ser transferido ao meio ambiente, antes que a temperatura da junção se eleve acima do seu limite máximo.

2.3 - RESISTÊNCIA TÉRMICA

A resistência térmica, R_{θ} [unidade $^{\circ}C/W$], é um parâmetro que determina a queda de temperatura no invólucro do componente com a condução térmica associada. Esta resistência depende da geometria e da característica do material e do percurso do fluxo de calor.

A resistência térmica utilizada em cálculos térmicos é análoga a resistência elétrica utilizada em cálculos elétricos. Ou seja, quanto menor a resistência térmica mais potência geradora de calor pode ser dissipada. A equação correspondente à Lei de Ohm, para o cálculo térmico é:

$$\Delta T = P_{md} \cdot R_{\theta} \dots\dots\dots \text{(Eq. 2.1)}$$

Onde:

$\Delta T \Rightarrow$ Queda de temperatura resultante entre duas superfícies. Unidade: [$^{\circ}C$]

$P_{md} \Rightarrow$ Potência geradora de calor. Unidade: [W]

Para o caso normal de semicondutores encapsulados desde a junção até o ambiente, vale a equação:

$$P_{md} = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta ja}} \dots\dots\dots \text{(Eq. 2.2)}$$

Onde:

$R_{\theta ja} \Rightarrow$ Resistência térmica desde a junção até o ambiente. Unidade: [$^{\circ}C/W$].

$T_j \Rightarrow$ Temperatura da junção. É um dado de catálogo do componente. Unid: [$^{\circ}C$].

$T_a \Rightarrow$ Temperatura do ambiente em volta do componente. É um valor a ser analisado pelo projetista. Unid.: [$^{\circ}C$].

O valor de $R_{\theta ja}$ é dado pela soma das seguintes resistências térmicas:

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa} \dots\dots\dots \text{(Eq. 2.3)}$$

Onde:

$R_{\theta_{jc}} \Rightarrow$ Resistência térmica desde a junção até o encapsulamento (case).
Depende do tipo de semicondutor. Unidade: [$^{\circ}C/W$].

$R_{\theta_{cs}} \Rightarrow$ Resistência térmica desde o encapsulamento até o dissipador (sink).
Depende de como o componente é fixado no dissipador, no caso de utilização da mica para isolamento e pasta térmica para melhorar a condução de calor adota-se $R_{\theta_{cs}} = 1^{\circ}C/W$.

$R_{\theta_{sa}} \Rightarrow$ Resistência térmica desde o dissipador até o ambiente. Depende do tipo de dissipador quanto a volume e forma. Seu valor é dado pelo fabricante para troca de calor por convecção natural, se for utilizada ventilação forçada o valor de $R_{\theta_{sa}}$ dependerá da velocidade do ar circulante. Unidade: [$^{\circ}C/W$].

Para melhor compreensão destes conceitos a figura a seguir apresenta um tiristor “aberto” com todos os elementos que fazem parte do circuito térmico.

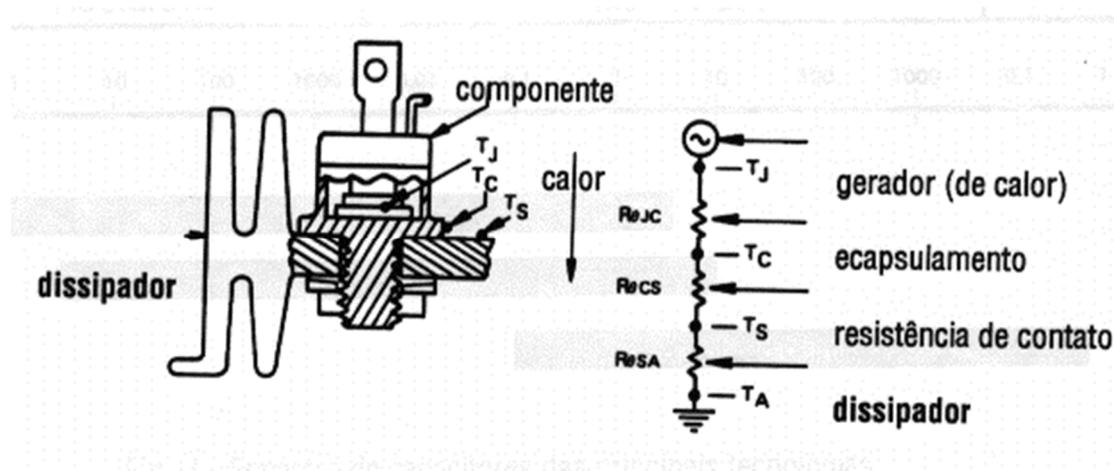


Fig. 2.1 - Equivalente analógico de troca de calor.

3.4 - PROJETO TÉRMICO

O projeto térmico de um componente consiste em determinar a necessidade ou não do uso de dissipador, em caso afirmativo deve-se ainda especificar o dissipador a ser utilizado. Assim, da equação 2.2, deve-se calcular a resistência térmica junção-ambiente necessária para que o componente possa operar normalmente:

$$R_{\theta_{ja\ calc}} = \frac{T_j - T_a}{P_{md}} \dots\dots\dots (Eq. 2.4)$$

Da equação acima obtém-se duas possibilidades em relação a $R_{\theta_{ja}}$ dada no catálogo do fabricante ($R_{\theta_{ja\ cat}}$):

Se $R_{\theta_{ja\ calc}} > R_{\theta_{ja\ cat}}$ não será necessário o uso de dissipador.

Se $R_{\theta_{ja\ calc}} < R_{\theta_{ja\ cat}}$ deve-se utilizar dissipador. Para isto devemos calcular a sua resistência térmica pela seguinte equação:

$$R_{\theta_{sa}} < R_{\theta_{ja\ calc}} - R_{\theta_{jc}} - R_{\theta_{cs}} \dots\dots\dots (Eq. 2.5)$$

Caso $R_{\theta_{ja\ calc}} < R_{\theta_{jc}}$ o componente não poderá ser utilizado nem mesmo com dissipador.

Como exemplo apresenta-se abaixo o cálculo térmico de um transistor:

Dados: $V_{CE}=1,2V$, $I_C=3A$, $T_a=30^\circ C$, $T_j=130^\circ C$, $R_{\theta_{jc}}=0,24^\circ C/W$, $R_{\theta_{cs}}=1^\circ C/W$ e $R_{\theta_{ja,cat}}=35^\circ C/W$.

1º Passo: Encontrar a potência dissipada no componente. Para um transistor:

$$P_T = V_{CE} \cdot I_C = 1,2 \cdot 3 = 3,6 \text{ W}$$

2º Passo: Calcular $R_{\theta_{ja}}$:

$$R_{\theta_{ja,calc}} = \frac{T_j - T_a}{P_{md}} = \frac{130 - 30}{3,6} = 27,78 \text{ }^\circ C/W$$

3º Passo: Como $R_{\theta_{ja,calc}} < R_{\theta_{ja,cat}}$ é necessário utilizar dissipador, devendo-se calcular sua resistência térmica:

$$R_{\theta_{sa}} < R_{\theta_{ja,calc}} - R_{\theta_{jc}} - R_{\theta_{cs}} = 27,78 - 0,24 - 1$$

$$R_{\theta_{sa}} < 26,54 \text{ }^\circ C/W$$

4º Escolher em um catálogo o dissipador apropriado. Utilizando o catálogo em anexo o dissipador escolhido é:

Código/modelo: 822

$R_{\theta_{ja}} = 22 \text{ }^\circ C/W$

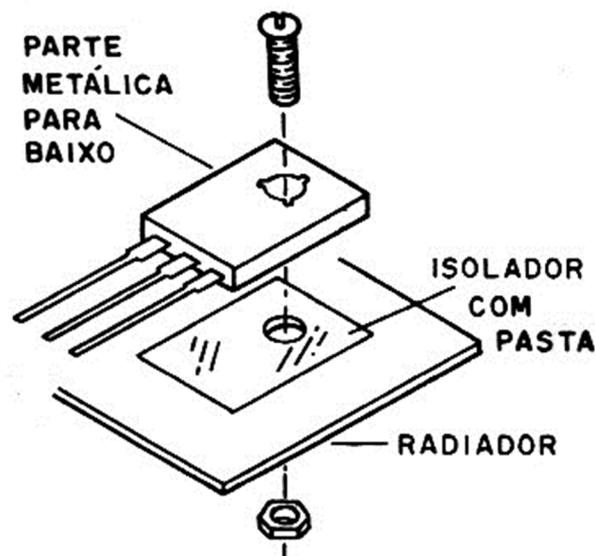


Fig. 2.2 - Esquema de fixação de um transistor no dissipador.

2.5 - EXERCÍCIOS

- 1) Verifique a necessidade de utilização de dissipador para um transistor operando nas potências abaixo. Calcule a resistência térmica do dissipador quando necessário. Dados: $T_a=35^\circ C$, $T_j=150^\circ C$, $R_{\theta_{jc}}=0,8^\circ C/W$, $R_{\theta_{cs}}=1^\circ C/W$ e $R_{\theta_{ja.cat}}=8^\circ C/W$
- $P_T=20W$
 - $P_T=15W$
 - $P_T=10W$
- 2) Um diodo de potência está operando nas seguintes condições: $T_a=30^\circ C$, $T_j=160^\circ C$, $R_{\theta_{jc}}=2^\circ C/W$, $R_{\theta_{cs}}=1^\circ C/W$, $R_{\theta_{ja.cat}}=60^\circ C/W$ e $P_D=3,5W$. Para este diodo determine:
- O valor de $R_{\theta_{sa}}$ e escolha um dissipador do catálogo.
 - Usando um dissipador de $R_{\theta_{sa}}=22^\circ C/W$ neste diodo, qual a nova potência que poderia ser dissipada?
 - Utilizando o dissipador do item anterior para uma potência de 4W, qual o valor que a temperatura ambiente poderia alcançar sem danificar o diodo?
 - Qual a potência máxima que este diodo poderia suportar sem dissipador operando com $T_a=30^\circ C$?

3- FONTES CHAVEADAS

3.1 - INTRODUÇÃO

As fontes chaveadas começaram a ser desenvolvidas na década de 60, para serem empregadas nos programas espaciais. O objetivo era substituir as fontes reguladas convencionais, do tipo série, que são volumosas, pesadas e dissipativas, por fontes compactas e de alto rendimento.

Com o avanço da microeletrônica e da informática e com a necessidade cada vez maior de se produzir equipamentos compactos e de baixo consumo, as fontes chaveadas começaram a ser empregadas de forma generalizada. Pode-se destacar as seguintes aplicações:

- Computadores e microcomputadores;
- Periféricos (impressoras, terminais, etc);
- Equipamentos de telefonia;
- Televisores e vídeo games;
- Equipamentos hospitalares;
- Satélites, aviões e similares;
- Equipamentos militares.

Além disso as fontes chaveadas são largamente empregadas como fontes de alimentação para os circuitos de comando e controle de conversores de maior potência, como aqueles destinados ao acionamento de motores elétricos e sistemas ininterruptos de energia.

Uma fonte chaveada, apesar de operar com maior rendimento e ocupar menor espaço que uma fonte convencional, tem algumas desvantagens:

- Produz *ripple* (ondulação) na saída;
- A resposta transitória é de menor qualidade (mais lenta);
- Produz interferência radioelétrica e eletromagnética e em alguns casos ruído audível;
- Tem se revelado menos robusta;
- Emprega um número maior de componentes;
- Necessita componentes eletrônicos mais sofisticados e caros.

