

Eletrônica de Potência

Projetos de fontes chaveadas

Ivo Barbi
Projeto de
fontes chaveadas

Ivo Barbi

EDIÇÃO DO AUTOR



9 788590 104643

ELETRÔNICA DE POTÊNCIA: PROJETOS DE FONTES CHAVEADAS

Ivo Barbi

Endereço: INEP – Instituto de Eletrônica de Potência
UFSC – Universidade Federal de Santa Catarina
Caixa Postal 5119
88.040 – 970. Florianópolis – SC
Brasil
Fone: 0(xx)48-331.92.04
Fax: 0(xx)48-234.54.22
Internet: <http://www.inep.ufsc.br>
E-mail: ivobarbi@inep.ufsc.br

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	1
-----------------	---

CAPÍTULO 1

RETIFICADOR E FILTRO DE ENTRADA

1.1 - RETIFICADORES MONOFÁSICOS COM FILTRO CAPACITIVO.....	7
1.2 - OPERAÇÃO COMO RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA	7
1.2.a - MÉTODO SIMPLIFICADO DE ANÁLISE	7
1.2.b - EXEMPLO NUMÉRICO.....	13
1.2.c - ANÁLISE DETALHADA DA FORMA DA CORRENTE DE ENTRADA.	15
1.2.d - VERIFICAÇÃO POR SIMULAÇÃO	19
1.3 - ANÁLISE DETALHADA DO RETIFICADOR MONOFÁSICO COM FILTRO CAPACITIVO.....	22
1.3.a - CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO	22
1.3.b - CÁLCULO DO VALOR EFICAZ DA CORRENTE NO CAPACITOR DE FILTRAGEM	30
1.3.c - EXEMPLO NUMÉRICO.....	32
1.4 - OPERAÇÃO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO COMO DOBRADOR DE TENSÃO	33
1.4.a - DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO.....	33
1.4.b - EXEMPLO DE CÁLCULO (DOBRADOR DE TENSÃO)	38
1.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA	39
1.6 - RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO CAPACITIVO	42
1.6.a - O CIRCUITO E O SEU FUNCIONAMENTO.....	42
1.6.b - ANÁLISE SIMPLIFICADA DO CIRCUITO	43
1.6.c - EXEMPLO NUMÉRICO	47
1.7 - LIMITAÇÃO DA CORRENTE DE PRÉ-CARGA DO CAPACITOR DE FILTRAGEM	49
1.8 - CIRCUITO DE DISPARO DO TRIAC	54

CAPÍTULO 2

FONTES CHAVEADAS DO TIPO FLYBACK

2.1 - CONVERSOR CC-CC DO TIPO BUCK-BOOST (FLYBACK NÃO ISOLADO)	57
2.2 - CONVERSOR CC-CC DO TIPO BUCK-BOOST (FLYBACK ISOLADO).....	64
2.3 - CARACTERÍSTICAS GERAIS DAS FONTES DO TIPO FLYBACK.....	67

2.4 - FILTRO DE SAÍDA	68
2.5 - ESTUDO DO TRANSFORMADOR.....	75

CAPÍTULO 3

FONTES CHAVEADAS DO TIPO FORWARD

3.1 - CONVERSOR BUCK.....	89
3.2 - CONVERSOR FORWARD (BUCK ISOLADO).....	97

CAPÍTULO 4

CONVERSOR BRIDGE, HALF BRIDGE E PUSH-PULL

4.1 - CONVERSOR EM MEIA-PONTE (HALF-BRIDGE)	115
4.2 - CONVERSOR EM PONTE COMPLETA (FULL-BRIDGE).....	124
4.3 - CONVERSOR "PUSH-PULL"	124
4.4 - CÁLCULO DO TRANSFORMADOR	126

CAPÍTULO 5

O TRANSISTOR DE POTÊNCIA E O MOSFET

5.1 - INTRODUÇÃO	129
5.2 - CARACTERÍSTICAS DO TRANSISTOR PARA APLICAÇÕES EM CONVERSORES ESTÁTICOS	129
5.3 - TRANSISTOR BLOQUEADO.....	130
5.4 - TRANSISTOR EM CONDUÇÃO.....	130
5.5 - COMUTAÇÃO COM CARGA RESISTIVA	132
5.6 - COMUTAÇÃO COM CARGA INDUTIVA (CONDUÇÃO CONTÍNUA)	135
5.7 - INTERPRETAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO TRANSISTOR DURANTE A COMUTAÇÃO.....	142
5.8 - PERDAS NA COMUTAÇÃO.....	144
5.9 - PERDAS DE CONDUÇÃO	154
5.10 - CÁLCULO DO "SNUBBER" PARA CONVERSORES FORWARD E HALF-BRIDGE	156
5.11 - PERDAS EM UM DIODO.....	156

5.12 - CÁLCULO TÉRMICO	159
5.13 - O MOSFET	161

CAPÍTULO 6

COMANDOS DE BASE DO TRANSISTOR BIPOLAR E GATILHO DO MOSFET

6.1 - INTRODUÇÃO.....	171
6.2 - COMANDOS DE BASE NÃO-ISOLADOS	171
6.3 - COMANDOS DE BASE ISOLADOS	176
6.4 - COMANDO DE GATILHO DO MOSFET	191
6.5 - CIRCUITOS DE COMANDOS NÃO-ISOLADOS	193
6.6 - CIRCUITOS DE COMANDOS DE GATILHO ISOLADOS.....	195

CAPÍTULO 7

CIRCUITOS DE COMANDO DAS FONTES CHAVEADAS

7.1 - A QUESTÃO DO ISOLAMENTO.....	197
7.2 - A FONTE AUXILIAR	199
7.3 - CIRCUITOS INTEGRADOS PWM DEDICADOS	201
7.4 - SOFT-START (PARTIDA PROGRESSIVA).....	205
7.5 - CIRCUITOS PARA LIMITAÇÃO DA CORRENTE	205
7.6 - O ISOLADOR ÓTICO	207
7.7 - REGULADOR DE SAÍDA.....	211
7.8 - PROTEÇÃO CONTRA SOBRETENSÃO NA SAÍDA.....	212

CAPÍTULO 8

RESPOSTA TRANSITÓRIA E ESTABILIDADE

8.1 - INTRODUÇÃO.....	215
8.2 - EQUAÇÃO CARACTERÍSTICA E FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	220
8.3 - EXEMPLOS DE OBTENÇÃO DE FUNÇÃO-TRANSFERÊNCIA.....	222
8.4 - DIAGRAMA DE BODE	224

8.5 - EXEMPLO.....	229
8.6 - CRITÉRIOS DE ESTABILIDADE	231
8.7 - REPRESENTAÇÃO DAS FONTES CHAVEADAS	233
8.8 - CIRCUITOS DE COMPENSAÇÃO EMPREGADOS COM OS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.....	242
8.9 - MÉTODO PRÁTICO PARA O CÁLCULO DO CONTROLADOR DE UM CONVERSOR FORWARD	249
8.10 - EXEMPLO DE PROJETO.....	251

CAPÍTULO 9

SUPRESSÃO DE INTERFERÊNCIA RADOLÉTRICAS (RFI) NAS FONTES CHAVEADAS

9.1 - INTRODUÇÃO	257
9.2 - ESPECIFICAÇÕES DOS NÍVEIS DE INTERFERÊNCIA	257
9.3 - CAUSAS DA INTERFERÊNCIA.....	259
9.4 - PROPAGAÇÃO DAS TENSÕES PARASITAS	262
9.5 - EXEMPLO NUMÉRICO	264
9.6 - MÉTODOS PARA REDUÇÃO DA RÁDIO-INTERFERÊNCIA	265
9.7 - INFLUÊNCIA DA CAPACITÂNCIA ENTRE ENROLAMENTOS	273
9.8 - OUTRAS FONTES DE RUÍDO	274
9.9 - EXEMPLO DE CÁLCULO DE FILTRO DE REDE	276

CAPÍTULO 10

EXEMPLO DE PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DE UMA FONTE CHAVEADA BASEADO NO CONVERSOR FLYBACK

10.1 - INTRODUÇÃO.....	285
10.2 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO.....	285
10.3 - ARQUITETURA DO SISTEMA	286
10.4 - PROJETO DA FONTE CHAVEADA.....	286
10.4.a - DADOS DA FONTE AUXILIAR.....	286
10.4.b - POTÊNCIA DE ENTRADA E SAÍDA DA FONTE	289
10.4.c - CONVERSOR FLYBACK	289
10.4.d - CÁLCULO DOS CAPACITORES	291
10.4.e - DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS	293

10.4.f - SEÇÃO DOS CONDUTORES	295
10.4.g - DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR	298
10.4.h - DIMENSIONAMENTO DOS DISSIPADORES DE CALOR DOS REGULADORES LINEARES.....	300
10.5 - ESPECIFICAÇÕES DOS COMPONENTES.....	301

APÊNDICES

APÊNDICE 1 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O EMPREGO DE CAPACITORES ..	303
APÊNDICE 2 - CÁLCULO TÉRMICO DE TRANSFORMADORES E INDUTORES COM NÚCLEO DE FERRITE	311
APÊNDICE 3 - ESCOLHA DO NÚCLEO COM RESTRIÇÃO DE PERDAS NO FERRITE	319
APÊNDICE 4 - OUTRAS TOPOLOGIAS DE FONTES CHAVEADAS	325
APÊNDICE 5 - NÚCLEOS DE FERRITE TIPO E	329
APÊNDICE 6 -TABELA DE FIOS ESMALTADOS.....	331

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 lineares, que são volumosas, pesadas e dissipativas, por fontes compactas e de alto rendimento.

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

- Computadores e microcomputadores;
- Periféricos (impressoras, terminais, etc...);
- Telecomunicações;
- Eletrodomésticos;
- Equipamentos médicos;
- Satélites;
- Aviões e similares;
- Equipamentos militares.

Além disso, as fontes chaveadas são largamente empregadas como fontes de alimentação para os circuitos de comando de conversores de maior potência, como aqueles destinados ao acionamento de motores elétricos e sistemas No-Breaks.

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

1. A resposta transitória é de menor qualidade (mais lenta);
2. Produz ondulação na tensão de saída;
3. Produz interferência radioelétrica e eletromagnética;
4. Tem-se revelado menos robusta;
5. Emprega um número de componentes muito maior;
6. Emprega componentes eletrônicos mais sofisticados e mais raros.

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

Até o final da década de 70, empregava-se como interruptor o Transistor Bipolar de Potência e as freqüências eram normalmente de 20kHz.

Nos anos 80, sobretudo para pequenas potências, generalizou-se o emprego do MOSFET e do diodo ultra-rápido, o que possibilitou o emprego de freqüências acima de 100kHz.

Mais recentemente os laboratórios dedicaram-se ao desenvolvimento das fontes com comutação suave, as quais podem operar com freqüências na faixa dos MHz, rendimento próximo a 90% e pouca geração de ruído radioelétrico.

A representação em blocos de uma fonte chaveada “off-the-line” (retificação e filtragem diretamente da rede, sem transformador de baixa freqüência de isolamento de entrada), é mostrada na Fig. 1.

As etapas fundamentais a serem cumpridas no projeto de uma fonte chaveada são as seguintes:

a) Especificar:

- Tensões e correntes de saída;
- Freqüência da rede;
- Tensões nominais, máxima e mínima da rede;
- Ondulação de 120Hz na saída;
- Ondulação da saída na freqüência de comutação;
- Hold-Up time;
- Temperatura ambiente no local em que a fonte será instalada;
- Proteções exigidas;
- Rendimento;
- Regulação de carga;
- Regulação de linha;
- Resposta transitória;
- Tensão de isolamento;
- Nível de interferência Radioelétrica e Eletromagnética.

b) Definir:

- Topologia do conversor;
- Freqüência de comutação;
- Interruptor principal (IGBT, MOSFET, etc.);
- Isolamento (transformador de comando de base/gatilho ou isolador ótico no laço de realimentação).

c) Cálculo do estágio de entrada:

- Retificador;
- Capacitor de filtragem;

- Limitação da corrente de pré-carga do capacitor de filtragem.

d) Projeto do conversor

e) Cálculo do transformador de isolamento de alta freqüência

f) Cálculo do estágio de saída:

- Retificador;
- Indutor e Capacitor de Filtragem.

g) Circuito de comando de base ou *gate*

h) Projeto do circuito de compensação

(estabilidade e resposta transitória)

i) Escolha do CI-PWM e cálculo dos componentes externos

j) Projeto dos circuitos de proteção

k) Cálculo da fonte auxiliar

l) Cálculo do filtro de rádio freqüência

Ao longo deste curso, cada um dos blocos que compõem uma fonte chaveada será analisado individualmente; da análise serão estabelecidas as ferramentas básicas e os procedimentos que deverão ser seguidos no projeto de uma fonte chaveada.

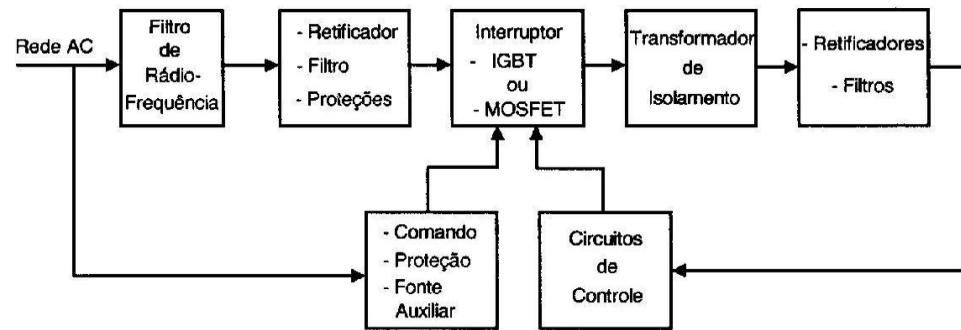


Fig. 1: Representação em blocos de uma fonte chaveada "off-the-line".

RETIFICADOR E FILTRO DE ENTRADA**1.1 - Retificadores monofásicos com filtro capacitivo**

A estrutura do estágio de entrada de uma fonte chaveada *off-the-line* está apresentada na Fig. 1.1. D_1 , D_2 , D_3 e D_4 constituem um retificador monofásico de onda completa. C_1 e C_2 constituem o filtro de entrada. Quando V_{AC} é igual a 220V, S é colocada na posição 1; quando é igual a 110V, S ocupa a posição 2 e o circuito funciona como dobrador de tensão.

O retificador em questão, apesar de operar com elevada distorção harmônica da corrente de rede e baixo fator de potência, é muito empregado por ser de baixo custo, e deve ser bem entendido pelos engenheiros.

1.2 - Operação como retificador monofásico de onda completa**1.2.a - Método simplificado de análise**

O método de análise descrito a seguir é simplificado, porém é útil no projeto dos componentes do circuito e normalmente empregado pelos engenheiros nos projetos dos equipamentos.

Vamos analisar o funcionamento com a chave S na posição 1. As formas de onda de V_C e i estão apresentadas na Fig. 1.2. No instante $t=t_1$ a tensão de entrada retificada iguala-se à tensão do capacitor. Durante o intervalo de tempo (t_1, t_2) a tensão do capacitor é imposta pela tensão de alimentação e iguala-se a ela.

Durante este intervalo de tempo há transferência de energia elétrica da rede para o capacitor equivalente. Para simplificar a nossa análise, vamos admitir que a corrente durante o intervalo (t_1, t_2) seja constante. A partir do instante $t=t_2$, a tensão de entrada decresce mais depressa que a tensão do capacitor e os diodos da ponte retificadora se bloqueiam.

Durante o intervalo de tempo compreendido entre t_2 e $\pi+t_1$ a carga é alimentada pelo capacitor e nenhuma corrente é extraída da rede de corrente alternada de entrada.

Seja o capacitor equivalente C , dado pela expressão (1.1).

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (1.1)$$

Seja a expressão (1.2), que representa a energia transferida da rede para o capacitor equivalente durante o intervalo de tempo (t_1, t_2) .

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2} C (V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2) \quad (1.2)$$

Seja a energia transferida por C à carga R a cada período da rede, representada pela expressão (1.3).

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f} \quad (1.3)$$

Seja a expressão (1.4).

$$V_{Cmin} = V_{pk} \cos(2\pi f t_c) \quad (1.4)$$

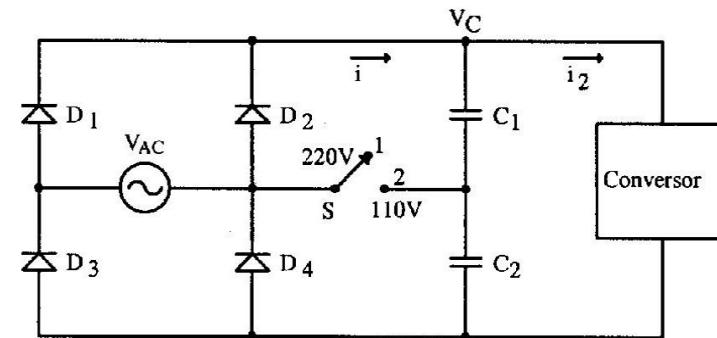


Fig. 1.1: Retificador monofásico a diodo com filtro capacitivo.

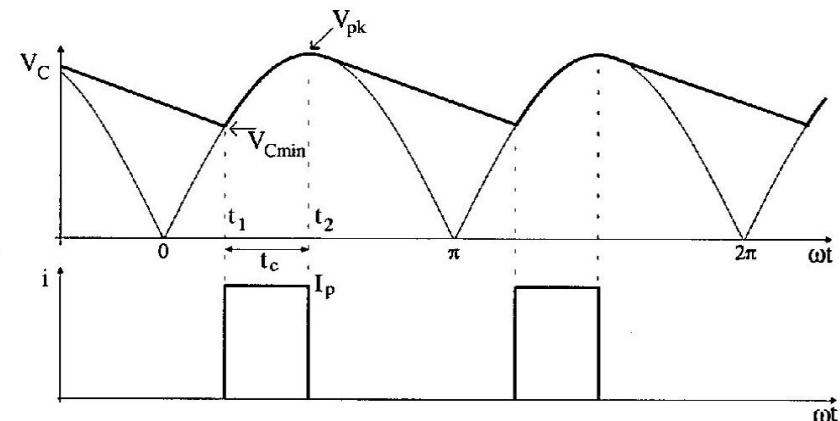


Fig. 1.2: Tensão e Corrente nos Capacitores (C equivalente).

Assim:

$$t_c = \frac{\arccos(V_{Cmin}/V_{pk})}{2\pi f} \quad (1.5)$$

t_c - intervalo de condução dos diodos ou tempo de recarga de C .

Seja a quantidade de carga elétrica transferida ao capacitor equivalente durante o intervalo de tempo t_c , dada pela expressão (1.6).

$$\Delta Q = I_p t_c = C \Delta V \quad (1.6)$$

Desse modo, o valor de I_p é dado pela expressão (1.7).

$$I_p = \frac{C\Delta V}{t_c} = \frac{C(V_{pk} - V_{Cmin})}{t_c} \quad (1.7)$$

onde I_p representa o pico da corrente i , durante o intervalo t_c .

Igualando-se (1.2) e (1.3) obtém-se:

$$C(V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2) = \frac{P_{in}}{f} \quad (1.8)$$

Assim:

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (1.9)$$

Com a expressão (1.9) pode-se calcular o valor do capacitor equivalente necessário para atender uma determinada especificação de ondulação na saída.

Sejam as seguintes definições:

$I_{C_{lef}}$ - valor eficaz da componente alternada da corrente i ;

I_{med} - valor médio da corrente i ;

I_{ef} - valor eficaz da corrente i .

A relação entre essas correntes é definida pela expressão (1.10).

$$I_{ef}^2 = I_{med}^2 + I_{C_{lef}}^2 \quad (1.10)$$

Assim:

$$I_{C_{lef}} = \sqrt{I_{ef}^2 - I_{med}^2} \quad (1.11)$$

Mas:

$$I_{med} = I_p \frac{2t_c}{T} \quad (1.12)$$

$$I_{ef} = I_p \sqrt{\frac{2t_c}{T}} \quad (1.13)$$

Assim:

$$I_{C_{lef}} = \sqrt{I_p^2 \frac{2t_c}{T} - I_p^2 \left(\frac{2t_c}{T} \right)^2} \quad (1.14)$$

Portanto,

$$I_{C_{lef}} = I_p \sqrt{2t_c f - (2t_c f)^2} \quad (1.15)$$

No capacitor circula apenas a componente alternada da corrente i , que produz perdas na sua Resistência Série Equivalente - (RSE), provocando aquecimento. Essas perdas devem ser calculadas.

A corrente que o capacitor fornece ao estágio seguinte possui uma componente alternada de alta freqüência que também provoca perdas. Tal corrente tem a forma representada na Fig. 1.3 e o seu valor eficaz é calculado como segue, a partir da expressão (1.16).

$$P_{in} = I_{pk} V_{Cmin} D \quad (1.16)$$

Onde $D = \frac{T_{on}}{T_s}$ representa a razão cíclica.

A partir da expressão (1.16) obtém-se a expressão (1.17).

$$I_{pk} = \frac{P_{in}}{V_{C\min}} \quad (1.17)$$

Para $D_{max} = 0,5$ obtém-se a expressão (1.18).

$$I_{pk} = \frac{2P_{in}}{V_{C\min}} \quad (1.18)$$

O valor eficaz para $D=0,5$ da corrente drenada pela carga alimentada pelo capacitor é dado pela expressão (1.19).

$$I_{2ef} = \frac{I_{pk}}{2} = \frac{P_{in}}{V_{C\min}} \quad (1.19)$$

Onde:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (1.20)$$

P_{out} - potência de saída da fonte;

η - rendimento.

Assim a corrente eficaz total no capacitor equivalente é dada pela relação (1.21).

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{2ef}^2 + I_{C1ef}^2} \quad (1.21)$$

As correntes média e eficaz em um diodo são dadas pelas relações (1.22) e (1.23) respectivamente.

$$I_{Dmed} = \frac{P_{in}}{2V_{C\min}} \quad (1.22)$$

$$I_{Def} = I_p \sqrt{\frac{t_c}{T}} \quad (1.23)$$

A tensão de pico reversa em um diodo é igual a V_{pk} .

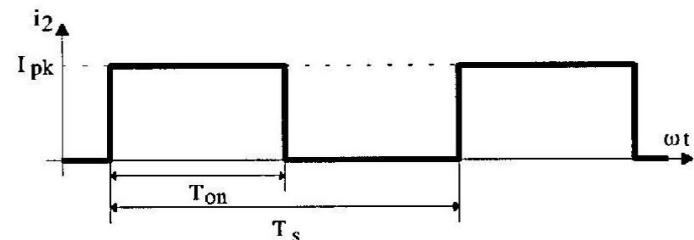


Fig. 1.3: Corrente cedida pelo estágio de entrada.

Com as expressões deduzidas ao longo desta seção, pode-se dimensionar os parâmetros de um retificador para atender uma determinada especificação. Um exemplo de cálculo é dado a seguir.

1.2.b - Exemplo Numérico

Seja o estágio de entrada de uma fonte chaveada, com as seguintes especificações. Calcular os parâmetros do retificador de entrada.

$$V_{AC} = 117V ; V_{AC\min} = 99V ; V_{AC\max} = 135V$$

$$f = 60Hz ; V_{C\min} = 100V ; \eta = 0,7 ; P_{out} = 70W$$

Os cálculos passo a passo são feitos como segue.

$$a) P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{70}{0,7} = 100W$$

$$b) C = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2)}$$

$$V_{pk} = \sqrt{2}V_{ACmin} = \sqrt{2} \cdot 99 = 140V$$

Considerando-se as quedas de tensão nos diodos vamos adotar:

$$V_{pk} = 135V$$

Assim:

$$\Delta V = V_{pk} - V_{Cmin} = 135 - 100 = 35V$$

$$C = \frac{100}{60 \cdot (135^2 - 100^2)} \approx 203\mu F$$

$$C_1 = C_2 = 406\mu F$$

$$c) t_c = \frac{\arccos(V_{Cmin}/V_{pk})}{2\pi f} = \frac{\arccos(100/135)}{2\pi \cdot 60} = 1,954ms$$

$$d) I_p = \frac{C \Delta V}{t_c} = \frac{203 \cdot 10^{-6} \cdot 35}{1,954 \cdot 10^{-3}} = 3,64A$$

$$e) 2t_c f = 2 \cdot 1,954 \cdot 10^{-3} \cdot 60 = 0,2345$$

$$I_{Clef} = I_p \sqrt{2t_c f - (2t_c f)^2} = 3,64 \sqrt{0,2345 - 0,2345^2} = 1,54A$$

$$f) I_{2ef} = \frac{P_{in}}{V_{Cmin}} = \frac{100}{100} = 1A$$

$$g) I_{Cef} = \sqrt{I_{2ef}^2 + I_{Clef}^2} = \sqrt{1^2 + 1,54^2} = 1,84A$$

$$h) I_{Def} = I_p \sqrt{\frac{t_c}{T}} = 3,64 \sqrt{\frac{1,954 \cdot 10^{-3}}{16,666 \cdot 10^{-3}}} = 1,25A$$

$$i) I_{Dmed} = \frac{P_{in}}{2V_{Cmin}} = \frac{100}{2 \cdot 100} = 0,5A$$

$$j) V_{Dmax} = V_{pkmax} = \sqrt{2}V_{ACmax} = \sqrt{2} \cdot 135 \approx 191V$$

$$k) I_{Dp} = I_p = 3,64A$$

1.2.c - Análise detalhada da forma da corrente de entrada.

Para uma análise mais detalhada do comportamento da corrente de entrada do conversor em questão, vamos primeiramente descrever as etapas de operação.

O primeiro estágio de operação está representado na Fig. 1.4.a. Ele é iniciado no momento em que $\omega t=0_3$. Os diodos D_2 e D_3 conduzem e as correntes são relacionadas pela expressão (1.24). Este intervalo de operação termina quando $\omega t=\pi/2$.

$$i_l = i_C + i_R$$

(1.24)

Durante a segunda etapa de operação, para $\pi/2 < \omega t < \theta_2$, como está representado na Fig. 1.4.b, a corrente no capacitor se inverte e ele começa a se descarregar. As correntes são relacionadas pela expressão (1.25).

$$i_R = i_C + i_l$$

(1.25)

O terceiro estágio de operação, para o intervalo $\theta_2 < \omega t < \theta_1$, está representado na Fig. 1.4.c. A tensão de entrada V_{AC} é menor que a tensão V_C do capacitor de filtragem. Todos os diodos da ponte retificadora encontram-se bloqueados. A carga é alimentada pelo capacitor de filtragem equivalente.

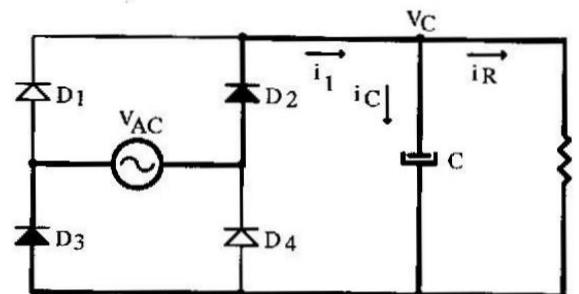


Fig. 1.4.a: Etapa de operação para $\theta_3 < \omega t < \pi/2$.

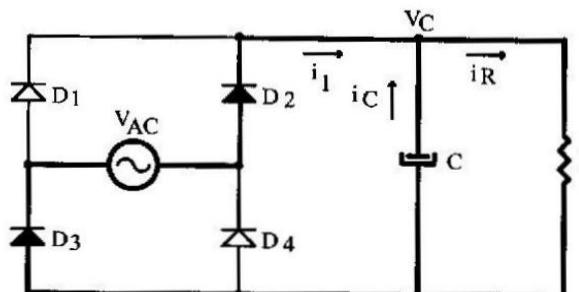


Fig. 1.4.b: Etapa de operação para $\pi/2 < \omega t < \theta_2$.

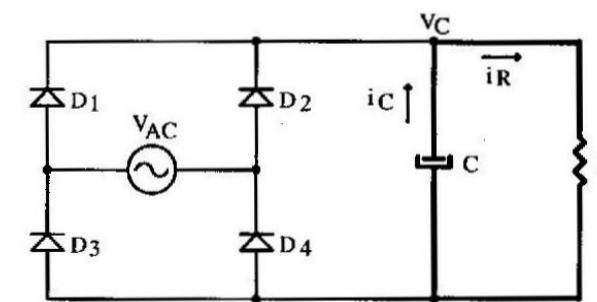


Fig. 1.4.c: Etapa de operação para $\theta_2 < \omega t < \theta_1$.

As formas de onda das grandezas mais importantes estão mostradas na Fig. 1.5.

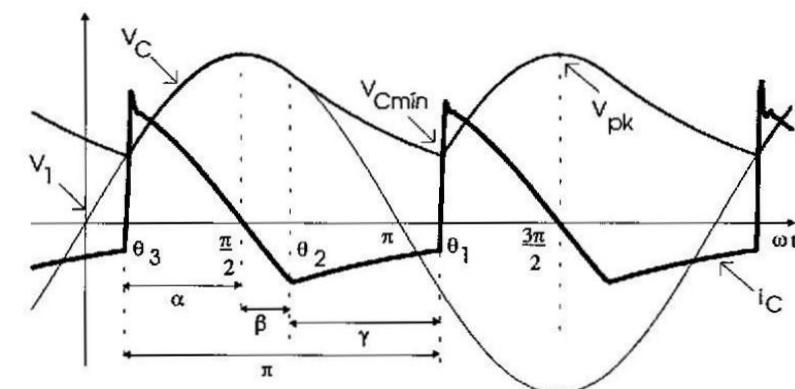


Fig. 1.5: Formas de onda do retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo.

Durante o intervalo de tempo em que os diodos conduzem, colocando a fonte de alimentação em contato com o capacitor de filtragem e a carga, a corrente no capacitor é dada pela expressão (1.26).

$$i_C = C \frac{dV_C}{dt} = \omega C \frac{dV_C}{\omega dt} \quad (1.26)$$

Mas,

$$V_C = V_{pk} \operatorname{sen} \theta \quad (1.27)$$

Assim:

$$i_C = \omega C V_{pk} \cos \theta \quad (1.28)$$

A expressão (1.28) é muito interessante. Ela indica que a corrente no capacitor no intervalo (θ_3, θ_2) tem a forma cosenoidal, e não retangular como foi admitido no método de análise simplificado apresentado anteriormente.

Se os parâmetros forem combinados de modo que a tensão do capacitor de filtragem tenha pouca ondulação (menor que 20%), a corrente no resistor de carga pode ser considerada constante, e dada pela expressão (1.29).

$$i_R = \frac{V_{pk}}{R} \quad (1.29)$$

Com as expressões (1.24), (1.28) e (1.29) obtém-se a expressão (1.30), que representa a corrente fornecida pela fonte.

$$i_1 = \omega C V_{pk} \cos \theta + \frac{V_{pk}}{R} \quad (1.30)$$

No momento em que $\omega t = \theta_2$, a corrente i_1 atinge zero. Desse modo, a partir da expressão (1.30), obtém-se a relação (1.31).

$$0 = \omega C V_{pk} \cos \theta_2 + \frac{V_{pk}}{R} \quad (1.31)$$

Assim:

$$\cos \theta_2 = -\frac{1}{\omega R C} \quad (1.32)$$

O método recém-apresentado mostra que a corrente de entrada não é retangular, mas que pode ser representada como uma triangular. Como a carga elétrica transferida ao capacitor é a mesma, deve-se concluir que a corrente de pico é o dobro daquela prevista pelo método simplificado.

1.2.d - Verificação por Simulação

Empregando o programa de simulação PSpice, foi simulado o circuito representado na Fig. 1.6, em regime permanente, com os parâmetros apresentados a seguir.

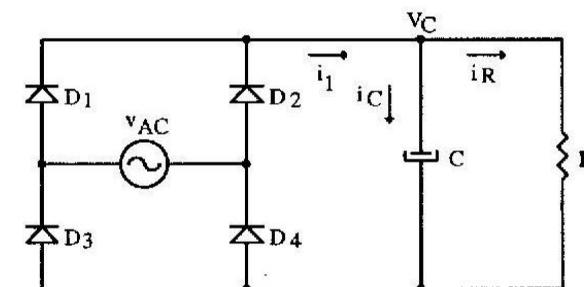


Fig. 1.6: Circuito Simulado.

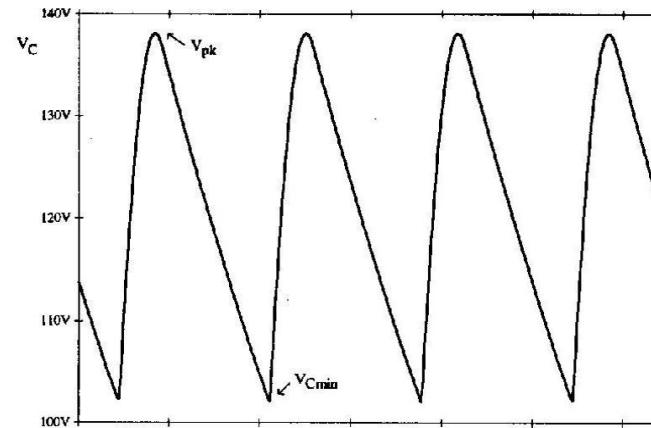
$$v_{AC}(t) = \sqrt{2} \cdot 99 \operatorname{sen}(377t)$$

$$C = 203 \mu F$$

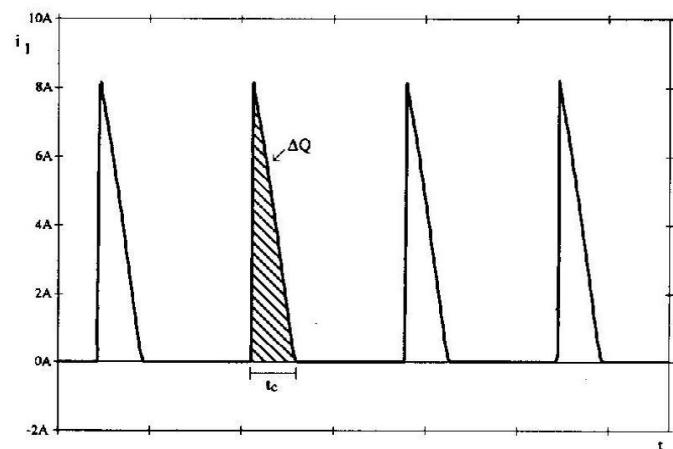
$$R = 100 \Omega$$

Os resultados da simulação estão mostrados na Fig. 1.7. A partir deles são obtidos os valores apresentados a seguir.

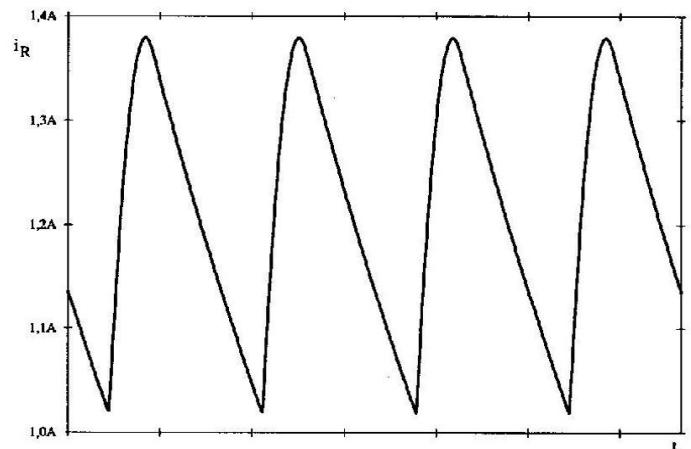
$$\begin{aligned} V_{pk} &\cong 140V & I_{pico} &\cong 8,0A \\ V_{Cmin} &\cong 102V & I_{med} &\cong 1,0A \\ t_c &= 2,1ms \end{aligned}$$



(a)

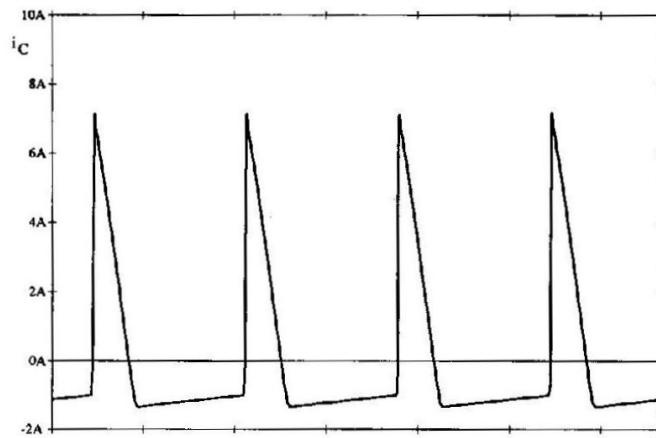


(b)

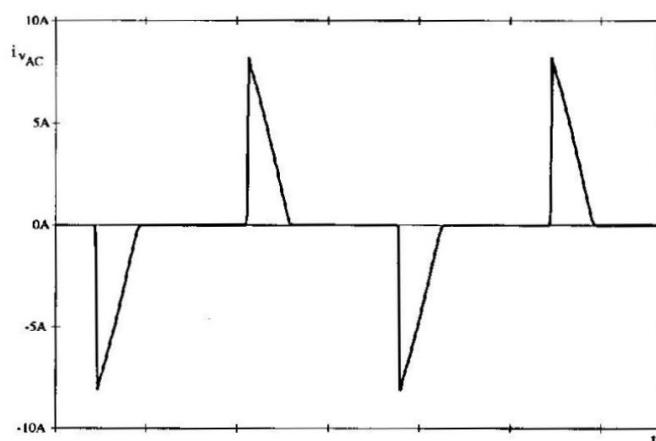


(c)

Fig. 1.7 (a),(b),(c): Resultados da Simulação do Circuito da Fig. 1.6.



(d)



(e)

Fig. 1.7 (d), (e): Resultados da Simulação do Circuito da Fig. 1.6.

A carga recebida pelo capacitor a cada meio período será:

$$\Delta Q = \frac{I_{\text{pico}} t_c}{2} = \frac{7,5 \cdot 2,1 \cdot 10^{-3}}{2} \cong 7,9 \text{ mC}$$

A carga ΔQ prevista no projeto é a seguinte:

$$\Delta Q = t_c I_p = 1,954 \cdot 10^{-3} \cdot 3,644 = 7,12 \text{ mC}$$

Desse modo, comparando os resultados de projeto com a simulação, pode-se concluir o que segue:

- $V_{C\min}$, V_{pk} , t_c , ΔQ e I_{med} possuem praticamente os mesmos valores;
- A corrente real tem a forma praticamente triangular, o que corresponde a um trecho de uma cosenoide prevista na segunda análise realizada. Desse modo a corrente de pico real é aproximadamente 2 vezes maior que o valor teórico obtido com as hipóteses simplificativas adotadas na primeira análise apresentada anteriormente.

$$\Delta Q = \frac{I_{\text{pico}} t_c}{2} = I_p t_c$$

$$I_{\text{pico}} \cong 2I_p$$

I_{pico} - valor obtido por simulação.

I_p - valor obtido admitindo uma corrente retangular.

Resultados experimentais obtidos em laboratório confirmam a validade das conclusões acima expostas.

1.3 - Análise detalhada do retificador monofásico com filtro capacitivo

1.3.a - Cálculo dos parâmetros do circuito

O método de análise descrito anteriormente é simplificado e muito empregado em projetos. No entanto, quando o valor de $V_{C\min}$ é muito diferente do valor de pico da tensão de alimentação, esse método introduz erros apreciáveis nos cálculos. Nesta seção é apresentado um

método preciso, que pode ser empregado para qualquer combinação paramétrica do circuito.

As etapas de funcionamento do circuito em questão foram descritas anteriormente e estão apresentadas na Fig. 1.4. As formas de onda relevantes para a análise estão representadas na Fig. 1.8.

No intervalo (θ_3, θ_2) , a corrente que circula no capacitor é representada pela expressão (1.33). A tensão do capacitor, igual à tensão da fonte de entrada, é dada pela expressão (1.34). A partir delas, obtém-se a expressão (1.36).

$$i_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (1.33)$$

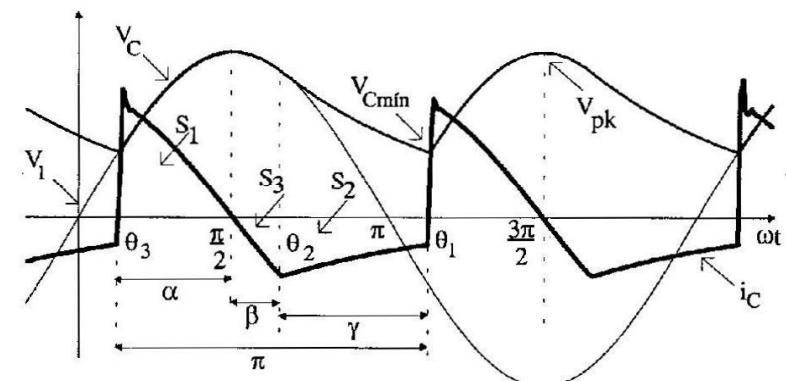


Fig. 1.8: Formas de onda para o retificador monofásico com filtro capacitivo.

$$V_C(\theta) = V_{pk} \sin \theta \quad (1.34)$$

$$i_C(\theta) = \omega C \frac{dV_C(\theta)}{d\theta} \quad (1.35)$$

$$i_C(\theta) = \omega C V_{pk} \cos \theta \quad (1.36)$$

A expressão (1.36) é válida durante o intervalo de tempo em que os diodos conduzem.