Pode-se assegurar que os esforços de todos os pesquisadores, tanto os teóricos quanto os projetistas, passando pelos fabricantes de componentes, são voltados para reduzir as desvantagens das fontes chaveadas em relação às convencionais.

Até o final da década de 70, utilizava-se como interruptor o Transistor Bipolar de Potência e as frequências de operação eram normalmente de até 20 kHz. Nos anos 80, sobretudo para pequenas potências, generalizou-se o emprego do MOSFET e do Diodo ultra rápido e com eles as frequências de operação nos conversores de topologias convencionais passaram para a faixa de 100 kHz.

Atualmente os laboratórios dedicam-se ao desenvolvimento de conversores ressonantes, com os quais pode-se operar com frequências de MHz, rendimento

superior a 90% e pouca geração de ruído radioelétrico, utilizando para grandes potências o IGBT como interruptor.

Uma fonte chaveada é composta de várias partes, conforme mostra o diagrama de blocos a seguir:

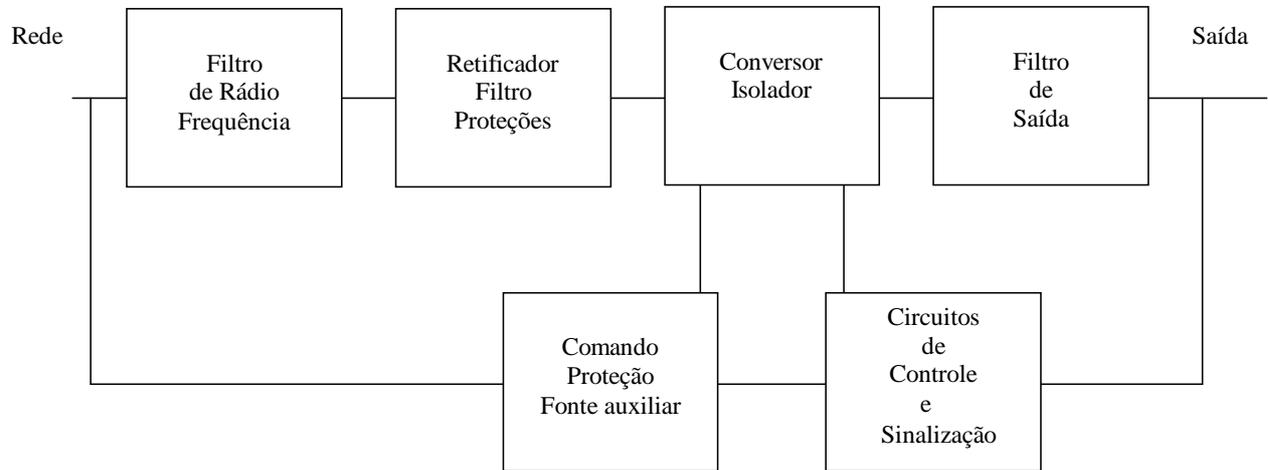


Fig. 3.1 - Diagrama de blocos de uma fonte chaveada.

3.2 - TOPOLOGIAS CONVENCIONAIS DE CONVERSORES

Os diferentes tipos de conversores empregam os mesmos 3 elementos: indutor, transistor e diodo, arranjados de diferentes maneiras. Os capacitores de saída são elementos de filtragem e não fazem parte do circuito de chaveamento. Os indutores são usados para transferência de energia de uma fonte primária para a saída e sua tensão média em regime permanente deve ser zero.

As topologias básicas de conversores são mostradas a seguir:

Conversor BUCK (abaixador, direto)

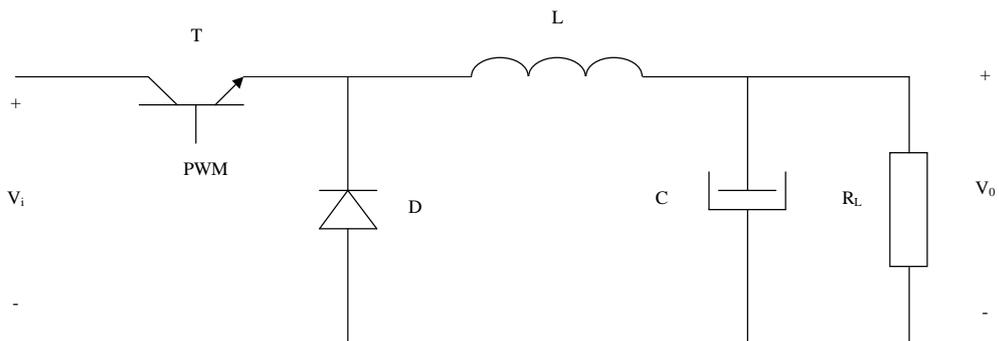


Fig. 3.2 - Conversor buck

Conversor BOOST (elevador, indireto)

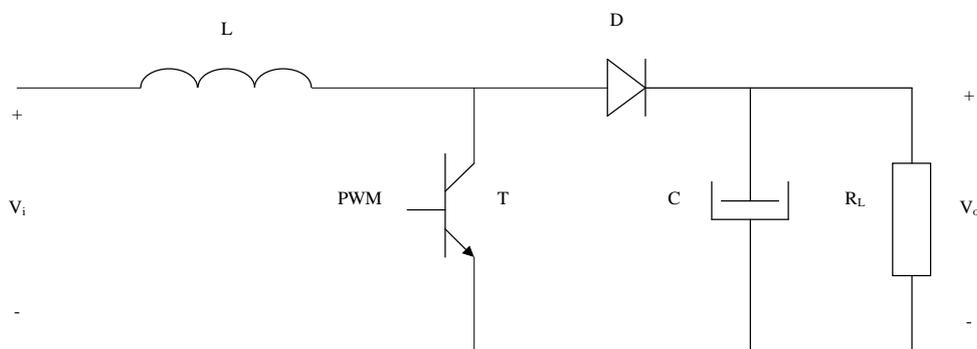


Fig. 3.3 - Conversor boost

Conversor FLYBACK ou BUCK-BOOST (elevador, abaixador, indireto)

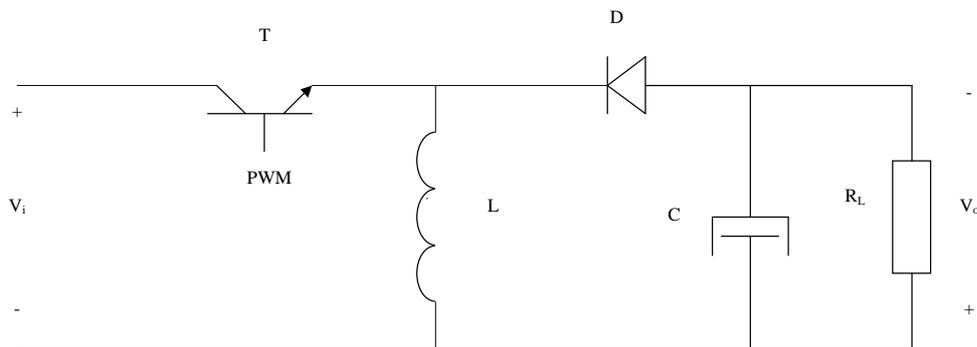


Fig. 3.4 - Conversor flyback ou buck-boost.

– ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK

3.3 – CONVERSOR *BUCK* (EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA).

As etapas de funcionamento do conversor *Buck* são descritas a seguir.

Na 1ª etapa de funcionamento, o Transistor T encontra-se saturado (chave fechada) e o diodo D bloqueado (chave aberta). A corrente i_L no indutor aumenta linearmente.

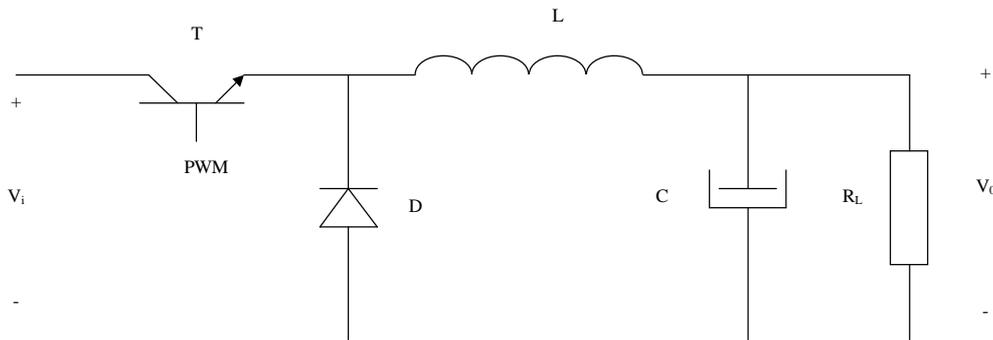


Fig. 3.5 - 1ª Etapa de funcionamento do conversor buck.

Na 2ª etapa de funcionamento, o transistor encontra-se bloqueado e o diodo conduz a corrente i_L , que agora decresce linearmente.

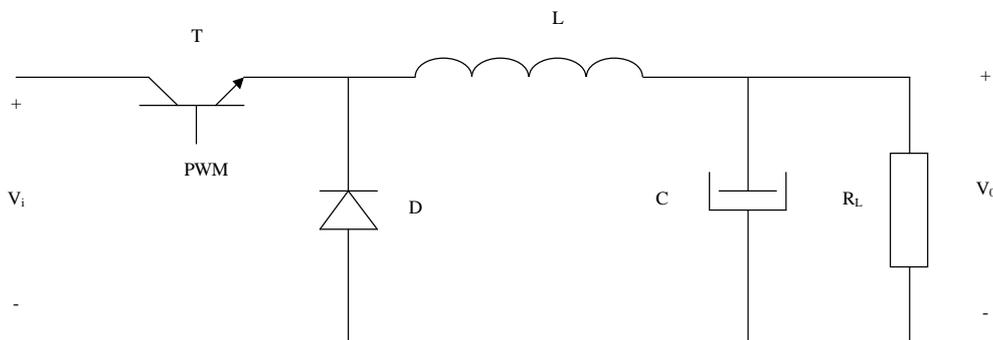


Fig. 3.6 - 2ª Etapa de funcionamento do conversor buck

As principais formas de onda correspondentes às etapas de funcionamento são mostradas na figura 3.7.

3.3.1 - Princípio de funcionamento da regulação na fonte.

Diferente das fontes lineares que transferem energia da entrada para a saída de modo constante, as fontes chaveadas transferem energia em “pacotes”, onde o interruptor principal altera seu estado de funcionamento de saturado para corte, controlando o fluxo de energia. A regulação da tensão de saída é obtida controlando-se a relação entre os tempos de condução e bloqueio do interruptor. Pode-se observar este efeito com mais clareza através da análise matemática da tensão média de saída.