Seja o ângulo $\theta = \theta_2$. Por inspeção estabelece-se a expressão (1.37).

$$i_C(\theta_2) = i_R(\theta_2) \quad (1.37)$$

$$i_C(\theta_2) = -\omega C V_{pk} \cos \theta_2 \quad (1.38)$$

Mas

$$i_R(\theta_2) = \frac{V_{pk}}{R} \sin \theta_2 \quad (1.39)$$

Assim:

$$-\omega C V_{pk} \cos(\theta_2) = \frac{V_{pk}}{R} \sin \theta_2 \quad (1.40)$$

ou

$$\operatorname{tg} \theta_2 = -\omega R C \quad (1.41)$$

Portanto,

$$\boxed{\theta_2 = \pi + \operatorname{tg}^{-1}(-\omega R C)} \quad (1.42)$$

Seja o ângulo $\theta = \theta_1$. Desse modo,

$$V_{Cmin} = V_{pk} \sin(\theta_1 - \pi) \quad (1.43)$$

$$\sin(\theta_1 - \pi) = \frac{V_{Cmin}}{V_{pk}} \quad (1.44)$$

Assim:

$$\boxed{\theta_1 = \pi + \operatorname{sen}^{-1}\left(\frac{V_{Cmin}}{V_{pk}}\right)} \quad (1.45)$$

De acordo com a Fig. 1.8, valem as relações descritas a seguir:

$$\alpha = \frac{3\pi}{2} - \theta_1 \quad (1.46)$$

$$\beta = \theta_2 - \frac{\pi}{2} \quad (1.47)$$

$$\alpha + \beta + \gamma = \pi \quad (1.48)$$

Em regime permanente, o valor médio da corrente no capacitor é nulo. Assim, a partir da Fig. 1.8 obtém-se a relação (1.49).

$$S_1 = |S_2| + |S_3| \quad (1.49)$$

S_1, S_2 e S_3 representam as áreas apresentadas na Fig. 1.8, que por sua vez representam cargas elétricas envolvidas na carga e na descarga do capacitor em um período de funcionamento.

A área S_1 é calculada a partir da expressão (1.50).

$$S_1 = \int_{\frac{\pi}{2}-\alpha}^{\frac{\pi}{2}} i_C(\theta) d\theta \quad (1.50)$$

$$S_1 = \int_{\frac{\pi}{2}-\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \omega C V_{pk} \cos \theta d\theta \quad (1.51)$$

$$S_1 = \omega C V_{pk} \left[\sin \theta \right]_{\frac{\pi}{2}-\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \quad (1.52)$$

$$S_1 = \omega C V_{pk} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \right] \quad (1.53)$$

$$S_1 = \omega C V_{pk} (1 - \cos \alpha) \quad (1.54)$$

A área S_2 é calculada a partir da expressão (1.55).

$$S_2 = \int_0^{\theta_1-\theta_2} \frac{V_C(\theta)}{R} d\theta \quad (1.55)$$

$$V_C(\theta) = V_C(\theta_2) e^{-\frac{\theta}{\omega RC}} \quad (1.56)$$

$$V_C(\theta_2) = V_{pk} \cos \beta \quad (1.57)$$

Assim:

$$V_C(\theta) = V_{pk} \cos \beta e^{-\frac{\theta}{\omega RC}} \quad (1.58)$$

$$S_2 = \int_0^{\theta_1-\theta_2} \frac{V_{pk}}{R} \cos \beta e^{-\frac{\theta}{\omega RC}} d\theta \quad (1.59)$$

$$S_2 = -\frac{\omega R C V_{pk} \cos \beta}{R} e^{-\frac{\theta}{\omega RC}} \Big|_0^{\theta_1-\theta_2} \quad (1.60)$$

Portanto, a expressão final da área S_2 é dada por (1.61).

$$S_2 = \frac{\omega R C V_{pk} \cos \beta}{R} \left[1 - e^{-\frac{\theta_1-\theta_2}{\omega RC}} \right] \quad (1.61)$$

A área S_3 é calculada a partir da expressão (1.62). No intervalo β a corrente $i_C(\theta)$ é considerada linear.

$$S_3 = \frac{i_C(\theta_2) \beta}{2} \quad (1.62)$$

$$S_3 = \frac{\beta V_{pk} \cos \beta}{2R} \quad (1.63)$$

A expressão (1.63) representa o módulo da área S_3 .

As expressões das áreas deduzidas são substituídas na expressão (1.64).

$$S_1 = |S_2| + |S_3| \quad (1.64)$$

Assim:

$$\omega C V_{pk} (1 - \cos \alpha) = \frac{\omega R C V_{pk} \cos \beta}{R} \left[1 - e^{-\frac{(\theta_1-\theta_2)}{\omega RC}} \right] + \frac{V_{pk} \beta \cos \beta}{2R} \quad (1.65)$$

Portanto:

$$\omega RC(1 - \cos \alpha) - \omega RC \cos \beta \left[1 - e^{-\frac{(\theta_1 - \theta_2)}{\omega RC}} \right] - \frac{\beta \cos \beta}{2} = 0 \quad (1.66)$$

Mas

$$\theta_1 - \theta_2 = \gamma \quad (1.67)$$

Assim, com (1.67) e (1.48) obtém-se (1.68).

$$\theta_1 - \theta_2 = \pi - \alpha - \beta \quad (1.68)$$

Levando (1.68) em (1.66) obtém-se a expressão (1.69).

$$\boxed{\omega RC(1 - \cos \alpha) - \frac{\beta \cos \beta}{2} - \omega RC \cos \beta \left[1 - e^{-\frac{(\pi - \alpha - \beta)}{\omega RC}} \right] = 0} \quad (1.69)$$

Onde,

$$\alpha = \frac{3\pi}{2} - \theta_1 = \frac{3\pi}{2} - \pi - \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{V_{C\min}}{V_{pk}} \right) \quad (1.70)$$

$$\boxed{\alpha = \frac{\pi}{2} - \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{V_{C\min}}{V_{pk}} \right)} \quad (1.71)$$

Do mesmo modo,

$$\beta = \theta_2 - \frac{\pi}{2} = \pi + \operatorname{tg}^{-1}(-\omega RC) - \frac{\pi}{2} \quad (1.72)$$

$$\boxed{\beta = \frac{\pi}{2} + \operatorname{tg}^{-1}(-\omega RC)} \quad (1.73)$$

Com as expressões (1.69), (1.71) e (1.73), pode-se gerar numericamente uma curva quer represente $\omega RC = f(V_{C\min}/V_{pk})$, como está representado na Fig. 1.9. Com ela pode-se determinar o valor de C, desde que sejam conhecidos R, $V_{C\min}$, V_{pk} e ω .

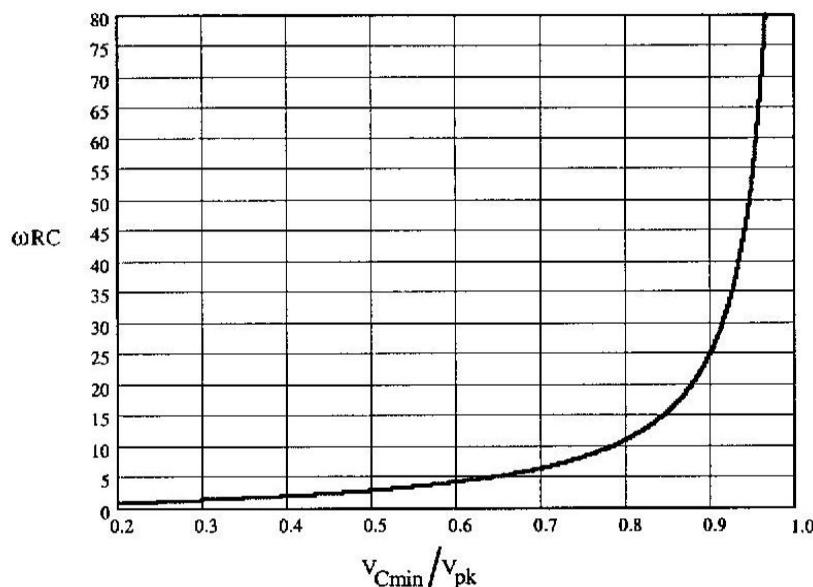


Fig. 1.9: Representação da função ωRC versus $V_{C\min}/V_{pk}$ para o retificador monofásico de onda completa.

Seja um exemplo de cálculo do capacitor com o emprego da curva representada na Fig. 1.9, como segue.

$$V_{pk} = 310V \quad \omega = 377 \text{ rad/s}$$

$$V_{C\min} = 279V \quad R = 100\Omega$$

Da curva, para $\frac{V_{C\min}}{V_{pk}} = 0.9$, obtém-se $\omega RC \approx 25$. Assim:

$$C = \frac{25}{377 \cdot 100} = 663 \mu F$$

1.3.b - Cálculo do valor eficaz da corrente no capacitor de filtragem

No intervalo (θ_3, θ_2) , a corrente no capacitor é dada pela expressão (1.74).

$$i_{C_1}(\theta) = \omega C V_{pk} \cos \theta \quad (1.74)$$

No intervalo (θ_2, θ_1) , a corrente i_C é dada pela expressão (1.75).

$$i_{C_2}(\theta) = i_R(\theta) = \frac{V_C(\theta)}{R} = \frac{V_C(\theta_2)}{R} e^{-\frac{\theta}{\omega RC}} \quad (1.75)$$

Mas

$$V_C(\theta_2) = V_{pk} \cos \beta \quad (1.76)$$

Assim:

$$i_{C_2}(\theta) = \frac{V_{pk}}{R} \cos \beta e^{-\frac{\theta}{\omega RC}} \quad (1.77)$$

Sejam as correntes eficazes nos dois intervalos dadas por (1.78) e (1.79).

$$i_{C_{ref}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_2} \left(\frac{\omega R C V_{pk}}{R} \cos \theta \right)^2 d\theta \quad (1.78)$$

$$i_{C_{ref}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_1 - \theta_2} \left(\frac{V_{pk}}{R} \cos \beta \right)^2 e^{-\frac{2\theta}{\omega RC}} d\theta \quad (1.79)$$

Assim:

$$\left(\frac{R i_{C_{ref}}}{V_{pk}} \right)^2 = I_{C_{ref}}^2 = \frac{(\omega RC)^2}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_2} \cos^2 \theta d\theta \quad (1.80)$$

$$\left(\frac{R i_{C_{ref}}}{V_{pk}} \right)^2 = I_{C_{ref}}^2 = \frac{\cos^2 \beta}{\pi} \int_0^{\theta_1 - \theta_2} e^{-\frac{2\theta}{\omega RC}} d\theta \quad (1.81)$$

Onde:

$$\theta_1 = \pi + \arcsin \left(\frac{V_{Cmin}}{V_{pk}} \right) \quad (1.82)$$

$$\theta_2 = \pi + \tan^{-1}(-\omega RC) \quad (1.83)$$

$$\theta_3 = \frac{\pi}{2} - \alpha = \arcsin \left(\frac{V_{Cmin}}{V_{pk}} \right) \quad (1.84)$$

A corrente eficaz resultante no capacitor é dada pela expressão (1.85).

$$I_{C_{ref}} = \sqrt{I_{C_{ref}}^2 + I_{C_{ref}}^2} \quad (1.85)$$

A solução analítica do sistema de equações acima é provavelmente inexistente. O método numérico é recomendado, dele resultando a curva mostrada na Fig. 1.10.

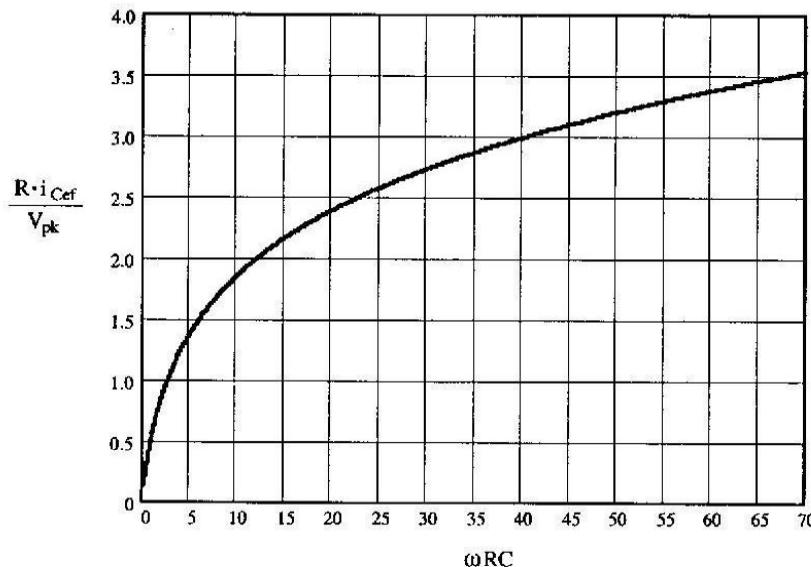


Fig. 1.10: Valor eficaz parametrizado da corrente no capacitor.

Com ela, conhecidos os valores de ω , C, R, e V_{pk} , determina-se o valor eficaz da corrente no capacitor.

1.3.c - Exemplo numérico

Seja o retificador de onda completa, monofásico com filtro capacitivo, com os seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} V_{pk} &= 311V & \omega &= 377 \text{ rad/S} \\ C &= 100\mu\text{F} & R &= 159\Omega \end{aligned}$$

Assim, $\omega CR = 377 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 159 \approx 6$. A partir da Fig. 1.10, com $\omega RC = 6$, obtém-se $\frac{i_{Cef}}{V_{pk}} R = 1,5$.

$$\text{Assim: } i_{Cef} = \frac{1,5 \cdot 311}{159} \approx 3,00A.$$

1.4 - Operação do retificador monofásico como Dobrador de Tensão

1.4.a - Descrição do funcionamento

Neste caso a chave S é colocada na posição 2, como está representado na Fig. 1.11. Durante o semiperíodo positivo da rede, apenas o capacitor C_1 recebe energia pela condução de D_1 . Durante o semiperíodo negativo, apenas C_2 recebe energia da rede pela condução de D_3 . Assim, durante o semiperíodo positivo, V_{C1} alcança a tensão de pico da rede. O mesmo acontece com V_{C2} durante o semiperíodo negativo.

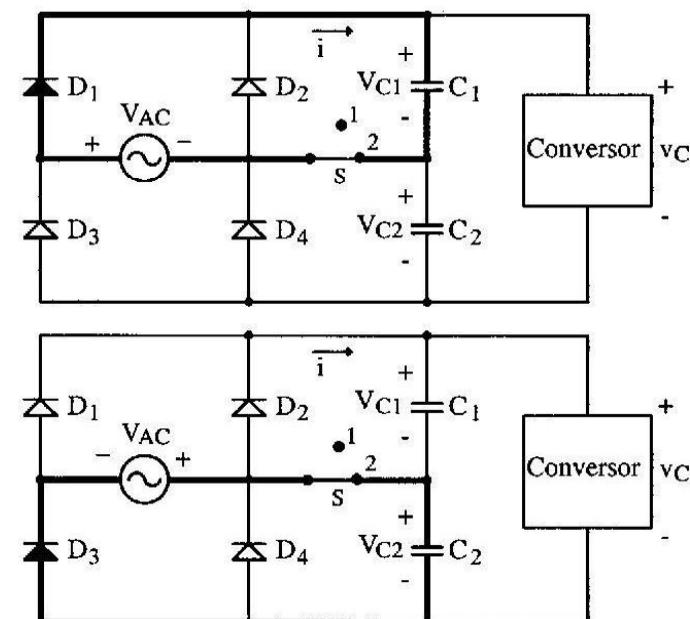


Fig. 1.11: Operação como Dobrador de Tensão.

As formas de onda das diversas tensões envolvidas na retificação e na filtragem estão representadas na Fig. 1.12.

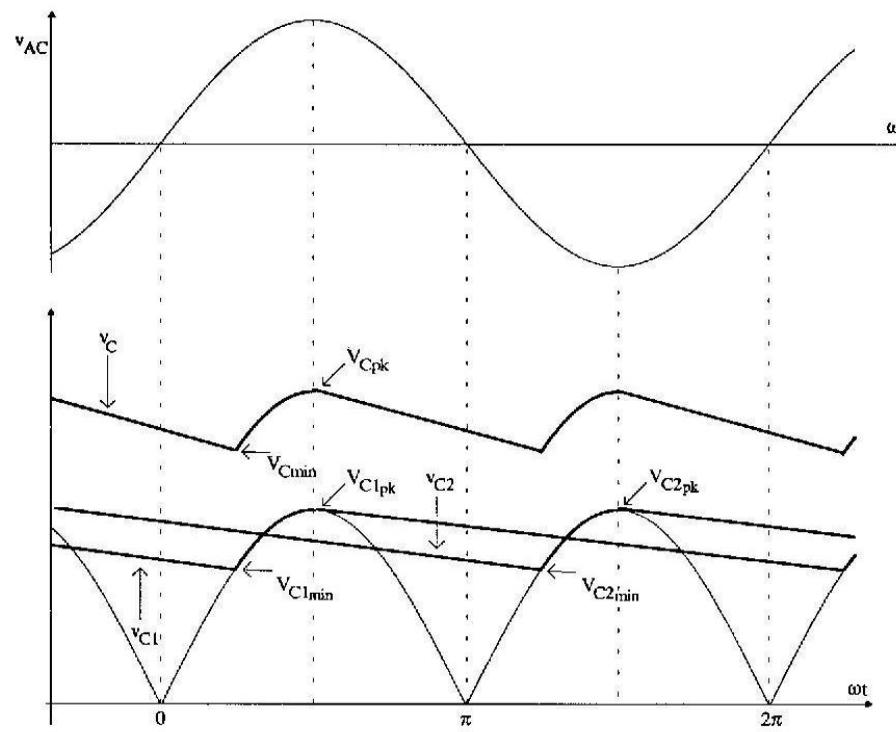


Fig. 1.12: Tensões para operação como dobrador de tensão.

Seja o desenvolvimento que segue:

$$V_{C\min} = V_{Cl\min} + \frac{V_{C2\min} + V_{C2pk}}{2} \quad (1.86)$$

$$V_{Cl\min} = V_{C2\min} \quad (1.87)$$

$$V_{Clpk} = V_{C2pk} \quad (1.88)$$

$$V_{Cl\min} = \frac{2V_{C\min} - V_{Clpk}}{3} \quad (1.89)$$

A energia que cada capacitor deve fornecer a cada meio período é dada pela expressão (1.90):

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2} C_1 \left(V_{Cl_{pk}}^2 - V_{Cl_{\min}}^2 \right) \quad (1.90)$$

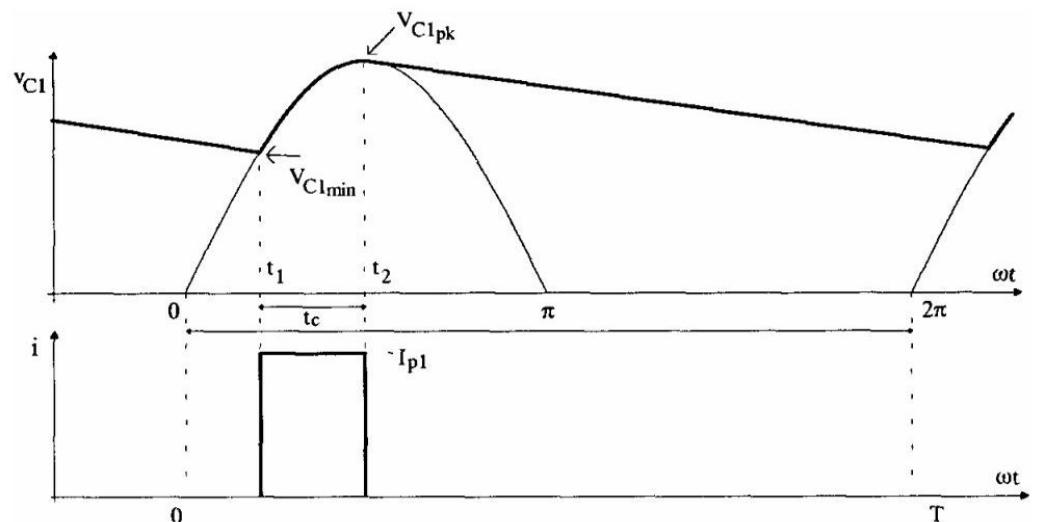
$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f} \quad (1.91)$$

Assim:

$$C_1 = C_2 = \frac{P_{in}}{f(V_{Cl_{pk}}^2 - V_{Cl_{\min}}^2)} \quad (1.92)$$

A forma de onda de corrente na saída da ponte de diodos está representada na Fig. 1.13. Seja a análise que segue, feita para a máxima potência de carga e mínima tensão de entrada.

$$V_{Cl\min} = V_{Cl_{pk}} \cos(2\pi f t_c) \quad (1.93)$$



Assim:

$$t_c = \frac{\arccos(V_{C1_{\min}}/V_{C1_{\text{pk}}})}{2\pi f} \quad (1.94)$$

Considerando uma corrente de forma retangular na saída do retificador obtém-se:

$$\Delta Q_1 = I_{pl} t_c = C_1 \Delta V_1 \quad (1.95)$$

$$I_{pl} = \frac{C_1 \Delta V_1}{t_c} = \frac{C_1 (V_{C1_{\text{pk}}} - V_{C1_{\min}})}{t_c} \quad (1.96)$$

$$I_{med1} = I_{pl} t_c f \quad (1.97)$$

I_{med1} - valor médio da corrente i.

$$I_{ef1}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_c} I_{pl}^2 dt = I_{pl}^2 \frac{t_c}{T} \quad (1.98)$$

$$I_{ef1} = I_{pl} \sqrt{t_c f} \quad (1.99)$$

I_{ef1} - valor eficaz da corrente i.

$$I_{C_{1ef}} = \sqrt{I_{ef1}^2 - I_{med1}^2} \quad (1.100)$$

$I_{C_{1ef}}$ - valor eficaz da corrente (alternada) em um capacitor.

$$I_{C_{1ef}} = I_{pl} \sqrt{t_c f - (t_c f)^2} \quad (1.101)$$

A corrente que o capacitor fornece ao estágio seguinte possui uma componente alternada de alta freqüência que também provoca perdas. Tal corrente tem a forma representada na Fig. 1.3 e o seu valor eficaz é calculado como segue, a partir da expressão (1.102).

$$P_{in} = I_{pk} V_{C_{\min}} D \quad (1.102)$$

Onde $D = \frac{T_{on}}{T_s}$ representa a razão cíclica.