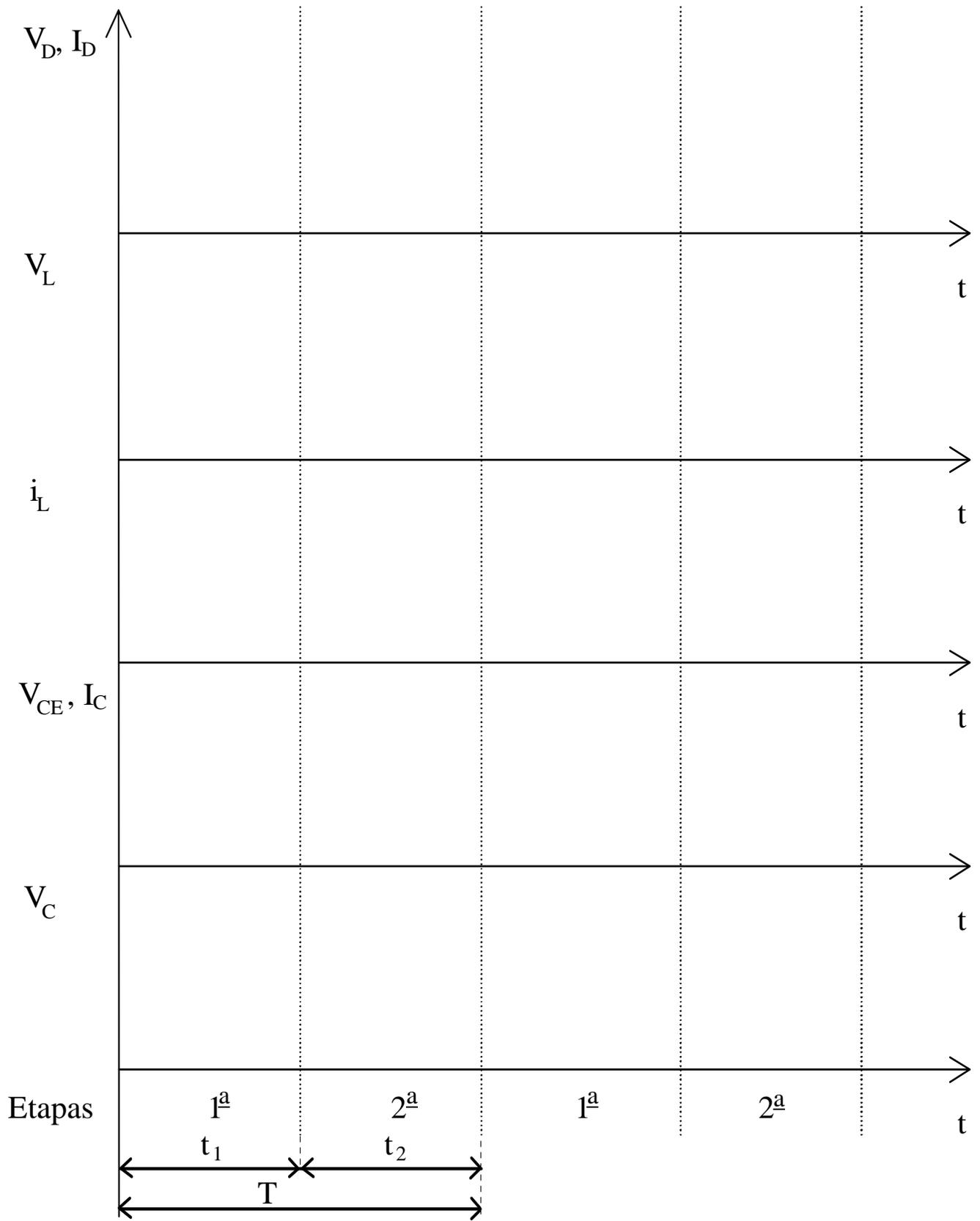


Fig. 3.7 - Principais formas de onda do conversor *buck*.

3.3.2 - Análise da tensão média de saída (V_o).

Através da equação de malha tem-se:

$$-V_{Dmed} + V_{Lmed} + V_o = 0 \dots\dots\dots (Eq. 3.1)$$

Sabendo que:

$$V_{Lmed} = 0$$

Obtém-se:

$$V_o = V_{Dmed} \dots\dots\dots (Eq. 3.2)$$

Como o valor médio de qualquer forma de onda é dado por:

$$ValorMédio = \frac{Área\ Ocupada}{Período} \dots\dots\dots (Eq. 3.3)$$

Assim, da Fig.3.7 e da Eq.3.2, obtém-se:

$$V_o = \frac{t_1}{T} \cdot V_i \dots\dots\dots (Eq. 3.4)$$

Definindo “D” como a razão cíclica de operação, dada por:

$$\frac{t_1}{T} = D \dots\dots\dots (Eq. 3.5)$$

Resulta em:

$$V_o = D \cdot V_i \dots\dots\dots (Eq. 3.6)$$

Pode-se observar pela Eq. 3.6 que a tensão de saída depende somente da razão cíclica e da tensão de entrada. Para manter V_o constante para uma variação de V_i o controle é acionado, variando D. Assim, para as situações extremas teremos:

$$V_o = D_{mín} \cdot V_{imáx} \dots\dots\dots (Eqs. 3.7)$$

$$V_o = D_{máx} \cdot V_{imín}$$

A razão cíclica D controla a transferência de energia da entrada para a saída e, conseqüentemente, o valor médio da tensão aplicada a carga (V_o). Matematicamente a razão cíclica é válida para o intervalo:

$$0 < D < 1 \dots\dots\dots (Eqs. 3.8)$$

3.4 – INTEGRADOS PWM (MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO)

O rápido desenvolvimento das fontes chaveadas levou os fabricantes de componentes eletrônicos a produzirem circuitos integrados com múltiplas funções, capazes de realizar o controle, o comando e a proteção dessas fontes, com a adição de alguns componentes externos. O mais popular e de maior disponibilidade no nosso mercado é o CI 3524, produzido por vários fabricantes.

Quando o integrado comanda o transistor de um conversor *buck* ou *flyback* os dois transistores de saída são associados em paralelo. Em fontes chaveadas tipo ponte (*bridge*), meia-ponte (*half-bridge*) e *push-pull*, cada transistor de saída comanda um transistor de potência.

O CI3524 necessita de alguns componentes externos para poder operar, que são os seguintes:

R_T e C_T – Definem a frequência de operação.

R_1 e R_2 – Formam um divisor de tensão, a partir da tensão estabilizada do pino 16 e geram V_{REF} para o regulador de tensão A_1 .

C_1 – Capacitor de desacoplamento.

R_3 e R_4 – Estabelecem o ganho do controlador A_1 .

R_{sh} – Sensor de corrente de carga. V_{sh} é levado para os pinos 4 e 5, entrada do regulador de corrente A_2 . Quando a corrente I ultrapassa um determinado valor, A_2 bloqueia os sinais de saída, desativando a fonte.

R_6 – Limita a corrente de base de T_p

Equações para projeto:

$$f = \frac{1,15}{R_T \cdot C_T} \quad (\text{Eq. 3.18}) \quad \text{Para } R_1 = R_2: \quad V_o = 2,5V \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4} \quad (\text{Eq. 3.19})$$

O pino 10 pode ser empregado para desativar a fonte. Quando V_{10} é positiva, o transistor T_1 satura, aterrando o pino 9 e inibindo os sinais de comando. Quando não estiver sendo empregado deve ser aterrado.

Um exemplo do emprego do integrado 3524 (com seu diagrama de bloco interno) está representado na figura 3.8, quando o mesmo é aplicado para o comando e controle de um conversor *buck*.

Um conversor *forward* (*buck* com isolamento) completo é apresentado na figura 3.9.

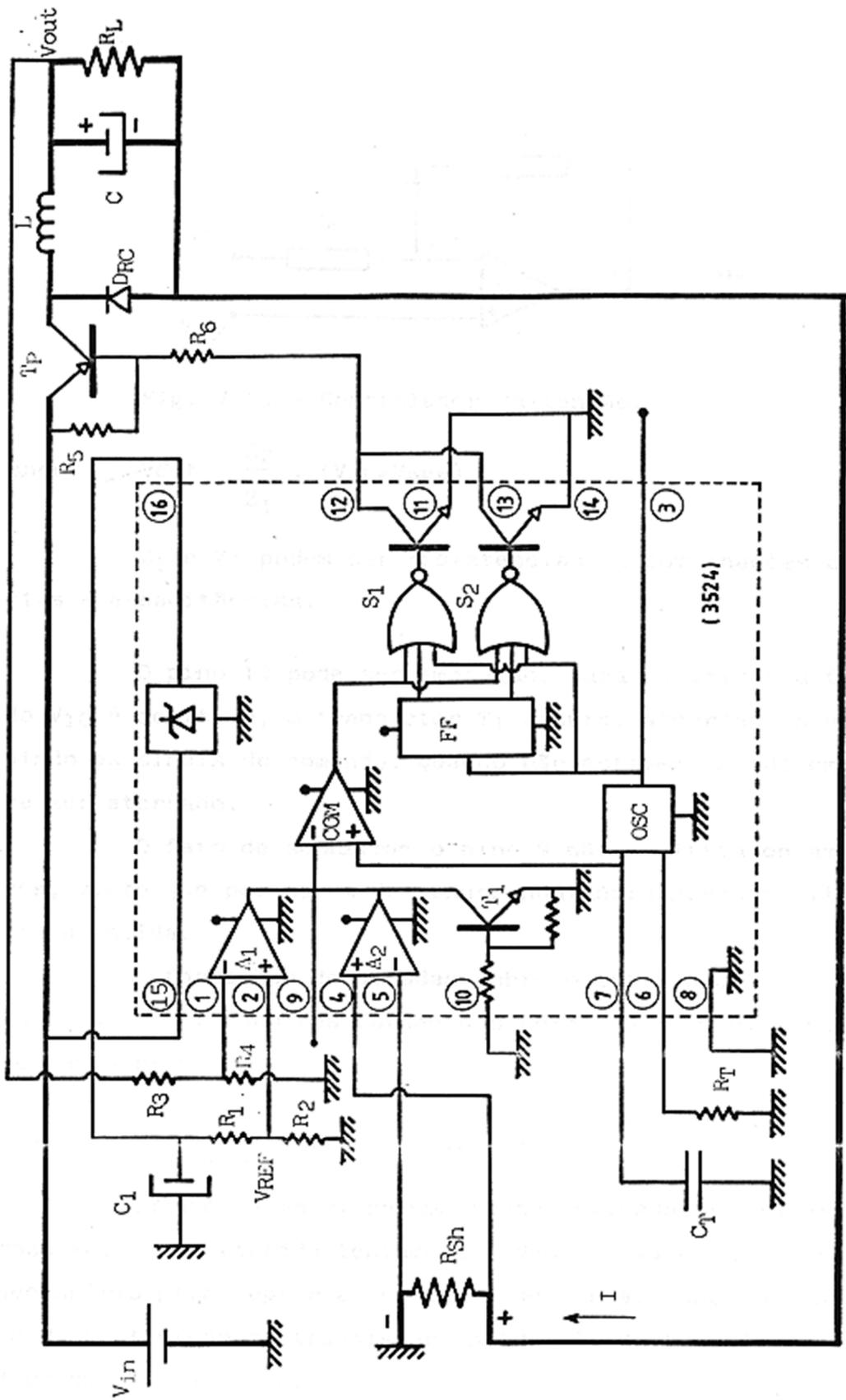


Fig. 3.8 - Conversor buck comandado com o CI3524.