A partir da expressão (1.102) obtém-se a expressão (1.103).

$$I_{pk} = \frac{P_{in}}{V_{C_{\min}} D} \quad (1.103)$$

Para $D_{\max} = 0,5$ obtém-se a expressão (1.104).

$$I_{pk} = \frac{2P_{in}}{V_{C_{\min}}} \quad (1.104)$$

O valor eficaz para $D=0,5$ da corrente drenada pela carga alimentada pelo capacitor é dado pela expressão (1.105).

$$I_{2ef} = \frac{I_{pk}}{2} = \frac{P_{in}}{V_{C_{\min}}} \quad (1.105)$$

Onde:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (1.106)$$

P_{out} - potência de saída da fonte;

η - rendimento.

Desse modo o valor eficaz total da corrente em um capacitor é dado pela expressão (1.107):

$$I_{C_{\text{ef}}} = \sqrt{I_{C_{1\text{ef}}}^2 + I_{2\text{ef}}^2} \quad (1.107)$$

Também neste caso valem as conclusões anteriores, de que a corrente teórica tem a forma cossenoide, e que pode ser tratada como uma corrente com forma de dente de serra.

1.4.b - Exemplo de Cálculo (Dobrador de Tensão)

Sejam as seguintes especificações:

$$V_{AC} = 117V ; V_{AC\min} = 99V ; V_{AC\max} = 135V$$

$$f = 60\text{Hz} ; V_{C\min} = 200V ; \eta = 0,7 ; P_{\text{out}} = 70W$$

A seguir está apresentada uma metodologia de projeto.

- a) $V_{C_{1\text{pk}\min}} = \sqrt{2} \cdot 99 = 140V$. Considerando as quedas de tensão nos diodos, obtém-se: $V_{C_{1\text{pk}\min}} = 135V$

$$\text{Assim: } V_{C_{1\text{min}}} = \frac{2V_{C\min} - V_{C_{1\text{pk}}}}{3} = \frac{2 \cdot 200 - 135}{3} = 88,33V$$

$$\text{b) } W_{\text{in}} = \frac{P_{\text{in}}}{f} = \frac{100}{60} = 1,667J$$

$$C_1 = C_2 = \frac{W_{\text{in}}}{(V_{C_{1\text{pk}}}^2 - V_{C_{1\text{min}}}^2)} = \frac{1,667}{135^2 - 88,33^2} \cong 160\mu\text{F}$$

Assim: $C \cong 80\mu\text{F}$ (equivalente)

$$\text{c) } t_c = \frac{\arccos(V_{C_{1\text{min}}}/V_{C_{1\text{pk}}})}{2\pi f} = \frac{\arccos(88,33/135)}{2\pi \cdot 60} = 2,275\text{ms}$$

$$\text{d) } I_{p1} = \frac{C_1(V_{C_{1\text{pk}}} - V_{C_{1\text{min}}})}{t_c} = \frac{160 \cdot 10^{-6} (135 - 88,33)}{2,275 \cdot 10^{-3}} = 3,28A$$

$$\text{e) } t_c f = 2,275 \cdot 10^{-3} \cdot 60 = 0,1365$$

$$I_{C_{1\text{ef}}} = I_{p1} \sqrt{t_c f - (t_c f)^2} = 3,28 \sqrt{0,1365 - (0,1365)^2} = 1,126A$$

$$\text{f) } I_{2\text{ef}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{C\min}} = \frac{100}{200} = 0,5A$$

$$\text{g) } I_{C_{\text{ef}}} = \sqrt{I_{C_{1\text{ef}}}^2 + I_{2\text{ef}}^2} = \sqrt{1,126^2 + 0,5^2} = 1,23A$$

$$\text{h) } V_{D_{\text{pmax}}} = 2\sqrt{2}V_{AC\max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 135 \cong 382V$$

1.5 - Resultados experimentais para o retificador monofásico de onda completa

Para que fique melhor ilustrado, foi montado um circuito em laboratório, com os seguintes parâmetros: $V_{1\text{ef}} = 220V$, $f = 60\text{Hz}$, $C = 220\mu\text{F}$ e $R = 2,05k\Omega$.

Na Fig. 1.14 estão representadas a corrente e a tensão da rede para o circuito operando em regime permanente. Pode-se verificar que a tensão da rede é distorcida, tendo o seu valor de pico diminuído, o que modifica ligeiramente os resultados esperados gerados para uma tensão puramente senoidal. A forma de onda da corrente, apesar disto, é muito semelhante àquela prevista teoricamente.

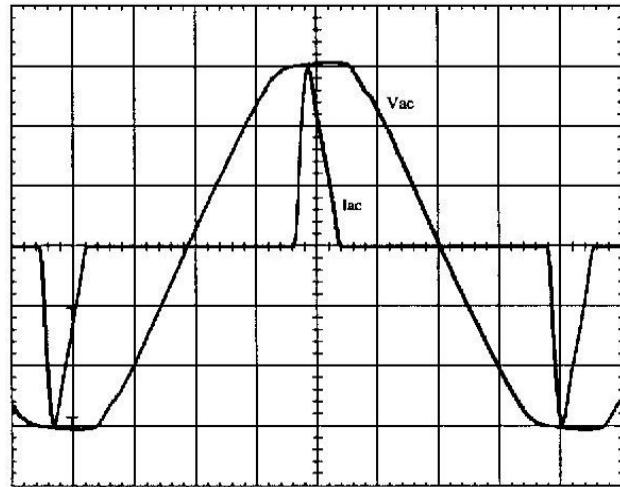


Fig. 1.14: Tensão e corrente da rede para operação em regime permanente (100V/div e 500mA/div).

Na Fig. 1.15 está representada a análise harmônica da corrente de entrada. São mostradas as amplitudes das harmônicas como percentagem da amplitude da componente fundamental. As harmônicas de ordem par estão ausentes. A taxa de distorção harmônica da corrente é igual a 148%. O fator de deslocamento da componente fundamental é igual a -1,09 graus. O fator de potência é igual a 0,553.

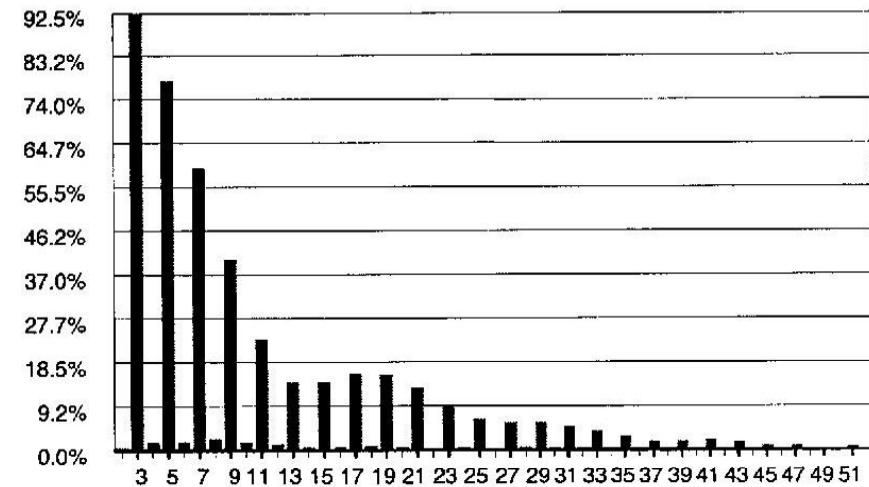


Fig. 1.15: Análise harmônica da corrente de entrada.

O comportamento do circuito durante o transitório de partida está representado nas Figs. 1.16 e 1.17. Na Fig. 1.16 são mostradas a corrente da rede e a tensão no capacitor de saída, sem nenhum resistor para limitação da corrente transitória. Na Fig. 1.17 são mostradas as mesmas formas de onda, porém com um resistor de limitação da corrente transitória de 22Ω .

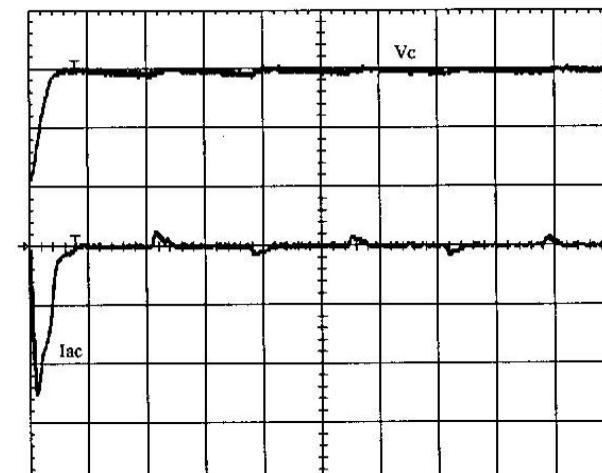


Fig. 1.16: Comportamento durante o transitório de partida sem limitação da corrente (100V/div, 10A/div).

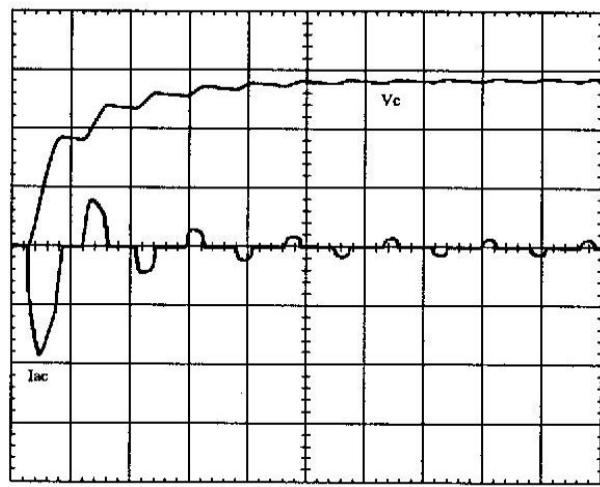


Fig. 1.17: Comportamento durante o transitório de partida, com um resistor de 22Ω limitando a corrente (100V/div, 5A/div).

1.6 - Retificador Trifásico com Filtro Capacitivo

1.6.a - O circuito e o seu funcionamento

A estrutura do retificador trifásico com filtro capacitivo está representado na Fig. 1.18.

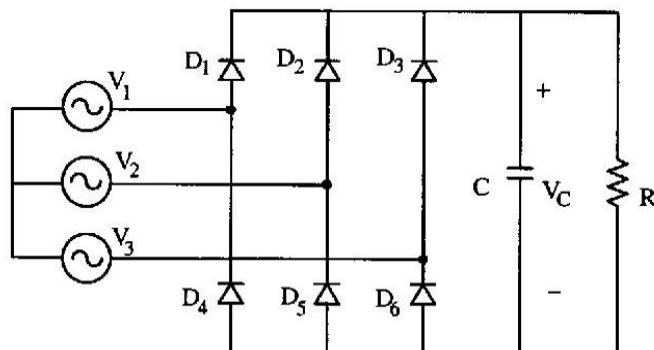


Fig. 1.18: Estrutura do retificador trifásico com filtro capacitivo.

As tensões de fase são definidas pelas expressões (1.108), (1.109) e (1.110) e as tensões de linha pelas expressões (1.111), (1.112) e (1.113).

$$V_1 = V_p \sin(\omega t - 30^\circ) \quad (1.108)$$

$$V_2 = V_p \sin(\omega t - 150^\circ) \quad (1.109)$$

$$V_3 = V_p \sin(\omega t + 90^\circ) \quad (1.110)$$

$$V_{12} = V_{Lp} \sin \omega t \quad (1.111)$$

$$V_{23} = V_{Lp} \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (1.112)$$

$$V_{31} = V_{Lp} \sin(\omega t + 120^\circ) \quad (1.113)$$

A cada 60° , quando qualquer tensão de linha torna-se em valor absoluto igual à tensão V_C , dois diodos entram em condução e ocorre transferência de energia da rede de tensão alternada para a saída.

Seja o intervalo em que $V_{12} \geq V_C$, como está representado na Fig. 1.19(a). Os diodos D_1 e D_5 encontram-se em condução.

Quando $\theta = \pi/2$, a corrente i_C se inverte, mas os diodos D_1 e D_5 continuam conduzindo, como está representado na Fig. 1.19(b). Durante o intervalo mostrado na Fig. 1.19(c) V_{12} torna-se menor que V_C e todos os diodos se bloqueiam.

As formas de onda mais importantes estão mostradas na Fig. 1.20.

1.6.b - Análise simplificada do circuito

A energia entregue ao capacitor a cada intervalo de 60° é dada pela expressão (1.114).

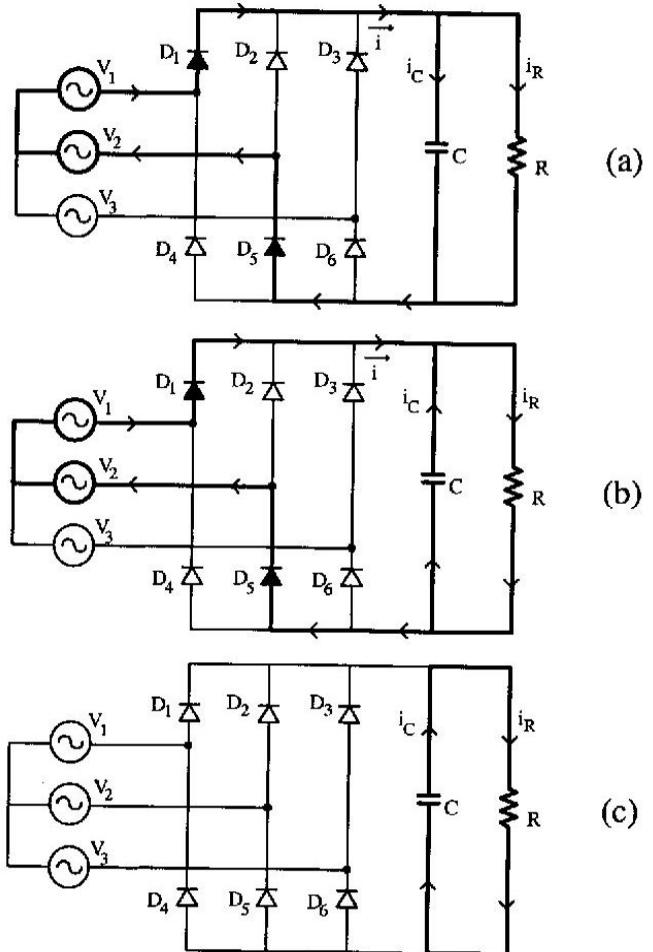


Fig. 1.19: Etapas de funcionamento do retificador trifásico, para o intervalo em que $|V_{12}|$ é a maior das tensões de linha.

$$W_C = \frac{1}{2}C(V_{Lp}^2 - V_{Cmin}^2) \quad (1.114)$$

A energia total cedida pelas fontes de entrada é dada pela expressão (1.115).

$$W_{in} = \frac{12}{6}C(V_{Lp}^2 - V_{Cmin}^2) \quad (1.115)$$

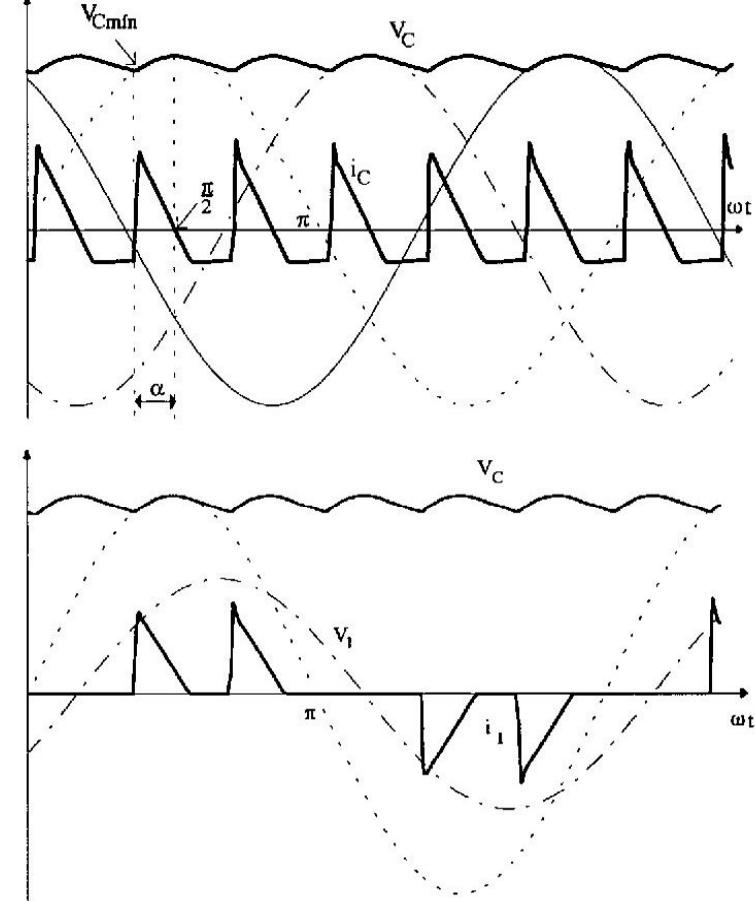


Fig. 1.20: Formas de onda do retificador trifásico, para um período da rede.

A energia desejada no resistor de carga é dada pela expressão (1.116).

$$W_o = P_o T = \frac{P_o}{f} = \frac{V_{Lp}^2}{6R} \quad (1.116)$$

Assim:

$$6C(V_{Lp}^2 - V_{Cmin}^2) = \frac{P_o}{f} \quad (1.117)$$

ou

$$C = \frac{P_o}{6f(V_{Lp}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (1.118)$$

Por inspeção, a partir da Fig. 1.20 obtém-se a expressão (1.119).

$$V_{Cmin} = V_{Lp} \cos \alpha \quad (1.119)$$

Assim:

$$\alpha = \cos^{-1}\left(\frac{V_{Cmin}}{V_{Lp}}\right) \quad (1.120)$$

O parâmetro α representa o ângulo durante o qual carga elétrica é transferida ao capacitor.

A corrente de pico no capacitor é dada pela expressão (1.121).

$$i_{Cp} = \omega C V_{Lp} \sin \alpha \quad (1.121)$$

Assim:

$$i_{Cp} = \omega C V_{Lp} \sqrt{1 - \cos^2 \alpha} \quad (1.122)$$

$$i_{Cp} = \omega C V_{Lp} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{Cmin}}{V_{Lp}}\right)^2} \quad (1.123)$$

$$i_{Cp} = \omega C \sqrt{V_{Lp}^2 - V_{Cmin}^2} \quad (1.124)$$

O valor de pico da corrente de entrada é dado pela expressão (1.125).

$$i_p = i_{Cp} + i_R \quad (1.125)$$

onde:

$$i_R \cong \frac{V_{Lp}}{R} \quad (1.126)$$

1.6.c - Exemplo Numérico

Seja um retificador trifásico com filtro capacitivo, com os seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} V_{Lcf} &= 380V & P_o &= 1800W \\ V_{Cmin} &= 485V & f &= 60Hz \end{aligned}$$

O valor de pico da tensão de linha é então $V_{Lp} \cong 537,4V$

Assim:

$$C = \frac{P_o}{6f(V_{Lp}^2 - V_{Cmin}^2)} = \frac{1800}{6 \cdot 60(537,4^2 - 485^2)}$$

$$C \cong 100\mu F$$

A corrente de pico do capacitor, a corrente no resistor de carga e a corrente de entrada são calculadas como segue.

$$i_{Cp} = \omega C \sqrt{V_{Lp}^2 - V_{Cmin}^2}$$

$$i_{Cp} = 377 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \times 226 \approx 8,73A$$

$$i_R = \frac{P_o}{V_o} \approx \frac{P_o}{V_{Lp}} = \frac{1800}{537,4} \approx 3,35A$$

Assim, a corrente de pico de entrada é calculada como segue.

$$i_p = i_{Cp} + i_R = 8,73 + 3,35 \approx 12A$$

Vamos em seguida calcular o ângulo α .

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{V_{Cmin}}{V_{Lp}} \right) = \cos^{-1} \left(\frac{485}{537,4} \right)$$

$$\alpha \approx 25^\circ = 0,44\text{rad}$$

O tempo durante o qual a carga é transferida ao capacitor é calculado a seguir.

$$\omega \Delta t = \alpha$$

$$\Delta t = \frac{\alpha}{\omega} = \frac{0,44}{377}$$

$$\Delta t = 1,17\text{ms}$$

1.7 - Limitação da corrente de pré-carga do capacitor de filtragem

Seja a estrutura representada na Fig. 1.21.