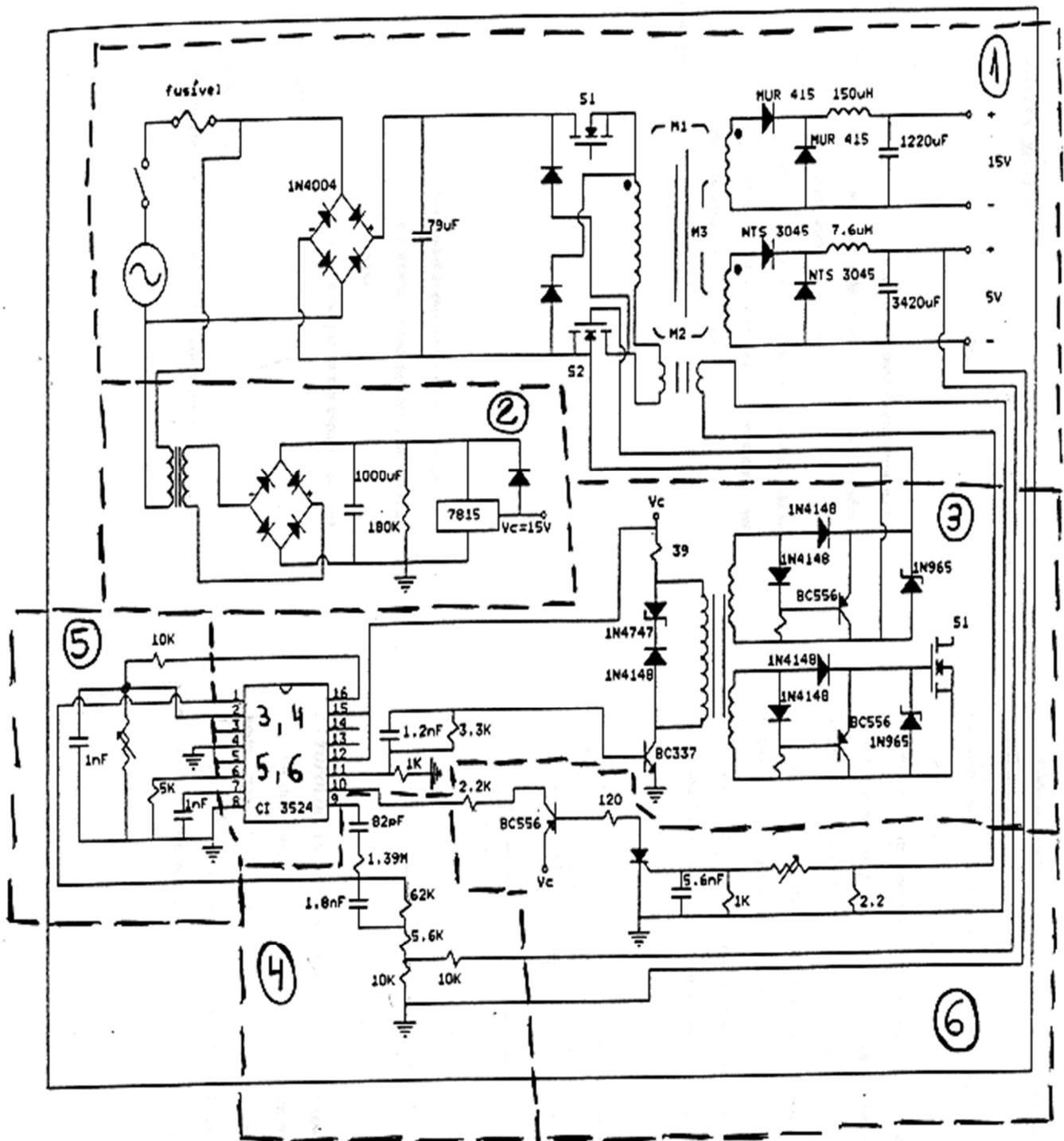


Fig. 3.9 - Diagrama esquemático completo de um conversor forward (buck isolado).

Blocos:

- 1 - Estágio de potência
- 2 - Fonte auxiliar
- 3 - Comando de base

- 4 - Realimentação
- 5 - Controle
- 6 - Proteção

3.5 – CARACTERÍSTICAS DOS INTERRUPTORES PARA FONTES CHAVEADAS.

Os interruptores empregados em conversores estáticos devem ter características mais próximas possíveis de um interruptor ideal. O interruptor ideal não possui perdas de condução e comutação (mudança de estado bloqueado/condução ou vice-versa).

A perda de potência é dada pelo produto tensão x corrente (valores instantâneos), aplicados no interruptor.

Nas figuras abaixo são indicadas as perdas de potência em um interruptor não ideal, considerando um circuito com característica resistiva, as perdas aumentam sensivelmente para circuitos indutivos.

3.5.1 - Perda de Condução:

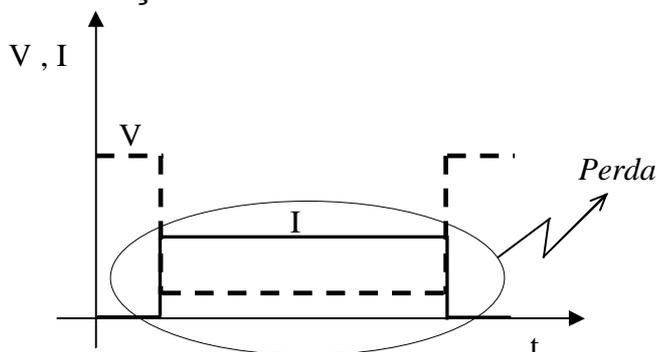
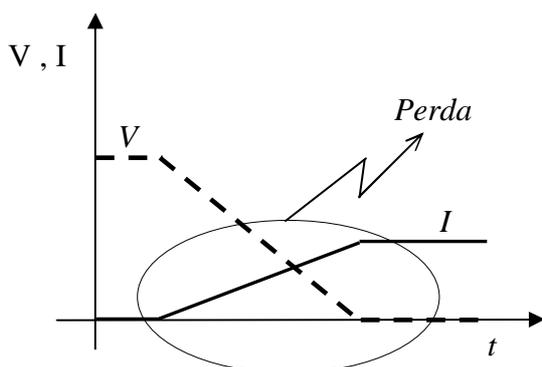


Fig. 4.10 – Perda de condução em um interruptor.

3.5.2 - Perda de Comutação:

Entrada em Condução:



Entrada em Bloqueio:

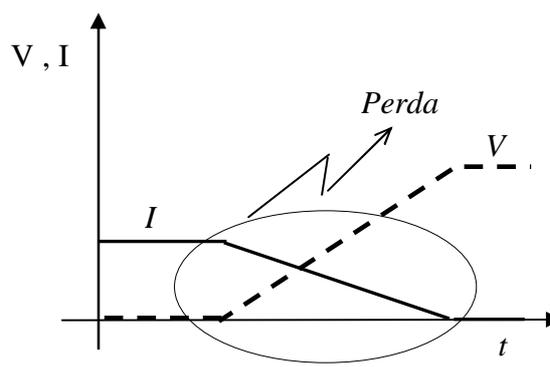


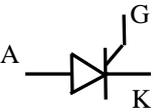
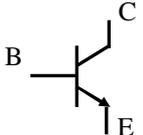
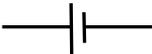
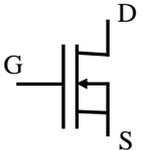
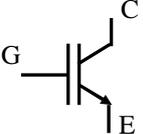
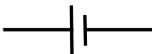
Fig. 4.11 – Perda de comutação em um interruptor.

As perdas nos interruptores estão diretamente relacionadas como o modelo elétrico do interruptor e da velocidade da transição de estado (liga/des). Interruptores modelados como uma fonte de tensão tem baixa perda de condução, enquanto os modelos resistivos possuem alta perda de condução. Quanto ao tempo de transição de estado, interruptores mais rápidos possuem menos perda de comutação, podendo ainda operar em uma faixa de frequência maior que interruptores mais lentos.

3.6 – TIPOS DE INTERRUPTORES UTILIZADOS EM CONVERSORES ESTÁTICOS.

Na tabela a seguir são apresentados os interruptores mais utilizados em conversores estáticos de energia, por ordem cronológica em que estes interruptores passaram a ser empregados, juntamente com suas principais características.

Os valores de frequência e potência são apenas uma referência, já que a escolha da frequência de operação está diretamente ligada com a potência processada. Além disso, a tecnologia de fabricação dos componente a cada dia melhora, no que diz respeito ao aumento da velocidade de comutação e a diminuição das perdas.

Nome	Símbolo	Modelo Elétrico	Características
Tiristor			<ul style="list-style-type: none"> - Utilizado em altas potências ($\downarrow 1\text{GW}$). - Baixa frequência de operação ($\downarrow 2\text{kHz}$). - Altas perdas de condução e comutação.
Transistor Bipolar			<ul style="list-style-type: none"> - Utilizado em altas potências ($\downarrow 500\text{kW}$). - Baixa frequência de operação ($\downarrow 20\text{kHz}$). - Baixa perda de condução. - Alta perda de comutação.
Transistor Mosfet			<ul style="list-style-type: none"> - Utilizado em baixas potências ($\downarrow 10\text{kW}$). - Alta freq. de operação ($\downarrow 800\text{kHz}$). - Alta perda de condução. - Baixa perda de comutação.
IGBT			<ul style="list-style-type: none"> - Utilizado em altas potências ($\downarrow 500\text{kW}$). - Média freq. de operação ($\downarrow 100\text{kHz}$). - Baixa perda de condução. - Alta perda de comutação.

4 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- MILLMAN, J., HALKIAS, C. **Eletrônica – Dispositivos e Circuitos**. Vol. 1, São Paulo, MacGraw-Hill do Brasil, 1981.
- SEDRA, A. S., SMITH, K. C. **Microeletrônica**. São Paulo, MAKRON Books, 2000.
- MALVINO, A. P. **Eletrônica** Vol. 2. 4ª Ed, São Paulo, MAKRON Books, 1995
- Texas Instruments. **Transistor Circuit Design**. McGraw-Hill, 1963.
- Texas Instruments. **The Transistor and Diode Data Book for Engineers**.
- Texas Instruments. **Linear Circuits, Voltage Regulators and Supervisors**. Data Book, 1989.
- IBRAPE. **Transistores - Dados e Curvas para Projetos**.
- BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Apostila, UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência, 1990.
- BRASELE ELETRÔNICA. **Catálogo de Dissipadores**.
- MÜLLER NETO, Francisco Olegário, Retificadores, Apostila de Eletrônica Básica I, UnED/SJ – CEFET-SC, 1997.

5 - ANEXOS

5.1 – DADOS RESUMIDO DE DIODOS ZENER.