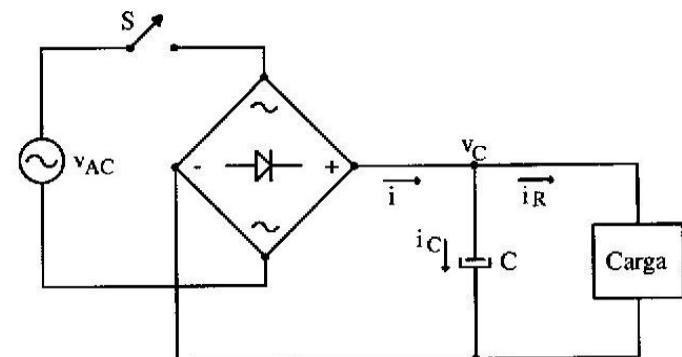


Fig. 1.21: Estágio de Entrada.

Quando o equipamento é ligado à rede de energia elétrica, o capacitor carrega-se solicitando uma elevada corrente, normalmente excessiva para a linha, para os diodos da ponte retificadora e para o fusível de entrada.

Para diminuir os valores de pico dessa corrente, é empregado um resistor em paralelo com um TRIAC, antes da ponte retificadora, como está representado na Fig. 1.22.

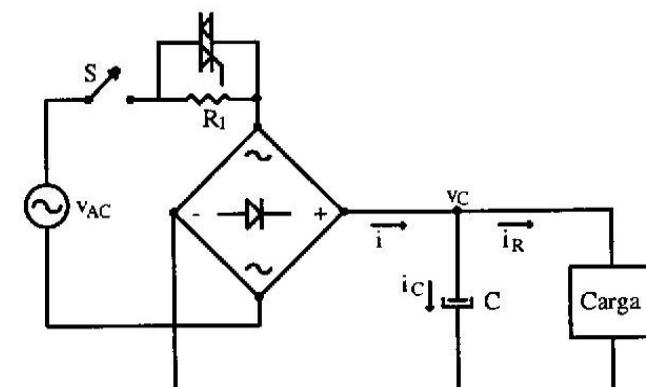


Fig. 1.22: Estágio de Entrada com Limitação da Corrente de Partida.

Quando a fonte é energizada, o TRIAC encontra-se bloqueado e a corrente i_C é limitada pelo resistor R_1 . Decorrido um determinado intervalo de tempo, o TRIAC é disparado por um trem de pulsos e o resistor R_1 é curto circuitado, tendo-se em vista o fato de que a presença de R_1 permanentemente no circuito produziria perdas excessivas e comprometeria o rendimento da fonte.

Com o objetivo de verificar a influência do resistor R_1 , foram realizadas algumas simulações digitais, com o emprego do programa PSpice, para o circuito apresentado na Fig. 1.23.

Os diversos parâmetros mostrados na Fig. 1.23 são típicos de uma aplicação real.

Os resultados da simulação estão mostrados nas figuras seguintes, para vários valores de R_1 .

Vamos estabelecer algumas conclusões a partir dos resultados da simulação.

a) O pico máximo da corrente, que ocorre no primeiro semiperíodo da rede é dado pela relação (1.127).

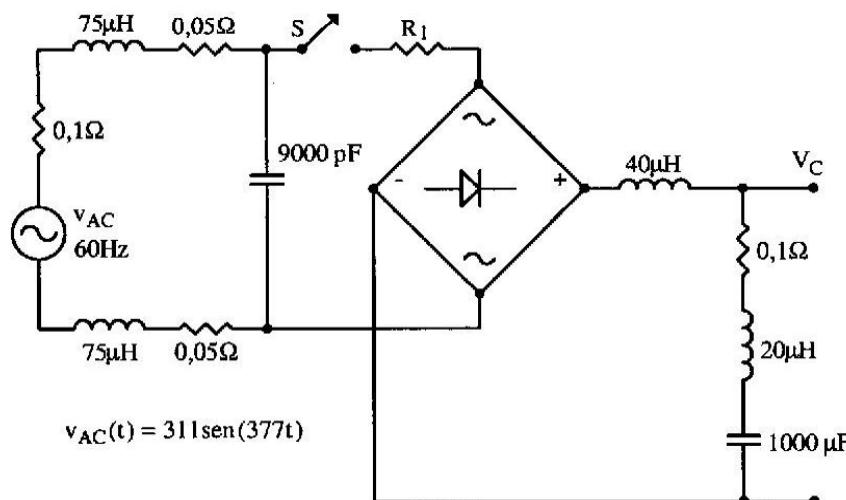


Fig. 1.23: Circuito Simulado.

$$I_p < \frac{V_{pk}}{R_1} \quad (1.127)$$

No caso da Fig. 1.28, tem-se:

$$V_{pk} = 311V \text{ e } R_1 = 10\Omega. \text{ Assim:}$$

$$I_p < \frac{311}{10} = 31,10A$$

- b) A partir da Fig. 1.28, constata-se que a tensão demora 25ms para alcançar 190V, o que corresponde a 63,2% da tensão final. Esse tempo é a própria constante de tempo.

Assim:

$$\tau = 25ms$$

$$\tau_1 = R_1 C = 10 \cdot 1000 \cdot 10^{-6} = 10ms$$

$$\tau = 3\tau_1 = 3R_1C$$

A duração do transitório é dada pela relação (1.128).

$$A = 5\tau \approx 15R_1C \quad (1.128)$$

Evidentemente, trata-se de um método aproximado.

Com a expressão (1.127) determina-se a corrente de pico de um diodo; com a expressão (1.128) determina-se o tempo durante o qual o TRIAC deve permanecer aberto.

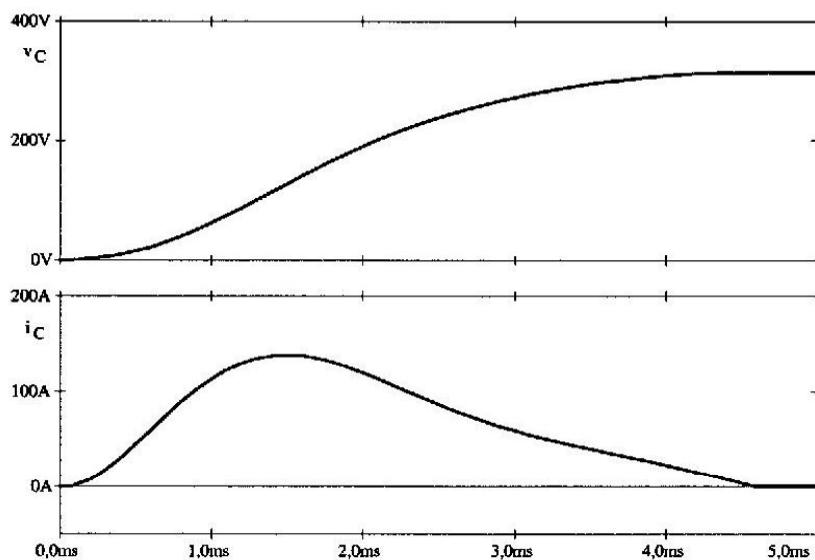


Fig. 1.24: Simulação para $R_L = 1m\Omega$.

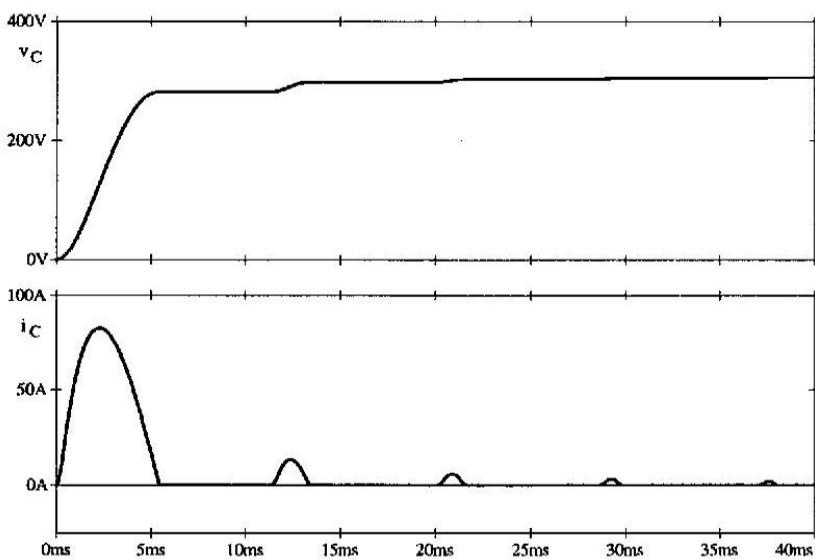


Fig. 1.25: Simulação para $R_L = 1\Omega$.

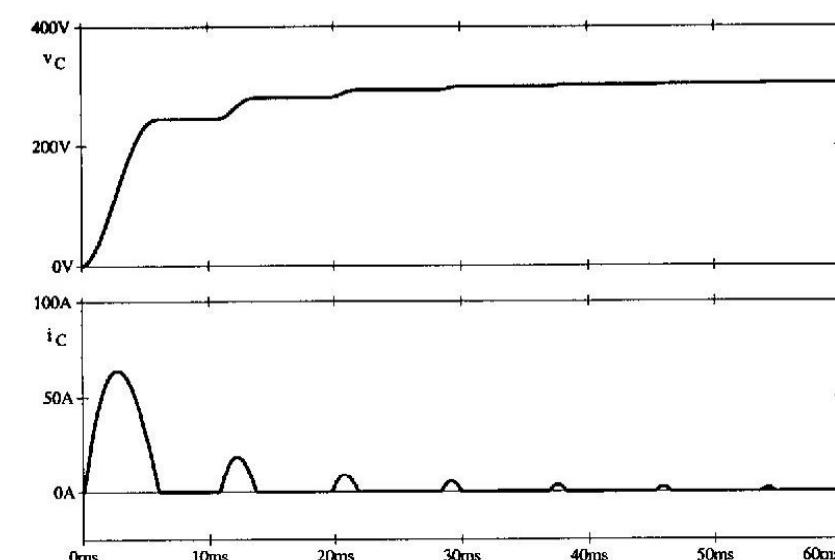


Fig. 1.26: Simulação para $R_L = 2\Omega$.

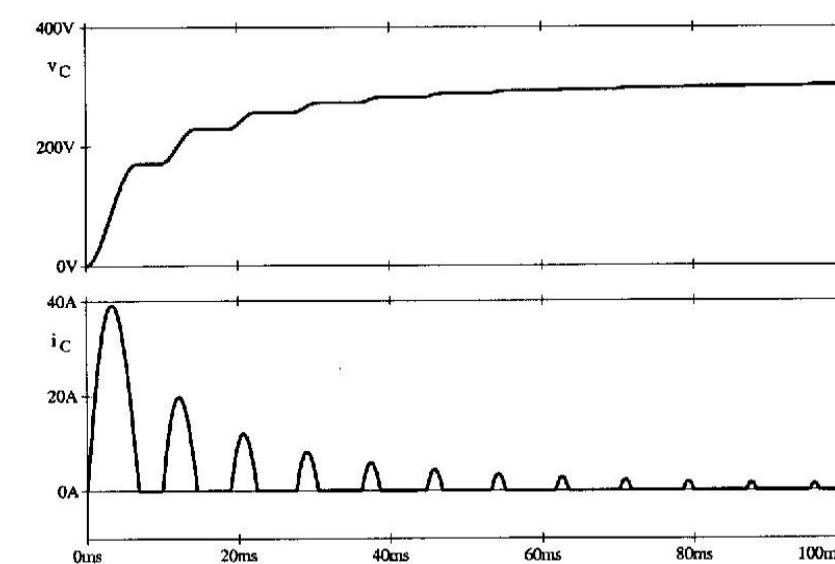


Fig. 1.27: Simulação para $R_L = 5\Omega$.

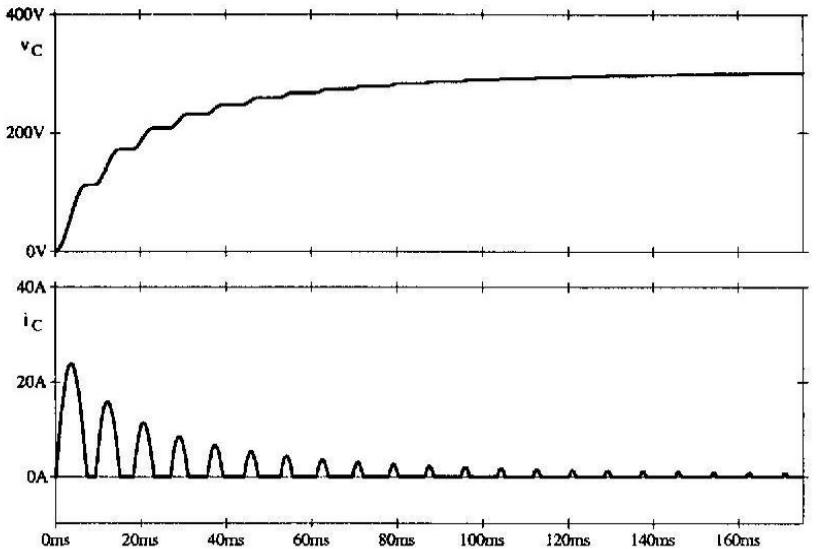


Fig. 1.28: Simulação para $R_L = 10\Omega$.

1.8 - Circuito de Disparo do Triac

Vários circuitos podem ser empregados para o disparo do TRIAC. A técnica mais econômica está representada na Fig. 1.29.

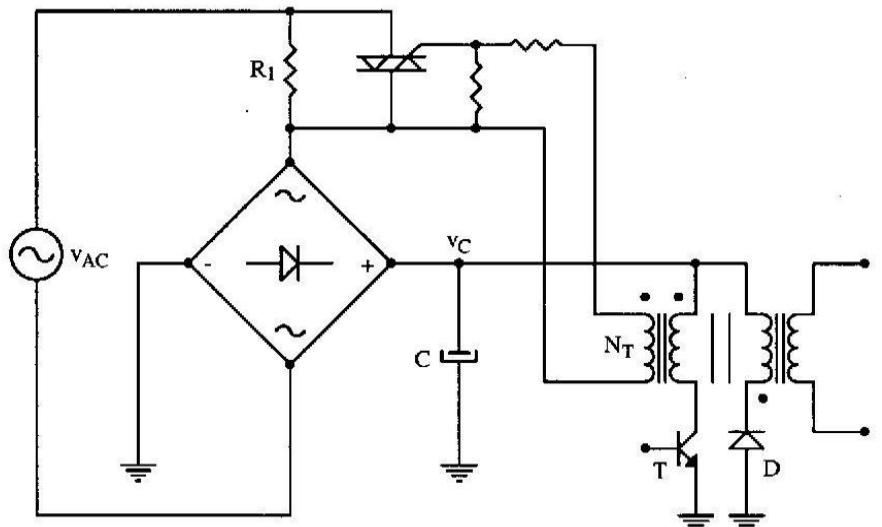


Fig. 1.29: Exemplo de Circuito para o Disparo do TRIAC.

Quando C encontra-se carregado, a fonte começa a operar. Com o chaveamento de T, aparece uma tensão no enrolamento N_T que é empregada para fornecer a corrente de gatilho do TRIAC.

As técnicas mais sofisticadas monitoram a tensão v_C . Quando ela atinge um valor especificado em projeto, o TRIAC é disparado.

Em aplicações de potências baixas, como reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, o resistor de limitação da corrente transitória é substituído por um NTC (*Negative Temperature Coefficient*). Ele permanece no circuito o tempo todo, não exigindo a presença do TRIAC. Quando o circuito é energizado, a temperatura do NTC é baixa e a sua resistência alta, propiciando a limitação da corrente inicial. Após a partida do conversor, a temperatura do NTC aumenta e a sua resistência diminui, evitando a perda de energia sempre indesejável. O NTC é limitado à potências menores que 60W (valor aproximado).

Em retificadores de potência mais elevadas, o TRIAC mostrado na Fig. 1.29 é substituído por um relé, que se encontra inicialmente aberto e que é fechado após o transitório de partida.

CAPÍTULO 2

FONTES CHAVEADAS DO TIPO FLYBACK

2.1 - Conversor CC-CC do tipo Buck-Boost (Flyback não isolado)

- a) Estrutura e etapas de funcionamento para condução descontínua

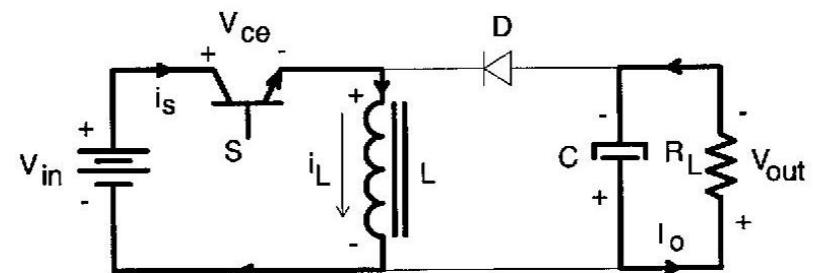


Fig. 2.1: Conversor CC-CC: 1^a etapa de funcionamento.

1^a etapa: O interruptor S está fechado; a energia proveniente de V_{in} é acumulada no indutor L; D encontra-se polarizado reversamente; a carga R_L é alimentada pelo capacitor C previamente carregado.

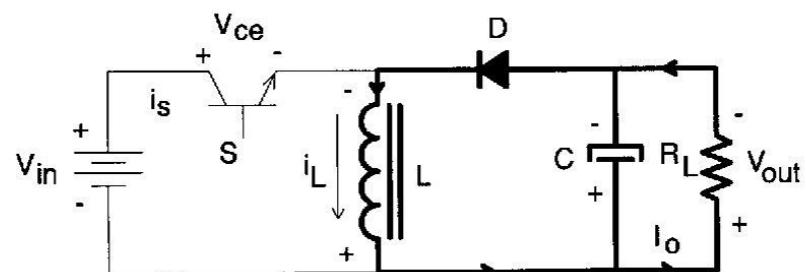


Fig. 2.2: Conversor CC-CC: 2^a etapa de funcionamento.

2^a etapa: O interruptor S é mantido aberto; a energia acumulada no indutor L no semiperíodo de funcionamento anterior é transferida ao capacitor de saída C, em paralelo com a carga R_L. O diodo D encontra-se em condução.

b) Formas de onda considerando os interruptores ideais.