DEVICE TYPE	P _D @ 25° C (mW)	V _Z @I _{ZT}		TOL	Z _Z @I _{ZT}
		(V)	(mA)	%	MÁX Ω
1N702	400	2.6	5	20	60
1N702A	400	2.6	5	5	60
1N746	400	3.3	20	10	28
1N746A	400	3.3	20	5	28
1N3506	400	3.3	20	5	24
1N703	400	3.45	5	20	55
1N703A	400	3.45	5	5	55
1N747	400	3.6	20	10	24
1N747A	400	3.6	20	5	24
1N3507	400	3.6	20	5	22
1N748	400	3.9	20	10	23
1N748A	400	3.9	20	5	23
1N3508	400	3.9	20	5	20
1N704	400	4.1	5	20	45
1N704A	400	4.1	5	5	45
1N749	400	4.3	20	10	22
1N749A	400	4.3	20	5	22
1N3509	400	4.3	20	5	18
1N750	400	4.7	20	10	19
1N750A	400	4.7	20	5	19
1N3510	400	4.7	20	5	16
1N705	400	4.85	5	20	35
1N705A	400	4.85	5	5	35
1N761	400	4.85	10	10	40
1N751	400	5.1	20	10	17
1N751A	400	5.1	20	5	17
1N3511	400	5.1	20	5	14
1N752	400	5.6	20	10	11
1N752A	400	5.6	20	5	11
1N3512	400	5.6	20	5	8
1N708	400	5.6	25	10	3.6
1N708A	400	5.6	25	5	3.6
1N706	400	5.8	5	20	20
1N706A	400	5.8	5	5	20
1N762	400	5.8	10	10	18
1N753	400	6.2	20	10	7
1N753A	400	6.2	20	5	7
1N3513	400	6.2	20	5	3
1N709	400	6.2	25	10	4.1
1N709A	400	6.2	25	5	4.1
1N957	400	6.8	18.5	20	4.5
1N957A	400	6.8	18.5	10	4.5
1N957B	400	6.8	18.5	5	4.5
1N754	400	6.8	20	10	5
1N754A	400	6.8	20	5	5
1N3514	400	6.8	20	5	3

DEVICE TYPE	P _D @ 25° C (mW)	V _Z @I _{ZT}		TOL %	Z _Z @I _{ZT} MÁX Ω
		(V)	(mA)		
1N710	400	6.8	25	10	4.7
1N710A	400	6.8	25	5	4.7
1N707	400	7.1	5	20	10
1N707A	400	7.1	5	5	10
1N763	400	7.1	10	10	7
1N3515	400	7.5	10	5	4
1N958	400	7.5	16.5	20	5.5
1N958A	400	7.5	16.5	10	5.5
1N958B	400	7.5	16.5	5	5.5
1N755	400	7.5	20	10	6
1N755A	400	7.5	20	5	6
1N711	400	7.5	25	10	5.3
1N711A	400	7.5	25	10	5.3
1N3516	400	8.2	10	5	5
1N959	400	8.2	15	20	6.5
1N959A	400	8.2	15	10	6.5
1N959B	400	8.2	15	5	6.5
1N756	400	8.2	20	10	8
1N756A	400	8.2	20	5	8
1N712	400	8.2	25	10	6
1N712A	400	8.2	25	5	6
1N764	400	8.75	10	10	12
1N3517	400	9.1	10	5	6
1N713	400	9.1	12	10	7
1N713A	400	9.1	12	5	7
1N960	400	9.1	14	20	7.5
1N960A	400	9.1	14	10	7.5
1N960B	400	9.1	14	5	7.5
1N757	400	9.1	20	10	10
1N757A	400	9.1	20	5	10
1N3518	400	10	10	5	7
1N714	400	10	12	10	8
1N714A	400	10	12	5	8
1N961	400	10	12.5	20	8.5
1N961A	400	10	12.5	10	8.5
1N961B	400	10	12.5	5	8.5
1N758	400	10	20	10	17
1N758A	400	10	20	5	17
1N765	400	10.5	5	10	45
1N3519	400	11	10	5	8
1N962	400	11	11.5	20	9.5
1N962A	400	11	11.5	10	9.5
1N962B	400	11	11.5	5	9.5
1N715	400	11	12	10	9
1N715A	400	11	12	5	9
1N3520	400	12	10	5	10
1N963	400	12	10.5	20	11.5
1N963A	400	12	10.5	10	11.5

DEVICE TYPE	P _D @ 25° C (mW)	V _Z @I _{ZT}		TOL	Z _Z @I _{ZT}
		(V)	(mA)	%	MAX Ω
1N963B	400	12	10.5	5	60
1N716	400	12	12	10	60
1N716A	400	12	12	5	28
1N759	400	12	20	10	28
1N759A	400	12	20	5	24
1N766	400	12.75	5	10	55
1N3521	400	13	5	5	55
1N964	400	13	9.5	20	24
1N964A	400	13	9.5	10	24
1N964B	400	13	9.5	5	22
1N717	400	13	12	10	23
1N717A	400	13	12	5	23
1N3522	400	15	5	5	20
1N965	400	15	8.5	20	45
1N965A	400	15	8.5	10	45
1N965B	400	15	8.5	5	22
1N718	400	15	12	10	22
1N718A	400	15	12	5	18
1N767	400	15.75	5	10	19
1N3523	400	16	5	5	19
1N966	400	16	7.8	20	16
1N966A	400	16	7.8	10	35
1N966B	400	16	7.8	5	35
1N719	400	16	12	10	40
1N719A	400	16	12	5	17
1N3524	400	18	5	5	17
1N967	400	18	7	20	14
1N967A	400	18	7	10	11
1N967B	400	18	7	5	11
1N720	400	18	12	10	8
1N720A	400	18	12	5	3.6
1N768	400	19	5	10	3.6
1N721	400	20	4	10	20
1N721A	400	20	4	5	20
1N3525	400	20	5	5	18
1N968	400	20	6.2	20	7
1N968A	400	20	6.2	10	7
1N968B	400	20	6.2	5	3
1N722	400	22	4	10	4.1
1N722A	400	22	4	5	4.1
1N3526	400	22	5	5	4.5

DEVICE TYPE	P _D @ 25° C (mW)	V _Z @I _{ZT}		TOL	Z _Z @I _{ZT}
		(V)	(mA)	%	MAX Ω
1N969	400	22	5.6	20	29
1N969A	400	22	5.6	10	29
1N969B	400	22	5.6	5	29
1N769	400	23.5	5	10	150
1N723	400	24	4	10	28
1N723A	400	24	4	5	28
1N3527	400	24	5	5	38
1N970	400	24	5.2	20	33
1N970A	400	24	5.2	10	33
1N970B	400	24	5.2	5	33
1N724	400	27	4	10	35
1N724A	400	27	4	5	35
1N3528	400	27	4	5	40
1N971	400	27	4.6	20	41
1N971A	400	27	4.6	10	41
1N971B	400	27	4.6	5	41
1N725	400	30	4	10	42
1N725A	400	30	4	5	42
1N3529	400	30	4	5	48
1N972	400	30	4.2	20	49
1N972A	400	30	4.2	10	49
1N972B	400	30	4.2	5	49
1N3530	400	33	3	5	50
1N973	400	33	3.8	20	58
1N973A	400	33	3.8	10	58
1N973B	400	33	3.8	5	58
1N726	400	33	4	10	50
1N726A	400	33	4	5	50
1N5226	500	3.3	20	20	28
1N5226A	500	3.3	20	10	28
1N5226B	500	3.3	20	5	28
1N5227	500	3.6	20	20	24
1N5227A	500	3.6	20	10	24
1N5227B	500	3.6	20	5	24
1N5228	500	3.9	20	20	23
1N5228A	500	3.9	20	10	23
1N5228B	500	3.9	20	5	23
1N5229	500	4.3	20	20	22
1N5229A	500	4.3	20	10	22
1N5229B	500	4.3	20	5	22
1N5230	500	4.7	20	20	19
1N5230A	500	4.7	20	10	19
1N5230B	500	4.7	20	5	19
1N5231	500	5.1	20	20	17
1N5231A	500	5.1	20	10	17
1N5231B	500	5.1	20	5	17
1N5232	500	5.6	20	20	11

DEVICE TYPE	P _D @ 25° C (mW)	V _Z @I _{ZT}		TOL	Z _Z @I _{ZT}
		(V)	(mA)	%	MÁX Ω
1N5232A	500	5.6	20	10	11
1N5232B	500	5.6	20	5	11
1N5233	500	6	20	20	7
1N5233A	500	6	20	10	7
1N5233B	500	6	20	5	7
1N5234	500	6.2	20	20	7
1N5234A	500	6.2	20	10	7
1N5234B	500	6.2	20	5	7
1N5235	500	6.8	20	20	5
1N5235A	500	6.8	20	10	5
1N5235B	500	6.8	20	5	5
1N5236	500	7.5	20	20	6
1N5236A	500	7.5	20	10	6
1N5236B	500	7.5	20	5	6
1N5237	500	8.2	20	20	8
1N5237A	500	8.2	20	10	8
1N5237B	500	8.2	20	5	8
1N5238	500	8.7	20	20	8
1N5238A	500	8.7	20	10	8
1N5238B	500	8.7	20	5	8
1N5239	500	9.1	20	20	10
1N5239A	500	9.1	20	10	10
1N5239B	500	9.1	20	5	10
1N5240	500	10	20	20	17
1N5240A	500	10	20	10	17
1N5240B	500	10	20	5	17
1N5241	500	11	20	20	22
1N5241A	500	11	20	10	22
1N5241B	500	11	20	5	22
1N5242	500	12	20	20	30
1N5242A	500	12	20	10	30
1N5242B	500	12	20	5	30
1N5243	500	13	9.5	20	13
1N5243A	500	13	9.5	10	13
1N5243B	500	13	9.5	5	13
1N5244	500	14	9	20	15
1N5244A	500	14	9	10	15
1N5244B	500	14	9	5	15
1N5245	500	15	8.5	20	16
1N5245A	500	15	8.5	10	16
1N5245B	500	15	8.5	5	16

DEVICE TYPE	P _D @ 25° C (mW)	V _Z @I _{ZT}		TOL	Z _Z @I _{ZT}
		(V)	(mA)	%	MAX Ω
1N5246	500	16	7.8	20	17
1N5246A	500	16	7.8	10	17
1N5246B	500	16	7.8	5	17
1N5247	500	17	7.4	20	19
1N5247A	500	17	7.4	10	19
1N5247B	500	17	7.4	5	19
1N5248	500	18	7	20	21
1N5248A	500	18	7	10	21
1N5248B	500	18	7	5	21
1N5249	500	19	6.6	20	23
1N5249A	500	19	6.6	10	23
1N5249B	500	19	6.6	5	23
1N5250	500	20	6.2	20	25
1N5250A	500	20	6.2	10	25
1N5250B	500	20	6.2	5	25
1N5251	500	22	5.6	20	29
1N5251A	500	22	5.6	10	29
1N5251B	500	22	5.6	5	29
1N5252	500	24	5.2	20	33
1N5252A	500	24	5.2	10	33
1N5252B	500	24	5.2	5	33
1N5253	500	25	5	20	35
1N5253A	500	25	5	10	35
1N5253B	500	25	5	5	35
1N5254	500	27	4.6	20	41
1N5254A	500	27	4.6	10	41
1N5254B	500	27	4.6	5	41
1N5255	500	28	4.5	20	44
1N5255A	500	28	4.5	10	44
1N5255B	500	28	4.5	5	44
1N5256	500	30	4.2	20	49
1N5256A	500	30	4.2	10	49
1N5256B	500	30	4.2	5	49
1N5257	500	33	3.8	20	58
1N5257A	500	33	3.8	10	58
1N5257B	500	33	3.8	5	58
1N4728	1000	3.3	76	10	10
1N4728A	1000	3.3	76	5	10
1N4729	1000	3.6	69	10	10
1N4729A	1000	3.6	69	5	10
1N4730	1000	3.9	64	10	9
1N4730A	1000	3.9	64	5	9
1N4731	1000	4.3	58	10	9
1N4731A	1000	4.3	58	5	9
1N4732	1000	4.7	53	10	8
1N4732A	1000	4.7	53	5	8
1N4733	1000	5.1	49	10	7

DEVICE TYPE	P _D @ 25° C (mW)	V _Z @I _{ZT}		TOL	Z _Z @I _{ZT}
		(V)	(mA)	%	MAX Ω
1N4733A	1000	5.1	49	5	7
1N4734	1000	5.6	45	10	5
1N4734A	1000	5.6	45	5	5
1N4735	1000	6.2	41	10	2
1N4735A	1000	6.2	41	5	2
1N4736	1000	6.8	37	10	3.5
1N4736A	1000	6.8	37	5	3.5
1N4737	1000	7.5	34	10	4
1N4737A	1000	7.5	34	5	4
1N4738	1000	8.2	31	10	4.5
1N4738A	1000	8.2	31	5	4.5
1N4739	1000	9.1	28	10	5
1N4739A	1000	9.1	28	5	5
1N4740	1000	10	25	10	7
1N4740A	1000	10	25	5	7
1N4741	1000	11	23	10	8
1N4741A	1000	11	23	5	8
1N4742	1000	12	21	10	9
1N4742A	1000	12	21	5	9
1N4743	1000	13	19	10	10
1N4743A	1000	13	19	5	10
1N4744	1000	15	17	10	14
1N4744A	1000	15	17	5	14
1N4745	1000	16	15.5	10	16
1N4745A	1000	16	15.5	5	16
1N4746	1000	18	14	10	20
1N4746A	1000	18	14	5	20
1N4747	1000	20	12.5	10	22
1N4747A	1000	20	12.5	5	22
1N4748	1000	22	11.5	10	23
1N4748A	1000	22	11.5	5	23
1N4749	1000	24	10.5	10	25
1N4749A	1000	24	10.5	5	25
1N4750	1000	27	9.5	10	35
1N4750A	1000	27	9.5	5	35
1N4751	1000	30	8.5	10	40
1N4751A	1000	30	8.5	5	40
1N4752	1000	33	7.5	10	45
1N4752A	1000	33	7.5	5	45

IBRAPE

BD135
BD137
BD139

SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS

General purpose n-p-n transistors in SOT-32 plastic envelope, recommended for driver stages in hi-fi amplifiers and television circuits.

The BD136, BD138 and 9D140 are complementary to the BD135, BD137 and BD139 respectively.

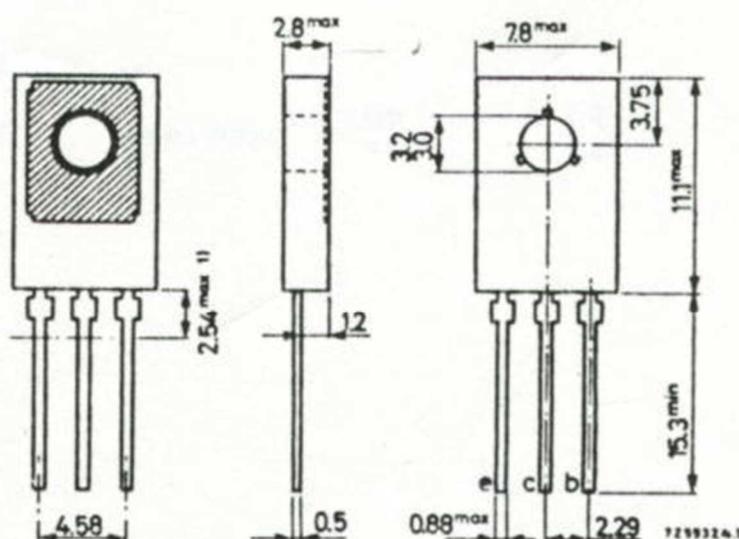
		QUICK REFERENCE DATA		
		BD135	BD137	BD139
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max. 45	60	100 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max. 45	60	80 V
Collector-emitter voltage ($R_{BE} = 1\text{ k}\Omega$)	V_{CER}	max. 45	60	100 V
Collector-current (peak value)	I_{CM}	max. 1.5	1.5	1.5 A
Total power dissipation up to $T_{mb} = 70\text{ }^\circ\text{C}$	P_{tot}	max. 8	8	8 W
Junction temperature	T_J	max. 150	150	150 $^\circ\text{C}$
D.C. current gain	h_{FE}	> 40	40	40
$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$		< 250	160	160
Transition frequency at $f = 35\text{ MHz}$	f_T	typ. 250	250	250 MHz
$I_C = 50\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$				

MECHANICAL DATA

SOT-32 (TO-126)

Collector connected to metal part of mounting surface

Dimensions in mm



BD135
BD137
BD139

IBRAPE

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134)

Voltages

		BD135	BD137	BD139	
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO} max.	45	60	100	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO} max.	45	60	80	V
Collector-emitter voltage ($R_{BE} = 1\text{ k}\Omega$)	V_{CER} max.	45	60	100	V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO} max.	5	5	5	V

Currents

Collector current (d.c.)	I_C max.	1,0	1,0	1,0	A
Collector current (peak value)	I_{CM} max.	1,5	1,5	1,5	A

Power dissipation

Total power dissipation up to $T_{mb} = 70\text{ }^\circ\text{C}$ P_{tot} max. 8 W

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Junction temperature	T_j	max. 150	$^\circ\text{C}$

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient in free air	$R_{th\ j-a}$	100	$^\circ\text{C/W}$
From junction to mounting base	$R_{th\ j-mb}$	10	$^\circ\text{C/W}$

IBRAPE

BD135
BD137
BD139

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Collector cut-off current

$I_E = 0; V_{CB} = 30\text{ V}$

$I_{CBO} < 100\text{ nA}$

$I_E = 0; V_{CB} = 30\text{ V}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$

$I_{CBO} < 10\text{ }\mu\text{A}$

Emitter cut-off current

$I_C = 0; V_{EB} = 5\text{ V}$

$I_{EBO} < 10\text{ }\mu\text{A}$

Base emitter voltage

$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$

$V_{BE} < 1\text{ V}$

Saturation voltage

$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}$

$V_{CE(sat)} < 0,5\text{ V}$

D.C. current gain

$I_C = 5\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$

	BD135	BD137	BD139
$h_{FE} >$	25	25	25
$h_{FE} >$	40	40	40
$h_{FE} <$	250	160	160
$h_{FE} >$	25	25	25

$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$

$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$

Transition frequency at $f = 35\text{ MHz}$

$I_C = 50\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$

f_T typ. 250 MHz

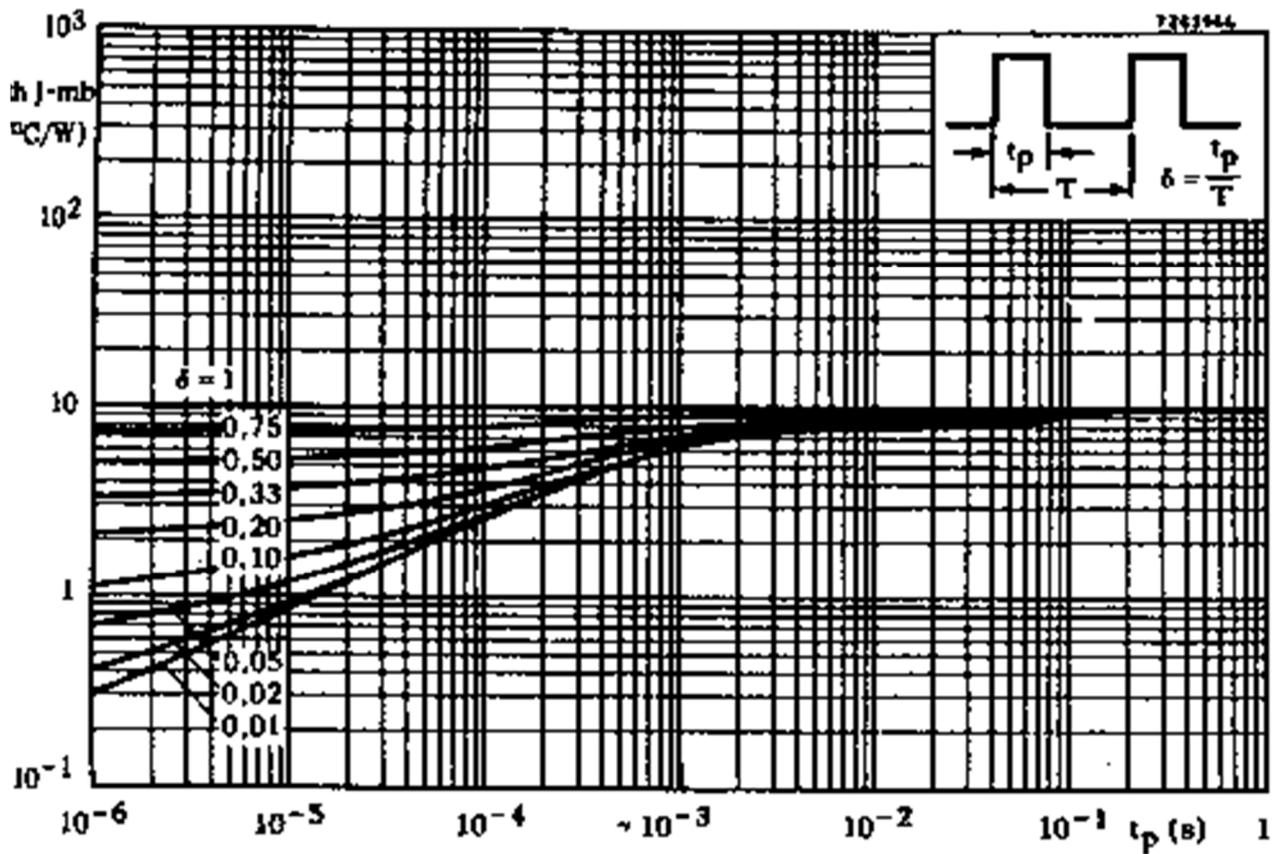
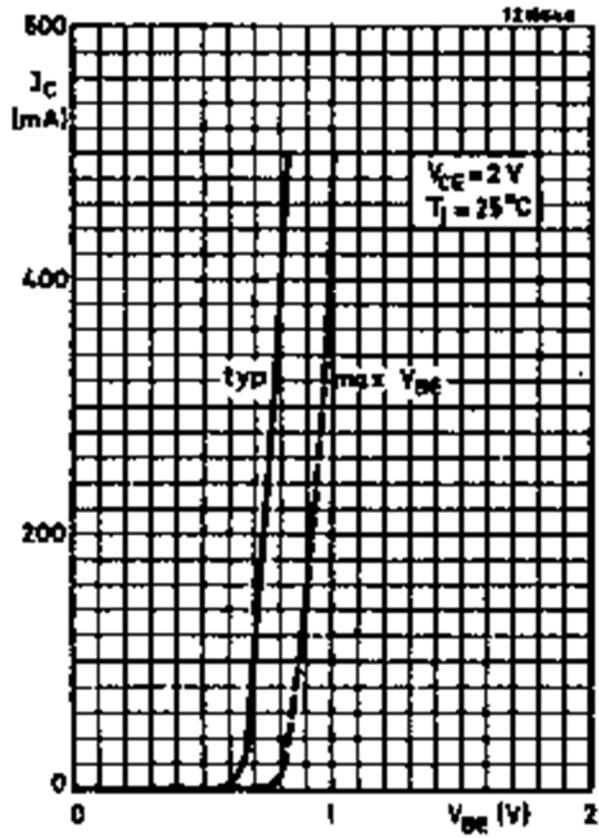
D.C. current gain ratio of matched pairs

BD135/BD136; BD137/BD138

BD139/BD140

$|I_C| = 150\text{ mA}; |V_{CE}| = 2\text{ V}$

h_{FE1}/h_{FE2} typ. 1,3
< 1,6



SILICON DARLINGTON POWER TRANSISTORS

N-P-N epitaxial base transistors in monolithic Darlington circuit for audio output stages and general amplifier and switching applications; SOT-32 plastic envelope. P-N-P complements are BD262, BD262A and BD262B.