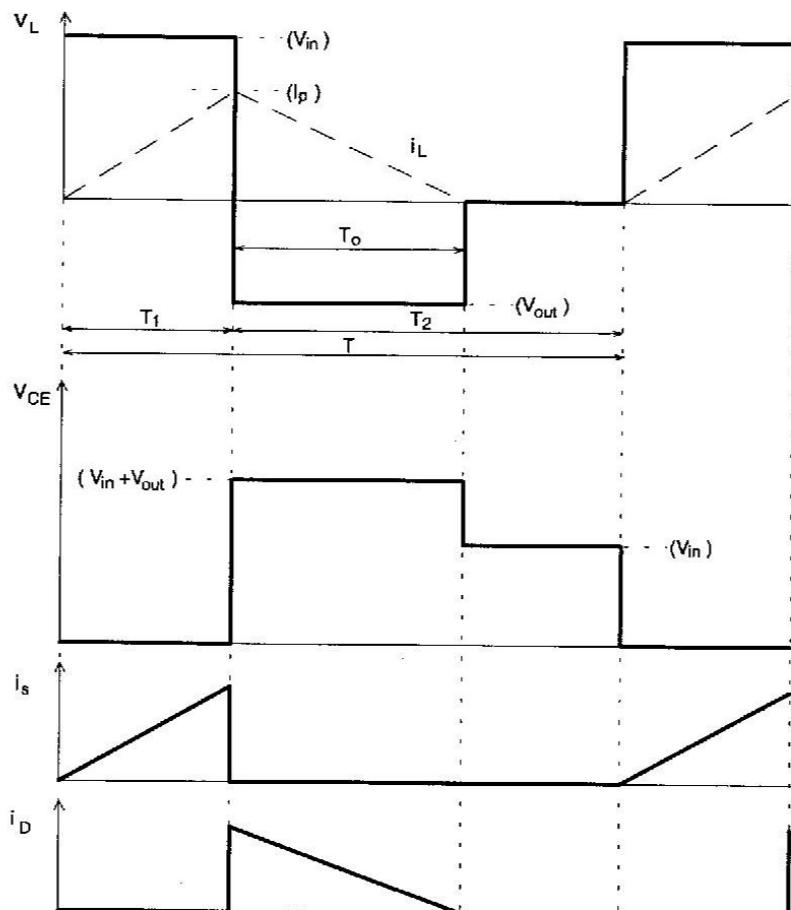


Fig. 2.3: Formas de onda para o conversor CC-CC do tipo buck-boost.

c) Análise das grandezas envolvidas

c.1) Corrente de pico I_p:

$$I_p = \frac{V_{in}}{L} T_1 \quad (2.1)$$

$$D = \frac{T_1}{T} \quad (2.2)$$

$$I_p = \frac{V_{in} D}{L} \quad (2.3)$$

$$I_p = \frac{V_{in} D}{f L} \quad (2.4)$$

D - razão cíclica.

$$I_{pmax} = \frac{V_{in} D_{max}}{f L} \quad (2.5)$$

$$D_{max} \leq 0,45 \quad (2.6)$$

c.2) Tensão de Carga:

$$P_1 = V_{in} I_{1md} = V_{in} \frac{I_p T_1}{2T} \quad (2.7)$$

$$P_1 = \frac{V_{in}^2 T_1^2}{2LT} = P_2 = \frac{V_{out}^2}{R_L} \quad (2.8)$$

Assim:

$$V_{\text{out}} = \sqrt{\frac{R_L V_{\text{in}}^2 T_1^2}{2LT}} = V_{\text{in}} T_1 \sqrt{\frac{R_L f}{2L}} \quad (2.9)$$

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} T_1 \sqrt{\frac{R_L f}{2L}} = \frac{V_{\text{in}} D}{f} \sqrt{\frac{R_L f}{2L}} \quad (2.10)$$

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} D \sqrt{\frac{R_L}{2Lf}} \quad (2.11)$$

c.3) Cálculo do indutor

$$P_{\text{in}} = P_L = \frac{P_{\text{out}}}{\eta} = \frac{1}{2} L I_p^2 f \quad (2.12)$$

$$\frac{P_{\text{out}}}{\eta} = \frac{1}{2} L f \frac{V_{\text{in}}^2 D_{\text{max}}^2}{f^2 L^2} = \frac{1}{2} \frac{V_{\text{in}}^2 D_{\text{max}}^2}{f L} \quad (2.13)$$

$$L = \frac{1}{2} \frac{V_{\text{in}}^2 D_{\text{max}}^2 \eta}{P_{\text{out}} f} \quad (2.14)$$

c.4) Condução Crítica

$$T_0 = T_2 \quad (2.15)$$

$$\Delta\Phi^+ = V_{\text{in}} T_1 \quad (2.16)$$

$$\Delta\Phi^- = V_{\text{out}} T_2 \quad (2.17)$$

$$\Delta\Phi^+ = \Delta\Phi^- \quad (2.18)$$

$$V_{\text{in}} T_1 = V_{\text{out}} T_2 \quad (2.19)$$

$$\frac{V_{\text{in}} T_1}{T} = V_{\text{out}} \frac{(T - T_1)}{T} = V_{\text{out}} \left(1 - \frac{T_1}{T}\right) \quad (2.20)$$

$$V_{\text{in}} D_{\text{max}} = V_{\text{out}} (1 - D_{\text{max}}) \quad (2.21)$$

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \left(\frac{D_{\text{max}}}{1 - D_{\text{max}}} \right) \quad (2.22)$$

Para que a condução seja descontínua, é suficiente que:

$$V_{\text{out}} > V_{\text{in}} \frac{D_{\text{max}}}{1 - D_{\text{max}}} \quad (2.23)$$

c.5) Tensão máxima sobre o transistor:

$$V_{\text{CE max}} = V_{\text{in}} + V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \left(1 + \frac{D_{\text{max}}}{1 - D_{\text{max}}} \right) \quad (2.24)$$

$$V_{\text{CE max}} = V_{\text{in}} \frac{1}{1 - D_{\text{max}}} \quad (2.25)$$

c.6) Corrente eficaz no transistor (importante quando for empregado um MOSFET):

$$I_{ef_T} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_1} \left(\frac{V_{in}}{L} t \right)^2 dt} \quad (2.26)$$

$$I_{ef_T}^2 = \frac{V_{in}^2}{L^2} \frac{1}{T} \int_0^{T_1} t^2 dt \quad (2.27)$$

$$I_{ef_T}^2 = \frac{V_{in}^2}{L^2} \frac{1}{T} \left[\frac{t^3}{3} \right]_0^{T_1} \quad (2.28)$$

$$I_{ef_T}^2 = \frac{V_{in}^2}{L^2} \frac{1}{T} \frac{T_1^3}{3} = \frac{V_{in}^2}{L^2} \frac{1}{T} \frac{D^3 T^3}{T^3} \quad (2.29)$$

$$I_{ef_T}^2 = \frac{V_{in}^2}{3L^2 f^2} D^3 \quad (2.30)$$

$$\boxed{I_{ef_T} = \frac{V_{in}}{f L} \sqrt{\frac{D^3}{3}}} \quad (2.31)$$

c.7) Corrente média no diodo:

$$I_{D_{md}} = \frac{I_p T_0}{2T} = \frac{V_{in} D}{f L} \frac{T_0}{2T} \quad (2.32)$$

$$T_0 = \frac{V_{in}}{V_{out}} T_1 \quad (2.33)$$

$$I_{D_{md}} = \frac{V_{in} D}{f L} \frac{V_{in} T_1}{2T V_{out}} \quad (2.34)$$

$$I_{D_{md}} = \frac{V_{in}^2 D^2}{2f L V_{out}} \quad (2.35)$$

ou:

$$I_{D_{md_max}} = \frac{V_{in}^2 D_{max}^2}{2f L V_{out}} \quad (2.36)$$

c.8) Corrente eficaz no diodo:

$$I_{ef_D}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T_0} i_D^2 dt \quad (2.37)$$

$$i_D = I_p - \frac{V_{out}}{L} t = \frac{V_{in}}{L} T_1 - \frac{V_{out}}{L} t \quad (2.38)$$

$$I_{ef_D}^2 = \frac{1}{L^2 T} \int_0^{T_0} (V_{in} T_1 - V_{out} t)^2 dt \quad (2.39)$$

$$I_{ef_D}^2 = \frac{1}{L^2 T} \int_0^{T_0} [(V_{in} T_1)^2 - 2V_{in} V_{out} T_1 t + V_{out}^2 t^2] dt \quad (2.40)$$

$$I_{ef_D}^2 = \frac{1}{L^2 T} \left[V_{in} T_1^2 T_0 - \frac{2V_{in} V_{out} T_1 T_0^2}{2} + \frac{V_{out}^2 T_0^3}{3} \right] \quad (2.41)$$

$$\boxed{I_{ef_D} = \sqrt{\frac{1}{L^2 T} \left[V_{in}^2 T_1^2 T_0 - V_{in} V_{out} T_1 T_0^2 + \frac{V_{out}^2 T_0^3}{3} \right]}} \quad (2.42)$$

c.9) Corrente eficaz no indutor

$$I_{L_{\text{ef}}} = \sqrt{I_{\text{ef}_T}^2 + I_{\text{ef}_D}^2} \quad (2.43)$$

2.2 - Conversor CC-CC do tipo Buck-Boost (Flyback isolado)

a) Estrutura

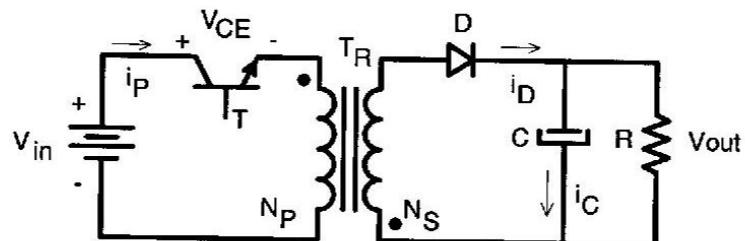


Fig. 2.4: Conversor CC-CC Flyback.

O transformador T_R tem três funções:

- Propicia o isolamento entre a fonte e a carga;
- Faz a acumulação de energia quando o transistor T é fechado;
- Adapta a tensão necessária no secundário.

b) Descrição do funcionamento:

- b.1) Durante o intervalo em que T se mantém fechado, o diodo D se mantém bloqueado e a sua corrente é nula. O circuito é representado pela Fig. 2.5, onde L_p representa a indutância magnetizante medida no primário do transformador.

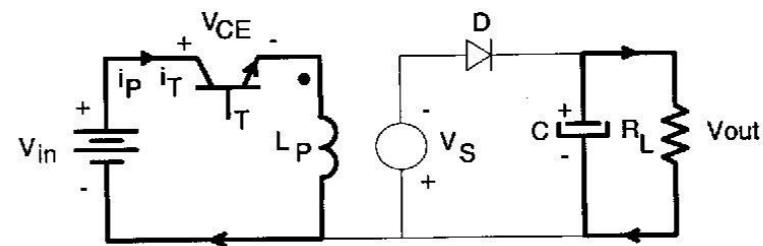


Fig. 2.5: 1ª etapa de funcionamento.

- b.2) Durante o intervalo em que T permanece aberto, a polaridade do transformador se inverte, o diodo entra em condução e a energia previamente acumulada no campo magnético é transferida ao capacitor de filtragem C e à carga R_L (Fig. 2.6).

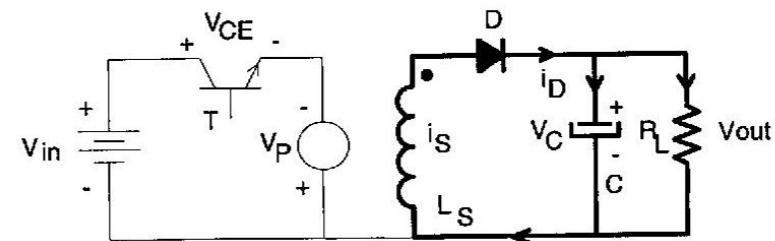


Fig. 2.6: 2ª etapa de funcionamento.

$$V_p = \frac{N_p}{N_s} V_{\text{out}} \quad (2.44)$$

$$V_{\text{out}} = V_C \quad (2.45)$$

L_s representa a indutância magnetizante referida ao secundário do transformador.

As formas de onda das principais grandezas envolvidas estão representadas na Fig. 2.7.

Quando se deseja várias saídas isoladas, emprega-se o circuito representado na Fig. 2.8.

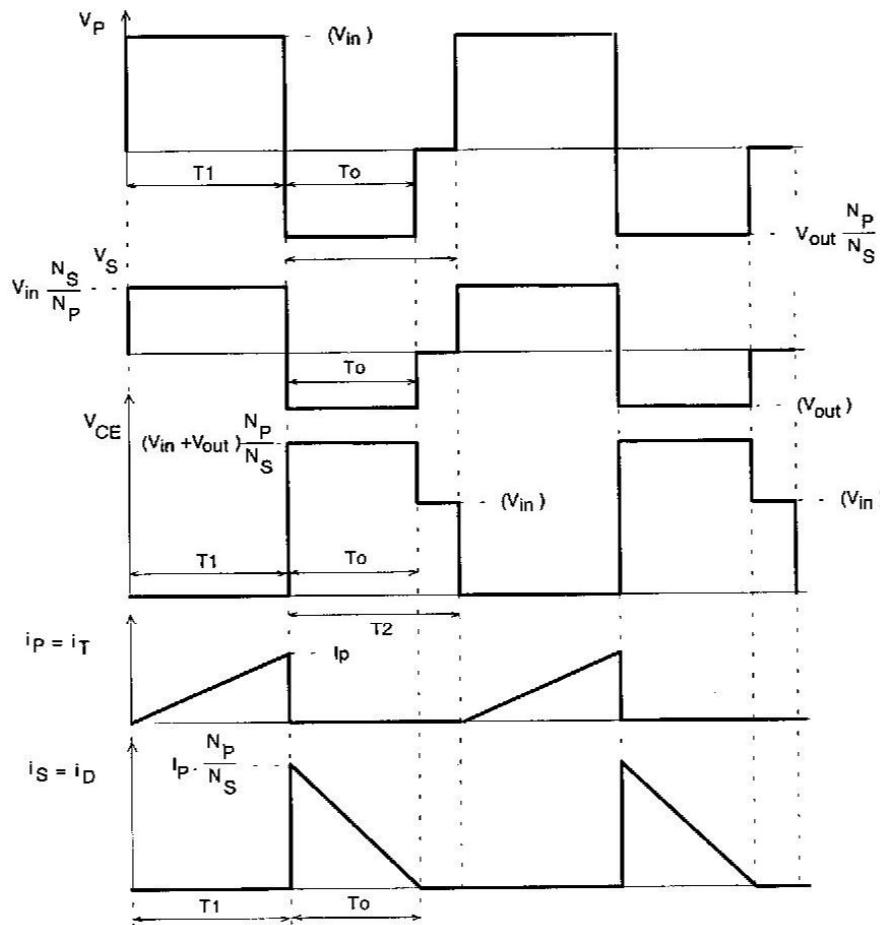


Fig. 2.7: Formas de onda do conversor Flyback isolado.

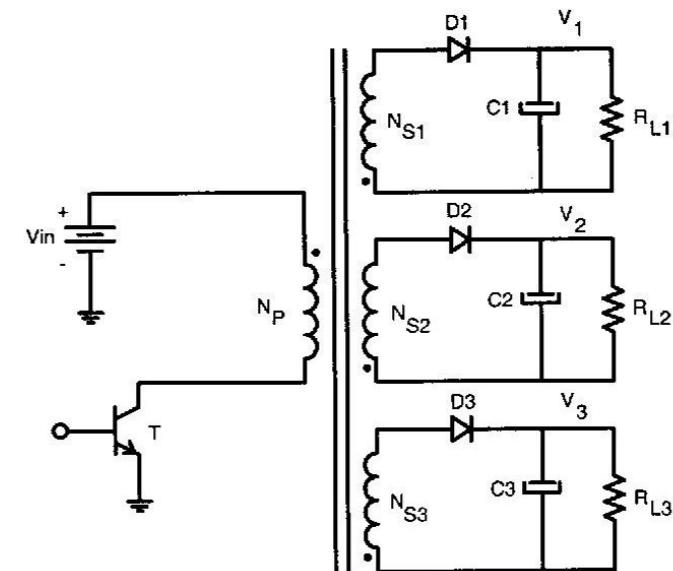


Fig. 2.8: Flyback com múltiplas saídas.

2.3 - Características gerais das fontes do tipo Flyback

- Baixo custo;
- Saídas múltiplas;
- Aceita grande variação da resistência de carga;
- Propicia isolamento entre a entrada e a saída;
- Boa regulação cruzada;
- Dispensa indutor de filtragem;
- Como a condução é descontínua, permite o emprego de diodos lentos no estágio retificador (400ns);
- Resposta rápida;
- Fácil de ser estabilizada, por apresentar um pólo simples na função transferência.

Pelas razões expostas, a fonte chaveada do tipo Flyback com isolamento, em condução descontínua, é largamente empregada para baixas potências (< 100W).

2.4 - Filtro de saída

a) Escolha do Capacitor de saída

Seja o estágio de saída de uma fonte chaveada do tipo Flyback, representado na Fig. 2.9.

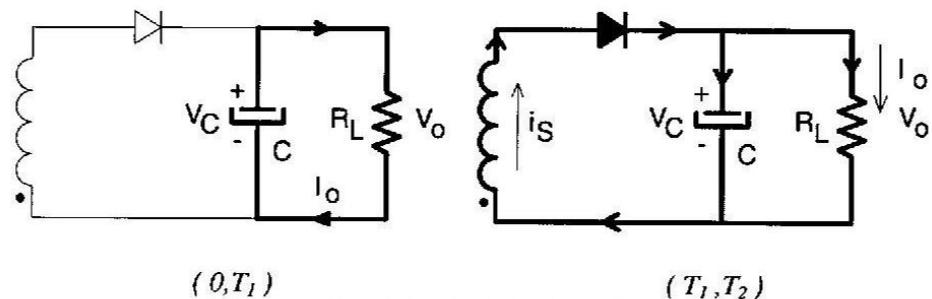


Fig. 2.9: Estágio de saída.

Sejam as formas de onda representadas na Fig. 2.10.

Assim:

$$\frac{V_o}{R_L} = I_o \quad (2.46)$$

$$\Delta V_C = \frac{T_1 I_o}{C} \quad (2.47)$$

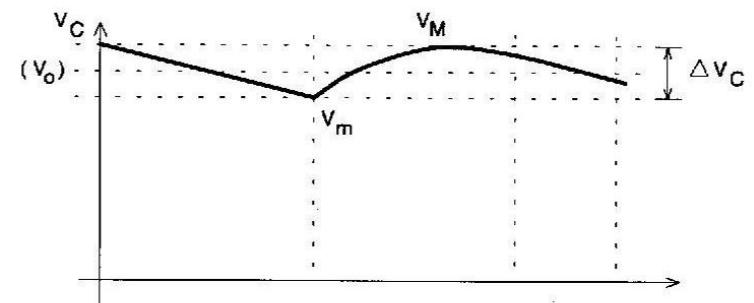
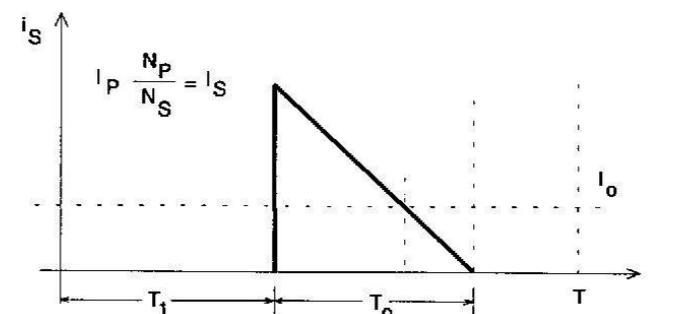


Fig. 2.10: Tensão e corrente no estágio de saída.

ou

$$C = \frac{T_1 I_o}{\Delta V_C} \quad (2.48)$$

$$T_1 = \frac{D_{\max}}{f} \quad (2.49)$$

$$\Delta V_C = V_M - V_m \quad (2.50)$$

Assim:

$$C = \frac{I_o D_{\max}}{f \Delta V_C} \quad (2.51)$$

Esta componente alternada, quando passa pelo capacitor, provoca uma queda de tensão na sua resistência série (RSE). Assim:

b) Exemplo de cálculo:

$$f = 20\text{kHz}$$

$$V_C = 12\text{V}$$

$$R_o = 3\Omega$$

Assim:

$$I_o = \frac{V_C}{R_o} = 4\text{A}$$

$$\Delta V_C = 250\text{mV}$$

$$D_{\max} = 0,45$$

Assim:

$$C = \frac{4 \cdot 0,45}{20 \cdot 10^3 \cdot 250 \cdot 10^{-3}}$$

$$C = 360\mu\text{F}$$

ΔV_C é definida como a diferença entre os valores máximo e mínimo da tensão nos terminais do capacitor.

A corrente que circula no capacitor (i_C) é a diferença entre i_S e i_o , sendo i_o o valor da corrente de carga (Fig. 2.11).

$$\Delta e = RSE I_S \quad (2.52)$$

Δe é a ondulação de tensão de pico a pico provocada pela RSE.

Continuando o exemplo numérico:

$$D_{\max} = 0,45$$

$$V_o = 12\text{V}$$

$$T_1 = \frac{1}{f} = 50\mu\text{s}$$

Assim:

$$T_1 = D_{\max} T = 0,45 \cdot 50 = 22,5\mu\text{s}$$

$$T_2 = T - T_1 = 27,5\mu\text{s}$$

Seja:

$$T_0 = 22\mu\text{s}$$

Sabe-se que:

$$I_o = \frac{I_S T_0}{2T} \quad (2.53)$$

Assim:

$$I_s = \frac{2I_o T}{T_0} \quad (2.54)$$

$$I_s = \frac{2 \cdot 4 \cdot 50}{22} = 18,2 \text{ A}$$

Assim:

$$RSE < \frac{\Delta e}{I_s} = \frac{250 \cdot 10^{-3}}{18,2}$$

Assim:

$$RSE < 13,74 \cdot 10^{-3}$$

$RSE < 0,0134 \Omega$

Um valor de RSE maior que o previsto provoca um aumento da ondulação da tensão de saída. Para reduzir a RSE do filtro de saída, costuma-se associar capacitores em paralelo. Normalmente o capacitor para o filtro é escolhido em função da RSE e não da sua capacidade em μF .

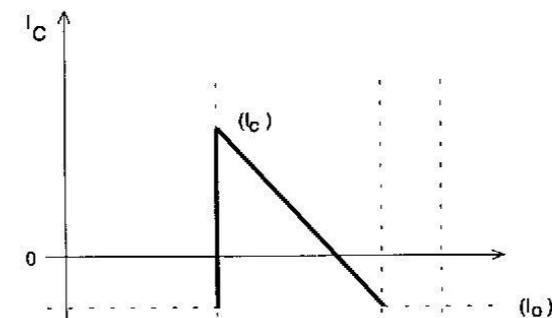


Fig. 2.11: Corrente no capacitor de saída.

c) Corrente eficaz no capacitor

$$I_{S_{ef}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T_0} I_s^2 \left(1 - \frac{t}{T_0}\right)^2 dt \quad (2.55)$$

$$I_{S_{ef}}^2 = \frac{I_s^2}{T} \int_0^{T_0} \left(1 - \frac{2t}{T_0} + \frac{t^2}{T_0^2}\right) dt \quad (2.56)$$

$$I_{S_{ef}}^2 = \frac{I_s^2}{T} \left[T_0 - \frac{2}{T_0} \frac{T_0^2}{2} + \frac{T_0^3}{3T_0^2} \right] \quad (2.57)$$

$$I_{S_{ef}}^2 = \frac{I_s^2}{T} \left[T_0 - T_0 + \frac{T_0}{3} \right] = I_s^2 \frac{T_0}{3T} \quad (2.58)$$

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{S_{ef}}^2 - I_o^2} = \sqrt{I_s^2 \frac{T_0}{3T} - I_o^2} \quad (2.59)$$

$$I_o = \frac{I_s T_0}{2T} \quad (2.60)$$

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_s^2 \frac{T_0}{3T} - \left(\frac{I_s T_0}{2T} \right)^2} \quad (2.61)$$

Assim, para o exemplo dado:

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{18,2^2 \frac{22}{150} - \left(\frac{18,2}{2} \frac{22}{50} \right)^2} = \sqrt{48,58 - 16,03}$$

$$I_{C_{ef}} = 5,70A$$

Seja P_C a potência dissipada na RSE do capacitor. Assim:

$$P_C = RSE I_{C_{ef}}^2 \quad (2.62)$$

No exemplo:

$RSE \leq 0,0137$. Assim:

$$P_C \leq 0,0137 \cdot (5,70)^2$$

$$P_C \leq 0,445W$$

d) Cálculo do diodo

d.1) Corrente de pico (I_{DP}):

$$I_{DP} = I_s = I_p \frac{N_p}{N_s} \quad (2.63)$$

d.2) Corrente eficaz (I_{Def}):

$$I_{Def} = I_s \sqrt{\frac{T_0}{3T}} = I_p \frac{N_p}{N_s} \sqrt{\frac{T_0}{3T}} \quad (2.64)$$

d.3) Corrente média (I_{Dmd}):

$$I_{Dmd} = \frac{V_{out}}{R_L} \quad (2.65)$$

d.4) Tensão reversa de pico (V_{DP}):

$$V_{DP} = V_C + V_{S_{max}} = V_C + V_{in_{max}} \frac{N_s}{N_p} \sqrt{2} \quad (2.66)$$

2.5 - Estudo do Transformador

A seguir, serão obtidos os modelos para cálculo do núcleo do transformador para a fonte do tipo Flyback.