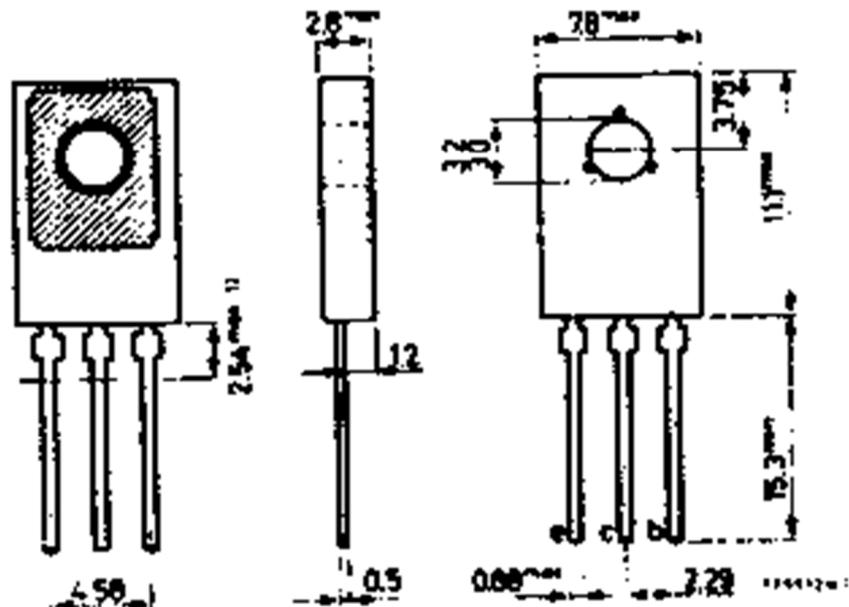
QUICK REFERENCE DATA				
		BD263	BD263A	BD263B
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CB0} max.	80	100	120 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO} max.	60	80	100 V
Collector current (peak value)	I_{CM} max.		6	A
Total power dissipation upto $T_{mb} = 25^{\circ}\text{C}$	P_{tot} max.		26	W
Junction temperature	T_j max.		150	$^{\circ}\text{C}$
D.C. current gain				
$I_C = 0.5 \text{ A}; V_{CE} = 3 \text{ V}$	h_{FE} typ.		1000	
$I_C = 1.5 \text{ A}; V_{CE} = 3 \text{ V}$	h_{FE} >		750	
Transition frequency				
$I_C = 1.5 \text{ A}; V_{CE} = 3 \text{ V}$	f_T typ.		7	MHz

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

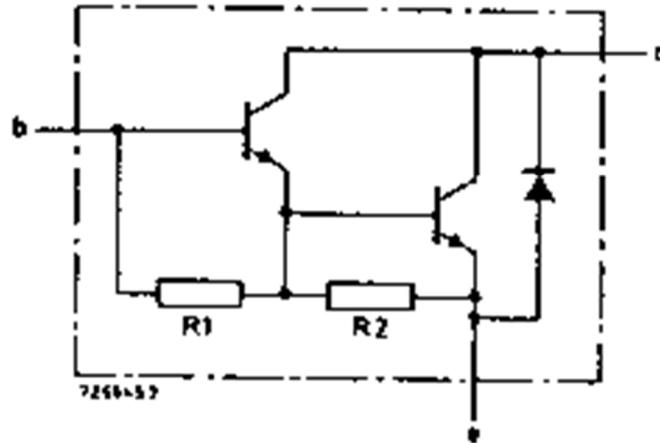
TO-126 (SOT-32)

Collector connected to metal part of mounting surface



BD263 / BD263A / BD263B

CIRCUIT DIAGRAM



R_1 typ. 30 k Ω
 R_2 typ. 150 Ω

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltage

			BD263	BD263A	BD263B	
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	80	100	120	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	60	80	100	V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBV}	max.	5	5	5	V

Current

Collector current (d. c.)	I_C	max.		4		A
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.		6		A
Base current (d. c.)	I_B	max.		100		mA

Power dissipation

Total power dissipation up to $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	max.		36		W
--	-----------	------	--	----	--	---

Temperature

Storage temperature	T_{stg}		-55 to +150			$^\circ\text{C}$
Junction temperature	T_j	max.	150			$^\circ\text{C}$

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j-mb}$	=		3,5		$^\circ\text{C}/\text{W}$
--------------------------------	----------------	---	--	-----	--	---------------------------

BD263 / BD263A / BD263B

CHARACTERISTICS

$T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Collector cut-off current

$$I_E = 0 \quad 1)$$

$$I_E = 0; T_{\text{mb}} = 150^\circ\text{C} \quad 1)$$

$$I_B = 0; V_{CE} = 30 \text{ V}; \text{BD263}$$

$$I_B = 0; V_{CE} = 40 \text{ V}; \text{BD263A}$$

$$I_B = 0; V_{CE} = 50 \text{ V}; \text{BD263B}$$

$$I_{CBO} < 0.2 \text{ mA}$$

$$I_{CBO} < 2 \text{ mA}$$

$$I_{CEO} < 0.5 \text{ mA}$$

Emitter cut-off current

$$I_C = 0; V_{EB} = 5 \text{ V}$$

$$I_{EBO} < 5 \text{ mA}$$

D.C. current gain ²⁾

$$I_C = 0.5 \text{ A}; V_{CE} = 3 \text{ V}$$

$$I_C = 1.5 \text{ A}; V_{CE} = 3 \text{ V}$$

$$I_C = 4 \text{ A}; V_{CE} = 3 \text{ V}$$

$$h_{FE} \text{ typ. } 1000$$

$$h_{FE} > 750$$

$$h_{FE} \text{ typ. } 500$$

Base-emitter voltage

$$I_C = 1.5 \text{ A}; V_{CE} = 3 \text{ V}$$

$$V_{BE} < 2.5 \text{ V}$$

Collector-emitter saturation voltage

$$I_C = 1.5 \text{ A}; I_B = 6 \text{ mA}$$

$$V_{CEsat} < 2.5 \text{ V}$$

Transition frequency

$$I_C = 1.5 \text{ A}; V_{CE} = 3 \text{ V}$$

$$f_T \text{ typ. } 7 \text{ MHz}$$

Cut-off frequency

$$I_C = 1.5 \text{ A}; V_{CE} = 3 \text{ V}$$

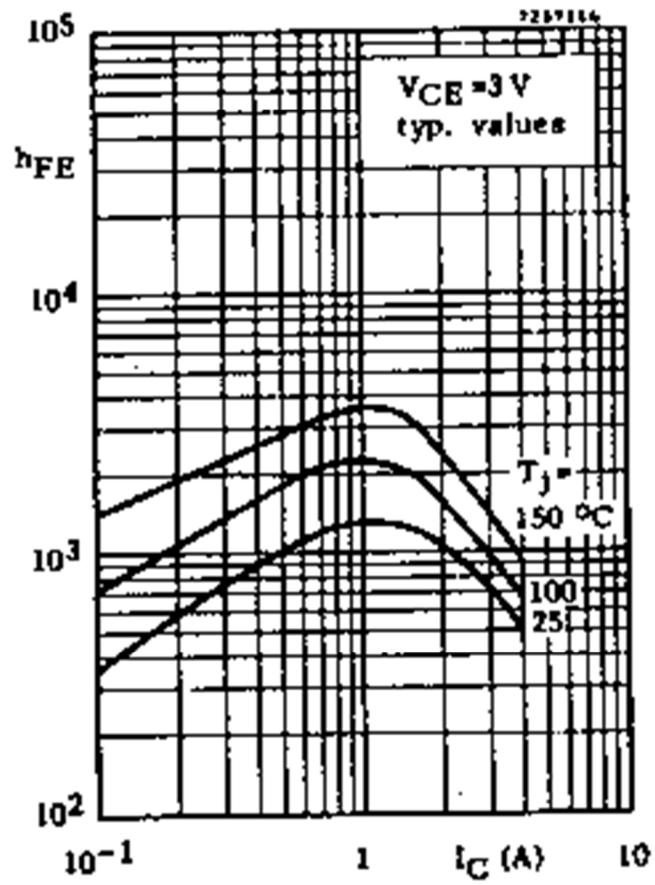
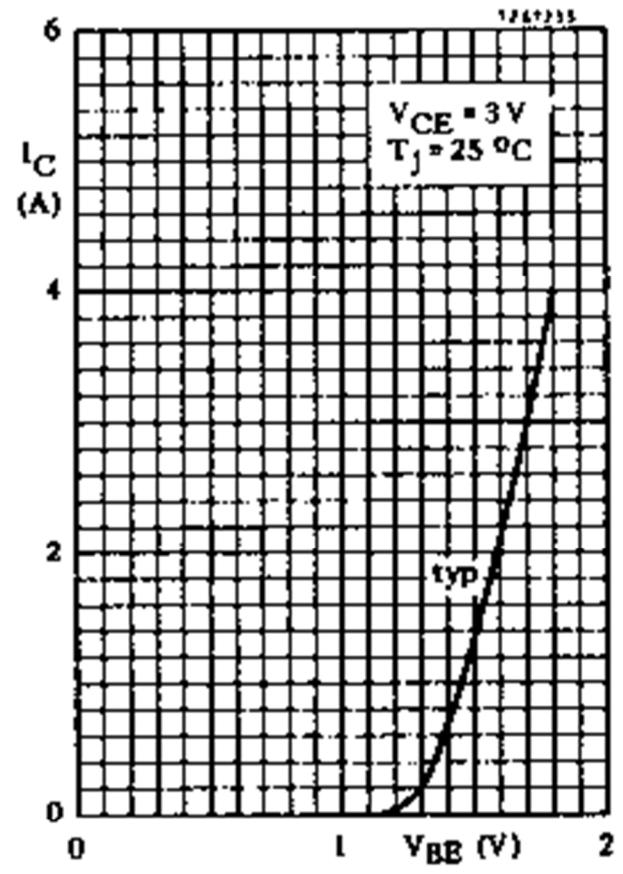
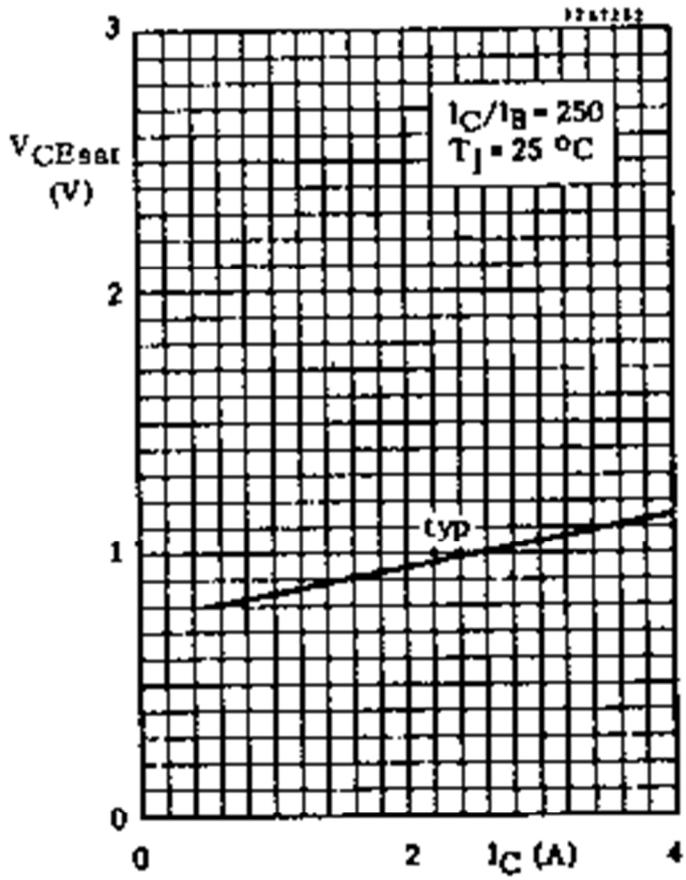
$$f_{hfe} \text{ typ. } 60 \text{ kHz}$$