Seja a Lei de Faraday:

$$V_{in} = N_p A_e \frac{dB}{dt} \quad (2.67)$$

N_p - número de espiras do primário;

A_e - Área da secção transversal do núcleo;

B - Densidade de fluxo magnético.

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\Delta B}{T_1} \quad (2.68)$$

Assim:

$$V_{in} = \frac{N_p A_e \Delta B}{T_1} = \frac{N_p A_e \Delta B f}{D} \quad (2.69)$$

Desse modo:

$$A_e = \frac{D_{max} V_{in}}{N_p \Delta B f} \quad (2.70)$$

Seja:
 A_p - área ocupada pelo enrolamento primário;
 K_w - fator de utilização da área do enrolamento;
 A_w - área da janela do núcleo;
 K_p - fator de utilização do primário.

Assim:

$$A_p = K_p K_w A_w \quad (2.71)$$

Seja a relação (2.72):

$$N_p i_{Pef} = A_p J \quad (2.72)$$

J - densidade de corrente no condutor;

i_{Pef} - valor eficaz da corrente no primário.

Assim:

$$A_p = \frac{N_p i_{Pef}}{J} = K_p K_w A_w \quad (2.73)$$

ou

$$A_w = \frac{N_p i_{Pef}}{K_p K_w J} \quad (2.74)$$

Com as relações (2.70) e (2.74) obtém-se o produto $A_e A_w$ do núcleo.

$$A_e A_w = \frac{V_{in} D_{max}}{N_p \Delta B f} \frac{N_p i_{Pef}}{K_p K_w J} \quad (2.75)$$

Então:

$$A_e A_w = \frac{V_{in} D_{max} i_{Pef}}{K_p K_w J \Delta B f} \quad (2.76)$$

Com as expressões (2.4) e (2.31) obtém-se:

$$i_{Pef} = I_p \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (2.77)$$

mas:

$$I_p = \frac{2 I_{md}}{D} \quad (2.78)$$

Assim:

$$i_{P_{ef}} = I_{md} \sqrt{\frac{4}{3D}} \quad (2.79)$$

Levando (2.79) em (2.76) obtém-se:

$$A_e A_w = \frac{V_{in} I_{md}}{\Delta B K_p K_w J f} \sqrt{\frac{4}{3} D} \quad (2.80)$$

Seja $D = 0,45$.

Assim:

$$A_e A_w = \frac{0,77 V_{in} I_{md}}{K_p K_w J f \Delta B} \quad (2.81)$$

Por outro lado:

$$P_{in} = V_{in} I_{md} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (2.82)$$

Onde: η - rendimento da fonte ($\approx 0,7$);

P_{out} - potência de saída;

P_{in} - potência de entrada.

Levando a expressão (2.82) em (2.81) obtém-se:

$$A_e A_w = \frac{1,1 P_{out}}{K_p K_w J f \Delta B} \quad (2.83)$$

Sejam as seguintes unidades:

P_{out} [W] - Potência de saída;

J [A/cm²] - Densidade de corrente;

f [Hz] - Freqüência de comutação;

ΔB [T] - Variação de fluxo eletromagnético.

Assim:

$$A_e A_w = \frac{1,1 P_{out} 10^4}{K_p K_w J f \Delta B} \text{ cm}^4 \quad (2.84)$$

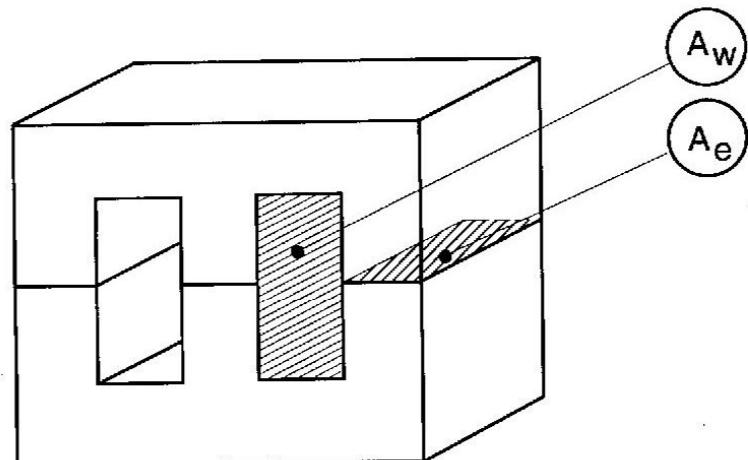


Fig. 2.12: Núcleo do tipo EE.

a) Escolha das bitolas dos condutores:

A área da secção reta do fio de cobre é obtida com o emprego da expressão (2.85) ou, então, na tabela de condutores.

$$S_{cm} = \frac{I_{ef}}{J} \quad (2.85)$$

S_{cm} - área de secção reta do condutor;

I_{ef} - valor eficaz da corrente.

b) Exemplo Numérico

Especificar o núcleo para uma fonte Flyback em condução descontínua, com as seguintes especificações:

$$P_{out} = 60W$$

$$K_P = 0,5$$

$$f = 67\text{kHz}$$

$$K_w = 0,4$$

$$\text{Seja: } J = 200\text{A/cm}^2$$

$$\Delta B = 0,160T$$

$$A_e A_w = \frac{1,1 P_{out} 10^4}{K_P K_w J f \Delta B}$$

$$A_e A_w = \frac{1,1 \cdot 60 \cdot 10^4}{0,5 \cdot 0,4 \cdot 200 \cdot 67 \cdot 10^3 \cdot 0,160} = 1,54\text{cm}^4$$

A partir da tabela de dimensões dos núcleos EE, escolhe-se o núcleo E 42/15 (Apêndice 5).

c) Cálculo do entreferro:

Seja a corrente no primário do transformador, com a forma indicada na Fig. 2.13.

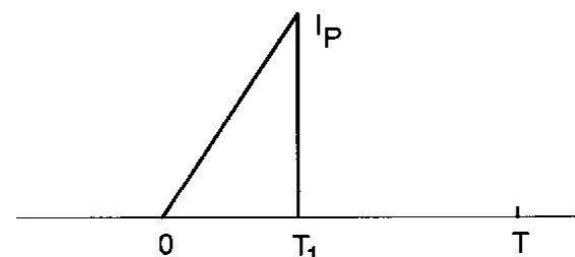


Fig. 2.13: Corrente no primário do Transformador.

A energia acumulada no indutor, no instante T_1 será:

$$\Delta W = \frac{1}{2} L I_P^2 \quad (2.86)$$

$$\Delta W = \frac{1}{2} BHV \quad (2.87)$$

Sendo V o volume do entreferro do transformador.

$$H = \frac{B}{\mu_0} \quad (2.88)$$

$$\Delta W = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} V \quad (2.89)$$

$$V = A\delta \quad (2.90)$$

$$\Delta W = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} A_e \delta \quad (2.91)$$

A_e - área da perna central do núcleo;

δ - entreferro.

$$\boxed{\delta = \frac{2\mu_0 \Delta W}{B^2 A_e}} \quad (2.92)$$

Sendo:

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (SI) - permeabilidade do ar

Está sendo considerado um núcleo EE como o representado na Fig. 2.14.

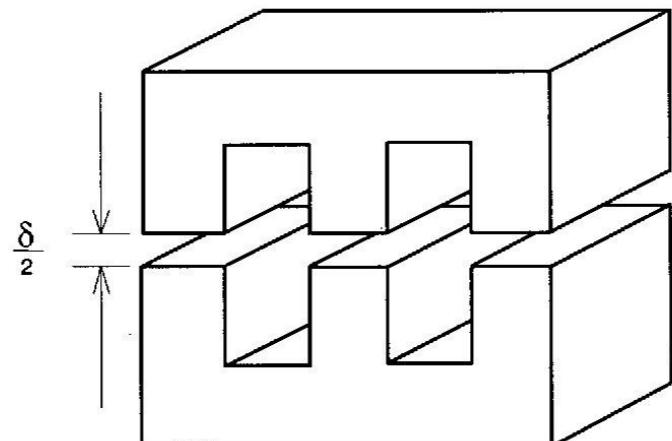


Fig. 2.14: Núcleo de ferrite do tipo EE.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \Delta W f \quad (2.93)$$

Assim:

$$\Delta W = \frac{P_{out}}{\eta f} \quad (2.94)$$

A densidade de fluxo de saturação para um núcleo de ferrite é da ordem de 0,3Tesla. A densidade de trabalho, inferior ao valor de B_{max} , depende da freqüência de trabalho. Quando a freqüência aumenta, o valor de B deve diminuir para manter as perdas reduzidas e impedir uma temperatura excessiva no núcleo.

Deve haver garantias de que quando a tensão de entrada alcance o seu valor mínimo, D mantenha-se menor ou igual a D_{max} e a energia acumulada seja mantida.

Seja a expressão (2.95):

$$\frac{P_{out}}{f\eta} = \frac{1}{2} L I_P^2 \quad (2.95)$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} L I_P^2 f \eta \quad (2.96)$$

Por outro lado

$$V_{min} = \frac{L I_P}{T_{1max}} = \frac{L I_P}{D_{max} T} = \frac{L I_P f}{D_{max}} \quad (2.97)$$

$$L = \frac{V_{\min} D_{\max}}{I_P f} \quad (2.98)$$

Assim:

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} I_P^2 f \eta \frac{V_{\min} D_{\max}}{I_P f} = \frac{1}{2} I_P \eta V_{\min} D_{\max} \quad (2.99)$$

Assim:

$$I_P = \frac{2P_{\text{out}}}{\eta V_{\min} D_{\max}} \quad (2.100)$$

Seja:

$$D_{\max} = 0,4$$

$$\eta = 0,7$$

Assim:

$$I_P = \frac{7,14 P_{\text{out}}}{V_{\min}} \quad (2.101)$$

d) Exemplo numérico:

Seja uma fonte com as seguintes características:

$$P_{\text{out}} = 60W$$

$$f = 67\text{kHz}$$

$$V_{\min} = 36V$$

$$V_{\max} = 76V$$

$$\eta = 0,7$$

$$I_P = \frac{7,14 P_{\text{out}}}{V_{\min}} = \frac{7,14 \cdot 60}{36} \cong 12A$$

$$\Delta W = \frac{P_{\text{out}}}{\eta f} = \frac{60}{0,7 \cdot 67 \cdot 10^3} = 1,28 \cdot 10^{-3} J$$

$$\delta = \frac{2\mu_0 \Delta W}{B^2 A_e}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

$$B = 0,160T$$

Seja o núcleo E 42/15. Assim:

$$A_e = 181 \text{mm}^2 = 181 \times 10^{-6} \text{m}^2$$

$$\delta = \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,28 \cdot 10^{-3}}{0,160^2 \cdot 181 \cdot 10^{-6}} = \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 1,28}{0,160^2 \cdot 181} 10^{-4}$$

$$\delta = 0,69mm$$

$$lg = \frac{\delta}{2} = 0,345mm$$

e) Enrolamento primário:

Seja a relação:

$$0,4\pi N_P I_P = B\delta \quad (2.102)$$

N_P - número de espiras do enrolamento primário.

$$N_P = \frac{B\delta}{0,4\pi I_P} \quad (2.103)$$

(B em Gauss)

(δ em cm)

Com os valores obtidos no item anterior, obtém-se:

$$N_P = \frac{1600 \cdot 0,069}{0,4 \cdot \pi \cdot 12}$$

$N_P = 7,32$ espiras

f) Enrolamento secundário:

A tensão no secundário é dada pela relação:

$$V_S = V_{out} + V_F \quad (2.104)$$

onde V_F representa a queda de tensão no diodo.

Para que a desmagnetização seja assegurada:

$$\frac{N_P}{N_S} V_S T_0 = V_P T_1 = \Delta\phi \quad (2.105)$$

Seja para o pior caso:

$$T_0 = T_2 = T - T_{1max} \quad (2.106)$$

$$\frac{N_P}{N_S} V_S (T - T_{1max}) = V_P T_{1max} \quad (2.107)$$

Assim:

$$\frac{N_P}{N_S} V_S (1 - D_{max}) = V_P D_{max} \quad (2.108)$$

$$N_S = N_P \frac{V_S}{V_P} \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}} \quad (2.109)$$

$$V_P = V_{min} \quad (2.110)$$

$$N_S = N_P \frac{(V_{out} + V_F)(1 - D_{max})}{V_P D_{max}} \quad (2.111)$$

Seja:

$$V_{out} = 12V$$

$$V_F = 1V$$

$$D_{max} = 0,4$$

$$N_P = 7,32$$

Assim:

$$N_S = \frac{7,32 \cdot (12+1)(1-0,4)}{36 \cdot 0,4}$$

$$N_S \approx 4 \text{ espiras}$$

- g) Enrolamento secundário para múltiplas saídas:

Para cada saída é empregada uma expressão do tipo:

$$N_{S_n} = N_P \frac{(V_{out_n} + V_F)(1 - D_{max})}{V_{min} - D_{max}} \quad (2.112)$$

Sendo n um enrolamento qualquer secundário.

CAPÍTULO 3

FONTES CHAVEADAS DO TIPO FORWARD

3.1 - Conversor Buck

- a) Estrutura e etapas de funcionamento para condução contínua

A estrutura de um conversor Buck está representada na Fig. 3.1.

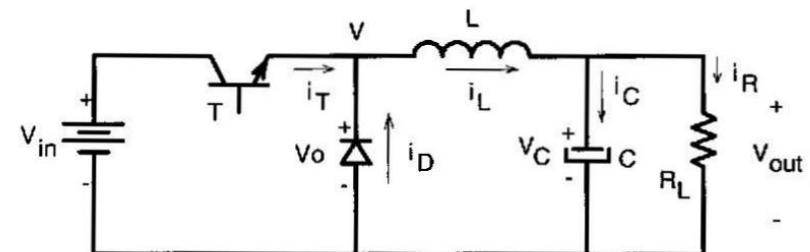


Fig. 3.1: Estrutura de um conversor do tipo Buck.

1^a Etapa: A primeira etapa de funcionamento é mostrada na Fig. 3.2.

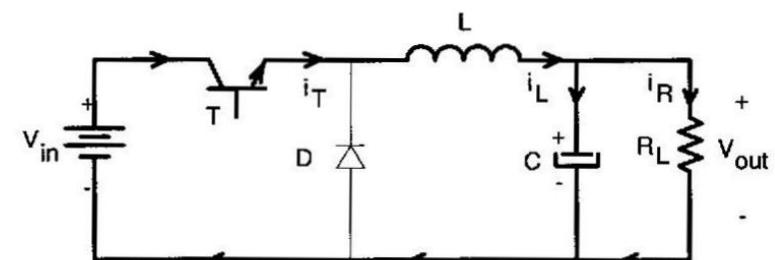


Fig. 3.2: 1^a Etapa de funcionamento.

O transistor T se encontra saturado e o diodo D bloqueado; a corrente i_L aumenta.

2^a Etapa: A segunda etapa de funcionamento é mostrada na Fig. 3.3.

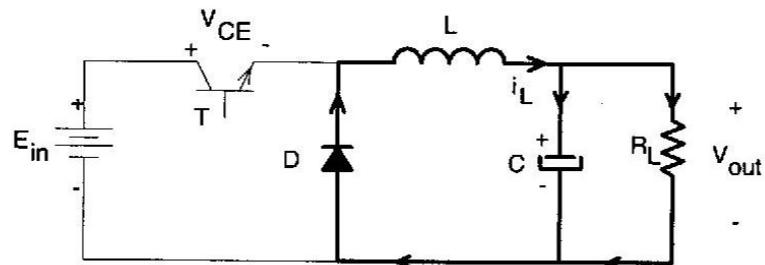


Fig. 3.3: 2^a Etapa de funcionamento.

O transistor T encontra-se bloqueado e o diodo D conduz a corrente i_L , que é decrescente.

b) Formas de onda considerando os componentes ideais

As principais formas de onda do conversor Buck são apresentadas na Fig. 3.4.

c) Análise das grandezas envolvidas

c.1) Tensão média na carga (V_{out})

Como $V_{Lmd} = 0$, $V_{out} = V_{Dmd}$

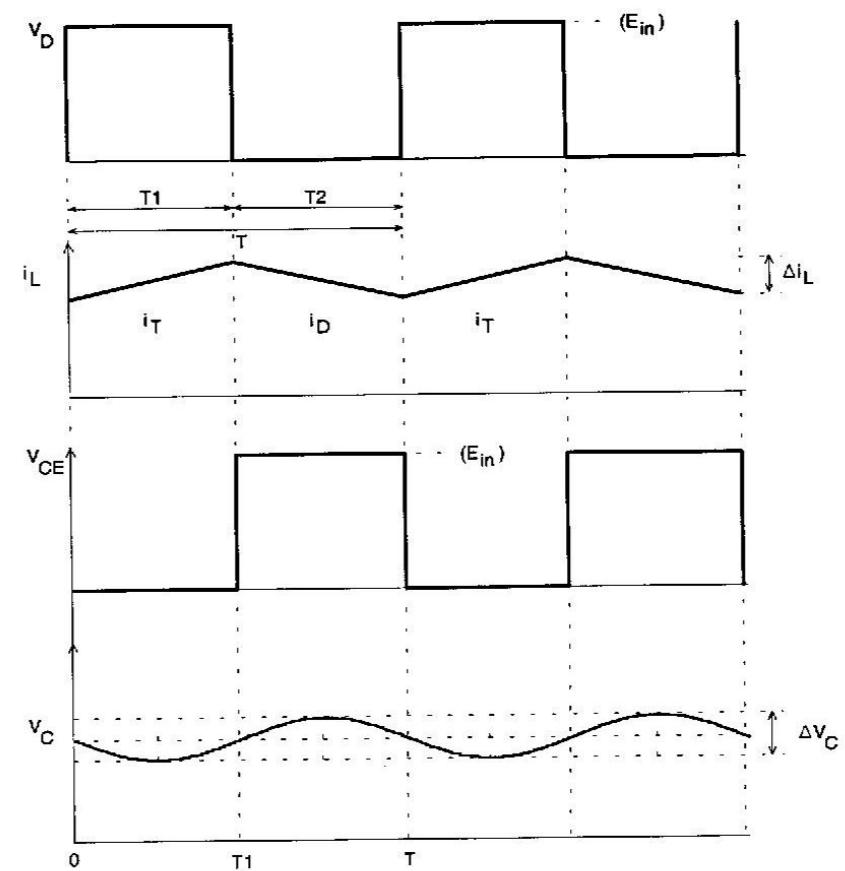


Fig. 3.4: Formas de onda para o conversor Buck.

Assim:

$$V_{out} = \frac{T_1}{T} V_{in} \quad (3.1)$$

$$D = \frac{T_1}{T} \quad (3.2)$$

Assim:

$$V_{out} = DV_{in}$$

(3.3)

ou

$$L = \frac{V_{in}}{4f \Delta i_{Lmax}}$$

(3.10)

c.2) Corrente no indutor (Δi_L)

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} - V_{out})}{L} T_1 = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \frac{T_1}{T} T$$

(3.4)

$$I_P = \frac{\Delta i_L}{2} + i_R$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{Lf} D$$

(3.5)

$$I_P = \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{V_{out}}{R_L}$$

Considerando:

$$\Delta i_L \approx 0,4 I_{md}$$

(3.6)

Sendo I_P a corrente de pico no indutor L.

$$I_P = \frac{V_{out}}{R_L} + \frac{V_{in}(1-D)D}{2fL}$$

$$V_{out} = DV_{in}$$

(3.7)

c.3) Correntes de pico no transistor e no diodo

Assim:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}(1-D)D}{fL}$$

(3.8)

$$I_{TP} = I_{DP} = I_P$$

Δi_{Lmax} ocorre para $D_{max} = 0,5$ Assim:

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{V_{in}}{4fL}$$

(3.9)

c.4) Tensão no capacitor (V_C)

No capacitor circula a componente alternada da corrente i_L , enquanto no resistor circula a componente média.