Switch-off second breakdown energy

$$I_B < 0, \text{ see circuit on}$$

$$W_{(SB)} > 30 \text{ mJ}$$

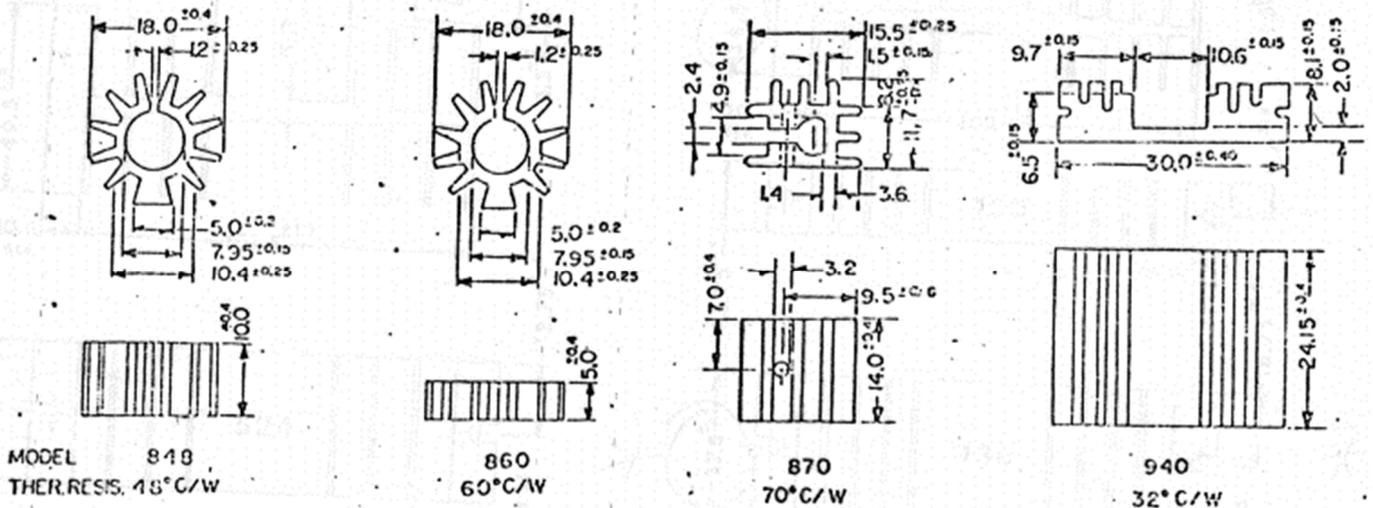
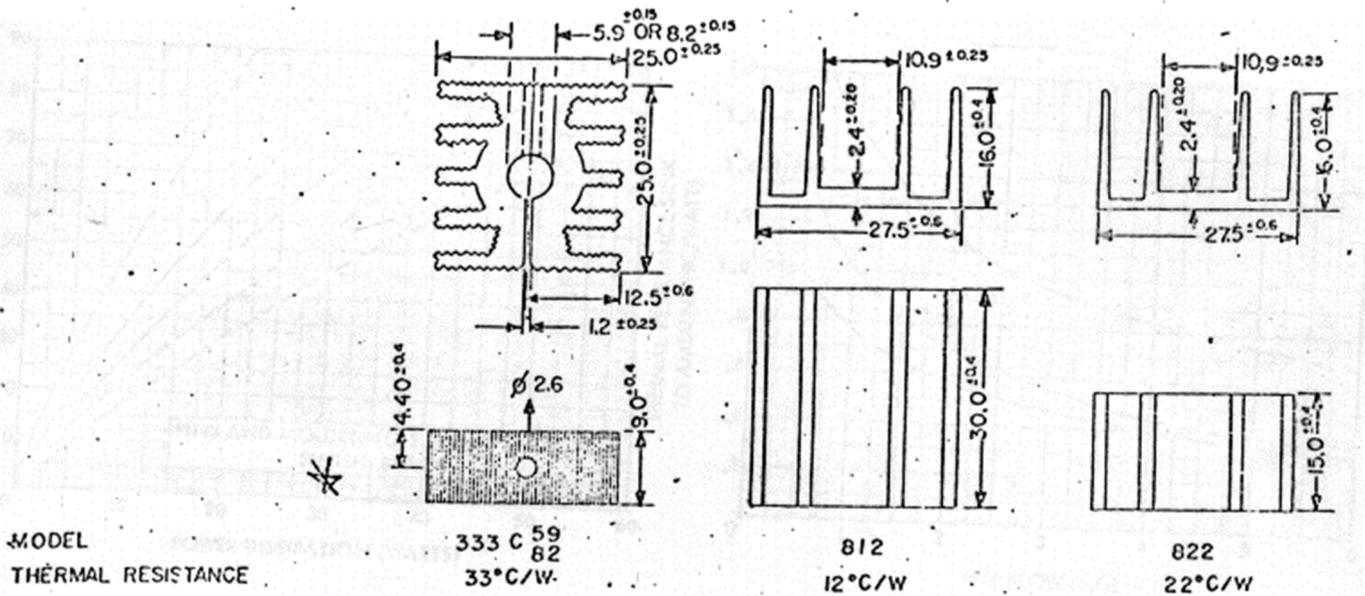
BD263 / BD263A / BD263B



5.3 - CATÁLOGO DE DISSIPADORES

MARCA BRASELE ELETRÔNICA LTDA.

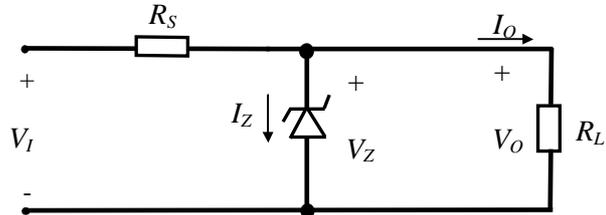
Obs: Cotas em milímetro



Aula de Laboratório 1 : *Regulador Paralelo*

Questão 1: Projete um regulador paralelo simples utilizando o diodo zener 1N4742, sabendo que a tensão de entrada varia de 20 a 17V e a resistência de carga de 470Ω até a situação sem carga.

Dados: Zener 1N4742
 $V_Z = 12\text{ V}$
 $P = 1\text{ W}$
 $I_{Z\text{mín}} = 21\text{ mA}$



Questão 2: Calcule os valores máximo e mínimo que o resistor R_S poderia assumir neste circuito.

Questão 3: Preencha a primeira parte da Tabela 1 através de medições diretas no circuito e a segunda por análise (apresente as equações).

Questão 4 : Explique por que a tensão V_O não permaneceu constante quando a tensão de entrada variou de 17 a 20V. Calcule a regulação de linha.

Questão 5 : Explique por que a tensão V_O não permaneceu constante quando a carga variou da carga máxima ($R_L=470\Omega$) até a situação sem carga. Calcule a regulação de carga.

Questão 6: Calcule a regulação cruzada.

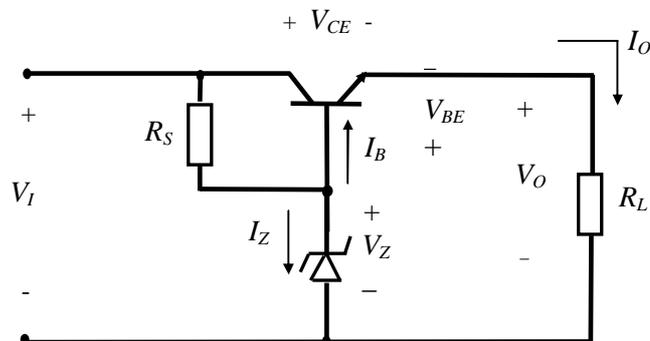
Tabela 1

$R_S(\Omega)$	100				100				
$R_L(\Omega)$	470				470	820	2200	Sem carga	Sem carga
$V_i(V)$	17	18	19	20	18				20
$V_o(V)$									

$I_{RL}(mA)$									
$I_{RS}(mA)$									
$I_Z(mA)$									
$P_Z(mW)$									
$P_{RS}(mW)$									
$P_o(mW)$									
$P_i(W)$									
$\eta(\%)$									

Aula de Laboratório 2 : *Regulador Série*

Questão.1: Monte o regulador série apresentado:



Questão 2: Preencha a primeira parte da Tabela 1 através de medições diretas no circuito e a segunda por análise (apresente as equações).

Questão 3 : Apresente os seguintes valores dos componentes utilizados (catálogo):.

TIP 121	h _{FE} =	I _{Cmax} =	V _{CEmax} =	P _{max} (25°C)=
---------	-------------------	---------------------	----------------------	--------------------------

1N4735	V _Z =	I _{Zmin} =	I _{Zmax} =	P _Z =	R _Z =
--------	------------------	---------------------	---------------------	------------------	------------------

Questão 4 : Calcule os valores máximo e mínimo que o resistor R_S poderia assumir neste circuito.

Questão 5 : Explique por que a tensão V_O não permaneceu constante quando a tensão de entrada variou de 9 a 12 V. Calcule a regulação de linha.

Questão 6 : Explique por que a tensão V_O não permaneceu constante quando a carga variou da carga máxima (R_L=22Ω) até a situação sem carga. Calcule a regulação de carga.

Questão 7 : Calcule a regulação cruzada.

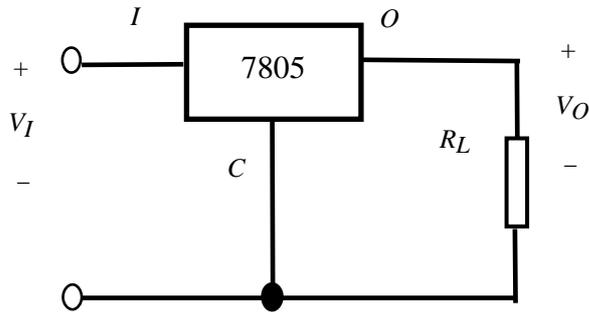
Tabela 1

$R_S(\Omega)$	47				47				
$R_L(\Omega)$	22				100	220	1000	Sem carga	Sem carga
$V_i(V)$	9	10	11	12	11				12
$V_o(V)$									
$V_{BE}(V)$									
$V_Z(V)$									

$I_{RL}(mA)$									
$I_{RS}(mA)$									
$I_B(\mu A)$									
$I_Z(mA)$									
$P_Z(mW)$									
$P_T(mW)$									
$P_O(mW)$									
$P_I(W)$									
$\eta(\%)$									

Aula de Laboratório 3 : *Regulador Integrado*

Questão 1: Monte o regulador apresentado:



Questão 2: Preencha a primeira parte da Tabela 1 através de medições diretas no circuito e a segunda por análise (apresente as equações). Faça o mesmo para a Tabela 2.

Tabela 1

$R_L(\Omega)$	27										
$V_I(V)$	7,5	9	10,5	12	13,5	15	16,5	18	20	22	24
$V_O(V)$											

$V_{io}(V)$											
$I_o(mA)$											
$P_o(mW)$											
$P_{ci}(W)$											
$P_i(W)$											
$\eta(\%)$											
$T_J(^{\circ}C)$											

Tabela 2

$R_L(\Omega)$	s/ carga	27	13,5	9	6,7	5,4	4,5	3,8
$V_i(V)$	24	8,0						
$V_o(V)$								

$V_{io}(V)$								
$I_o(mA)$								
$P_o(mW)$								
$P_{Ci}(W)$								
$P_i(W)$								
$\eta(\%)$								
$T_J(^{\circ}C)$								

Questão 3. Calcule a regulação de linha e a regulação de carga (para faixa de tensões antes da proteção térmica do CI atuar).

Questão 4 : Faça o gráfico da potência dissipada no CI em função da sua temperatura de junção