Assim:

$$i_C \equiv \frac{\Delta i_L}{2} \sin(2\pi f t) \quad (3.15)$$

onde $f \rightarrow$ freqüência de chaveamento

$$V_{CA} = \frac{1}{C} i_C dt = \frac{\Delta i_L}{2C} \int \sin(2\pi f t) dt \quad (3.16)$$

$$V_{CA} = \frac{\Delta i_L}{2\pi f 2C} \cos(2\pi f t) \quad (3.17)$$

Assim:

$$\boxed{\frac{\Delta V_C}{2} = \frac{\Delta i_L}{4\pi f C}} \quad (3.18)$$

Desse modo:

$$\boxed{C = \frac{\Delta i_L}{2\pi f \Delta V_C}} \quad (3.19)$$

Normalmente adota-se:

$$\Delta V_C = 0,01 V_{out} \quad (3.20)$$

c.5) Efeito da RSE do capacitor

$$V_{RSE} = RSE \cdot i_{L_{CA}} = RSE \cdot i_C \quad (3.21)$$

$$P_{RSE} = RSE \cdot i_{L_{CA_{ef}}}^2 = RSE \cdot i_C^2 \quad (3.22)$$

As tensões V_{RSE} e ΔV_C encontram-se em quadratura e a rigor devem ser adicionadas ponto a ponto para se determinar a forma e os valores exatos da tensão de carga. A experiência demonstra, porém que o valor de V_{RSE} em geral é predominante e pode ser tomada como a única responsável pela ondulação da tensão de carga.

d) Exemplo de Cálculo

$$\begin{aligned} V_{out} &= 10V \\ \Delta V_{out} &= 100mV \text{ (pico-a-pico)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_R &= 10A \\ V_{in_{max}} &= 40V \\ V_{in_{min}} &= 25V \\ f_{max} &= 50kHz \end{aligned}$$

$$\text{d.1)} \quad V_{out} = DV_{in}$$

$$D_{max} = \frac{V_{out}}{V_{in_{min}}} = \frac{10}{25} = 0,4$$

$$D_{\max} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in max}}} = \frac{10}{40} = 0,25$$

d.2) $L = \frac{V_{\text{in}}(1-D)D}{f \Delta i_L}$

$$\Delta i_L = 0,4 I_{\text{md}} = 0,4 \cdot 10 = 4 \text{ A}$$

$$f = 50 \text{ kHz}$$

$$V_{\text{in}} = 40 \text{ V}$$

$$D = 0,25$$

$$L = \frac{40 \cdot 0,75 \cdot 0,25}{50 \cdot 10^3 \cdot 4} = 37,5 \mu\text{H}$$

d.3) $\Delta V_C = 0,01 V_{\text{out}} = 0,01 \cdot 10 = 0,1 \text{ V}$

$$C = \frac{\Delta i_L}{2\pi f \Delta V_C} = \frac{4}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0,1}$$

C = 127 \mu\text{F}

d.4) $RSE = \frac{\Delta V}{\Delta i_L} = \frac{0,1}{4}$

$$RSE = 0,025 \Omega$$

Ao selecionar um capacitor que satisfaça a restrição da RSE, você verificará que ele terá uma capacidade muito maior que 127 μF .

3.2 - Conversor Forward (Buck isolado)

a) Estrutura e etapas de funcionamento para condução contínua:

A estrutura do conversor Forward está representada na

Fig. 3.5.

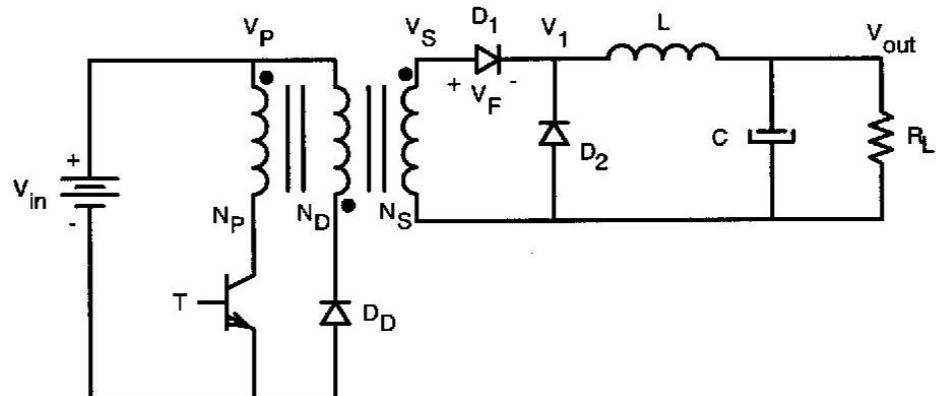


Fig. 3.5: Conversor Forward.

Onde:

N_P - enrolamento primário;

N_S - enrolamento secundário;

N_D - enrolamento de desmagnetização.

A seguir serão descritas as etapas de funcionamento, considerando os componentes ideais e o transformador sem indutância de dispersão.

1^a Etapa: O transistor T encontra-se saturado; os diodos D_D e D₂ encontram-se bloqueados; D₁ encontra-se em condução; não há corrente no enrolamento de desmagnetização.

$$V_P = V_{in} \quad (3.23)$$

$$V_S = \frac{N_S}{N_P} V_P \quad (3.24)$$

O circuito equivalente da 1^a etapa, visto do lado primário do transformador, está representado na Fig. 3.7.

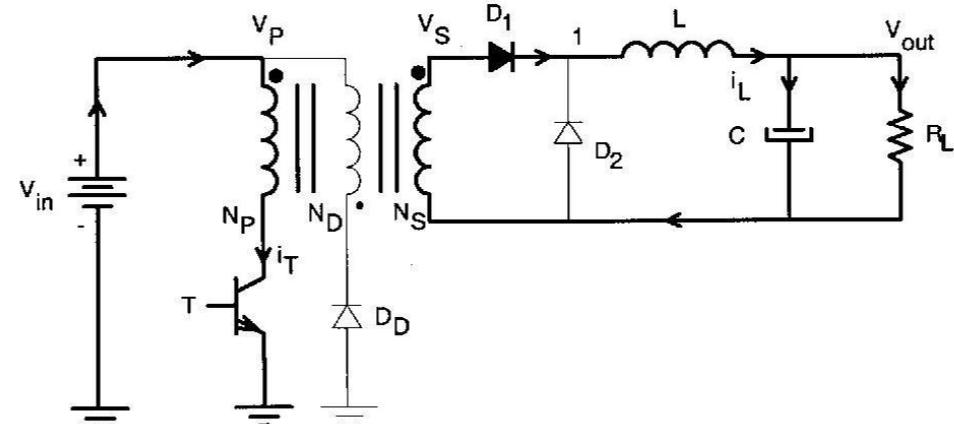


Fig. 3.6: 1^a Etapa de funcionamento.

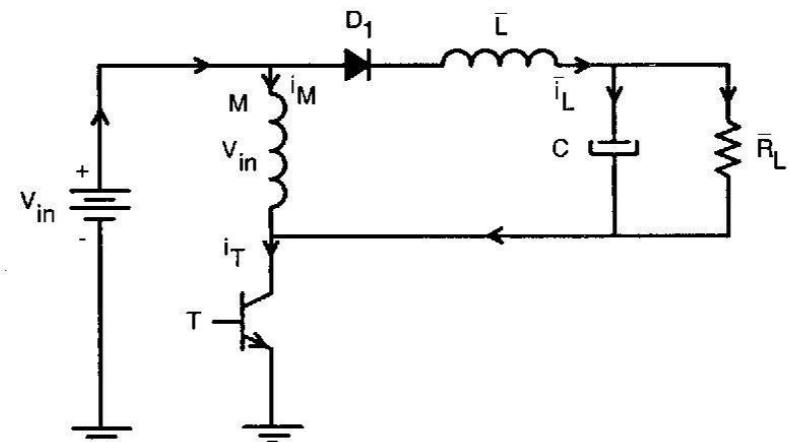


Fig. 3.7: Circuito equivalente para a 1^a etapa.

M - indutância magnetizante do transformador.

$$\bar{i}_L = i_L \frac{N_S}{N_P} \quad (3.25)$$

$$i_M = \frac{V_{in}}{M} t \quad (3.26)$$

$$i_T = i_M + \bar{i}_L = i_M + i_L \frac{N_S}{N_P} \approx i_L \frac{N_S}{N_P} \quad (3.27)$$

$$I_{in} = I_T = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{P_{out}}{\eta V_{in}} = DI_P \quad (3.28)$$

$$I_P = \frac{P_{out}}{\eta V_{in} D} \quad (3.29)$$

Seja 20% de acréscimo devido a magnetizante:

$$I_P = \frac{1,2 P_{out}}{\eta V_{in} D} \quad (3.30)$$

$$I_{Pmax} = \frac{1,2 P_{out}}{\eta V_{in_{min}} D_{max}} \quad (3.31)$$

Se $D_{max} = 0,4$ e $\eta = 0,75$ tem-se:

$$I_{Pmax} = \frac{1,2}{0,4 \cdot 0,75} \frac{P_{out}}{V_{in_{min}}} \equiv 4 \frac{P_{out}}{V_{in_{min}}} \quad (3.32)$$

2ª Etapa: O transistor T é mantido bloqueado; D_1 se bloqueia e a corrente i_L do indutor de filtragem circula pelo diodo D_2 ; a energia acumulada na indutância magnetizante é devolvida à fonte V_{in} através do diodo D_D .

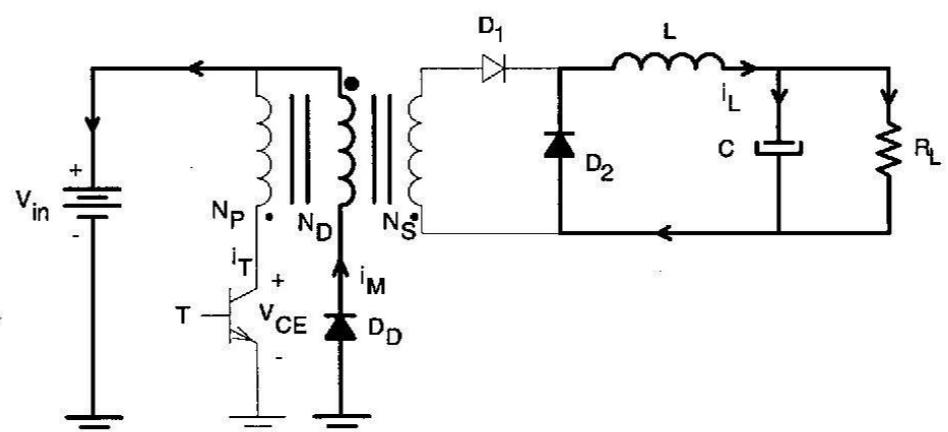


Fig. 3.8: 2ª Etapa de funcionamento.

Durante a 2ª etapa de funcionamento o transformador deve ser inteiramente desmagnetizado, caso contrário ele saturará e provocará um mau funcionamento no conversor.

b) Formas de onda considerando os componentes ideais

As formas de onda mais importantes estão representadas na Fig. 3.9.

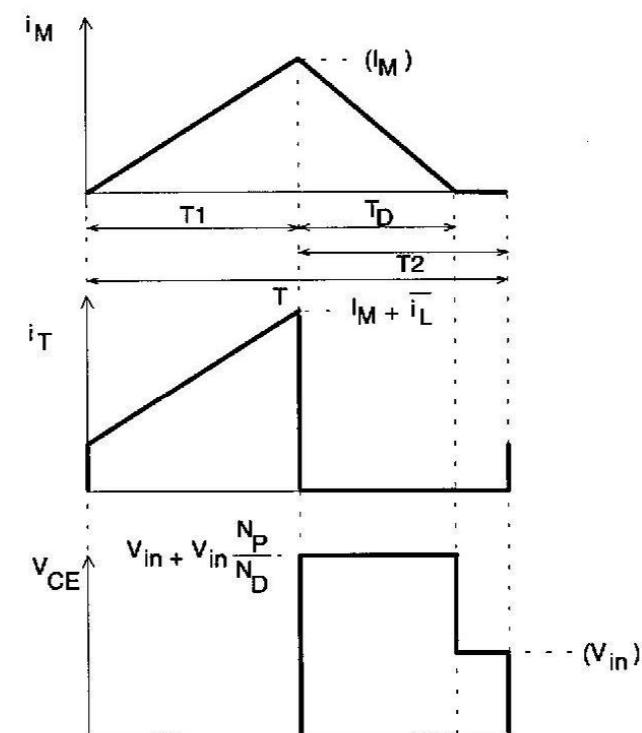


Fig. 3.9: Formas de onda para o conversor Forward.

c) Análise das grandezas envolvidas

Para que a desmagnetização seja assegurada é necessário que quando a razão cíclica for máxima, $T_D = T_2$. Assim:

$$N_P V_{in} T_1 = N_D T_2 V_{in} \quad (3.33)$$

Desse modo:

$$N_P T_1 = N_D T_2 \quad (3.34)$$

ou

$$\frac{N_P}{N_D} = \frac{T_1}{T_2} = \frac{T - T_1}{T_1} = \frac{T}{T_1} - 1 \quad (3.35)$$

$$\boxed{\frac{N_P}{N_D} = \frac{1}{D_{max}} - 1} \quad (3.36)$$

Assim:

$$V_{CE\max} = V_{in} \left(1 + \frac{N_P}{N_D} \right) = \frac{V_{in}}{D_{max}} \quad (3.37)$$

$$\boxed{V_{CE\max} = \frac{V_{in}}{D_{max}}} \quad (3.38)$$

Normalmente toma-se $D_{max} = 0,5$. Assim:

$$\boxed{V_{CE\max} = 2V_{in} \quad e \quad \frac{N_P}{N_D} = 1} \quad (3.39)$$

d) Cálculo do indutor de filtragem

Seja a corrente no indutor, representada na Fig. 3.4.

$$\phi = LI = BA_e N \quad (3.40)$$

Assim:

$$N = \frac{LI}{BA_e} = \frac{LI_{pk}}{B_{max}A_e} \quad (3.41)$$

Tomando-se o resultado em espiras:

$$\boxed{N = \frac{LI_{pk}}{B_{max}A_e} \cdot 10^4 \text{ [espiras]}} \quad (3.42)$$

$L \rightarrow [H]$
 $I_{pk} \rightarrow [A]$
 $B_{max} \rightarrow [\text{Teslas}]$
 $A_e \rightarrow [\text{cm}^2]$

A expressão (3.42) define o valor de L em função do número de espiras (N).

Seja a relação (3.43):

$$NI = JA_p = JA_w k_w \quad (3.43)$$

Assim:

$$N = \frac{A_w J K_w}{I} = \frac{A_w k_w J_{max}}{I_{ef}} \quad (3.44)$$

$$\frac{LI_{pk}}{B_{max} A_e} = \frac{A_w k_w J_{max}}{I_{ef}} \quad (3.45)$$

Desse modo:

$$A_e A_w = \frac{LI_{pk} I_{ef}}{k B_{max} J_{max}} \quad (3.46)$$

onde:

A_e - área efetiva da perna central do núcleo;

A_w - área da janela (onde é situado o enrolamento);

K_w - fator de enrolamento;

B_{max} - máxima densidade de fluxo magnético;

J_{max} - máxima densidade de corrente elétrica.

Se a ondulação da corrente for pequena pode-se adotar:

$$I_{ef} = I_{pk} \quad (3.47)$$

$$A_e A_w = \frac{LI_{pk}^2}{k B_{max} J_{max}} \quad (3.48)$$

Tornando todas as dimensões em cm:

$$A_e A_w = \frac{LI_{pk}^2}{k B_{max} J_{max}} \cdot 10^4 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.49)$$

$B_{max} \cong 0,3$ Teslas;
 $J_{max} \cong 450$ A/cm²;
 $k = 0,7$;
 L [H];
 I [A].

O cálculo do entreferro é realizado como segue.

$$L = \frac{N^2}{R_0} = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{\ell g} \quad (3.50)$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (ar)}$$

$$\ell g = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L} 10^{-2} [\text{cm}] \quad (3.51)$$

e) Exemplo de cálculo de indutor

Dando continuidade ao exemplo do item d:

$$L = 37,5 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

$$I_{pk} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2} = 10 + 2 = 12 \text{ A}$$

$$e.1) \quad A_e A_w = \frac{37,5 \cdot 10^{-6} \cdot 12^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450}$$

$$A_e A_w \cong 0,57 \text{ cm}^4$$

Escolhendo-se o núcleo E-30/14

$$A_w = 0,85 \text{ cm}^2; \\ A_e = 1,20 \text{ cm}^2.$$

$A_w A_e = 1,02 \text{ cm}^4$. Desse modo este núcleo pode ser adotado como primeira tentativa.

$$e.2) \quad N = \frac{LI_{pk}}{BA_e} 10^4 = \frac{37,5 \cdot 10^{-6} \cdot 12 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,20}$$

$N \cong 13$ espiras. Bitola do fio = 13 AWG ou 12 AWG.

$$e.3) \quad \ell g = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L} 10^{-2} = \frac{13^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,20}{37,5 \cdot 10^{-6}} 10^{-2}$$

$$\boxed{\ell g = 0,068 \text{ cm}} \quad \ell g - \text{entreferro do núcleo.}$$

f) Cálculo do Transformador

Seja um transformador para um conversor Forward, com vários enrolamentos, onde:

AM - área ocupada pelos condutores do enrolamento M. Assim:

$$A_w k_w = A_1 + A_2 + \dots + AM \quad (3.52)$$

A_w - área da janela do núcleo;

k_w - fator de enrolamento, igual a 0,4 para os transformadores, devido ao material isolante que separa os enrolamentos;

$A_w k_w$ - área total ocupada pelo cobre;

A_p - área do enrolamento primário;

A_s - área do enrolamento secundário.

$$A_p = A_w k_w k_p \quad (k_p = 0,5) \quad (3.53)$$

Admite-se que o cobre do enrolamento primário ocupe a metade da área total de cobre.

Desse modo:

$$A_s = A_p \quad (3.54)$$

Consideremos as relações:

$$N_p I_p = A_p J = k_w k_p A_w J \quad (3.55)$$

$$N_p = \frac{k_w k_p A_w J}{I_p} \quad (3.56)$$

$$I_p = \frac{4P_{out}}{V_{in\min}} \quad (3.57)$$

Assim:

$$N_p = \frac{k_w k_p A_w J V_{in\min}}{4P_{out}} \quad (3.58)$$

$$A_w = \frac{4P_{out} N_p}{k_w k_p J V_{in\min}} \quad (3.59)$$

Seja a Lei de Faraday:

$$Edt = Nd\phi \quad (3.60)$$

$$V_{in} T_1 = N_p \Delta B A_e \quad (3.61)$$

$$A_e = \frac{V_{in\min} T_{1\max}}{N_p \Delta B} \quad (3.62)$$

$$T_{1\max} = D_{\max} T = \frac{D_{\max}}{f} \quad (3.63)$$

$$A_e = \frac{V_{in\min} D_{\max}}{N_p \Delta B f} \quad (3.64)$$

$$A_e A_w = \frac{V_{in\min} D_{\max}}{N_p \Delta B f} \frac{4P_{out} N_p}{k_w k_p J V_{in\min}} \quad (3.65)$$

$$A_e A_w = \frac{4P_{out} D_{\max}}{k_w k_p J f \Delta B} \quad (3.66)$$

Seja $D_{\max} = 0,5$. Assim, considerando-se também o rendimento tem-se:

$$A_e A_w = \frac{2P_{out}}{k_w k_p J f \Delta B \eta} \quad (3.67)$$

Tomando todas as dimensões em cm, obtém-se:

$$A_e A_w = \frac{2P_{out}}{k_w k_p J_f \Delta B \eta} 10^4 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.68)$$

onde:

$$J = 450 \text{ A/cm}^2;$$

$$\Delta B = 0,3 \text{ Teslas.}$$

Com a expressão deduzida escolhe-se o tamanho do núcleo a ser empregado.

Após o núcleo ter sido escolhido, determina-se o número de espiras do primário:

$$N_p = \frac{V_{in_{min}} T_{l_{max}}}{A_e \Delta B} \quad (3.69)$$

$$N_p = \frac{V_{in_{min}} D_{max}}{A_c \Delta B f} \quad (3.70)$$

$$N_p = \frac{V_{in_{min}}}{2A_e \Delta B f} \quad (3.71)$$

O passo seguinte é o cálculo do número de espiras do enrolamento secundário. A partir do estágio de saída do conversor representado na Fig. 3.5, obtém-se a relação (3.72):

$$V_{out} = V_1 D = (V_s - V_F) D \quad (3.72)$$

$$V_{out} = V_{in} \frac{N_s}{N_p} D - V_F D \quad (3.73)$$

$$V_{in} \frac{N_s}{N_p} D = V_{out} + V_F D \quad (3.74)$$

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_{out} + V_F D}{V_{in} D} \quad (3.75)$$

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_{out} + V_F D_{max}}{V_{in_{min}} D_{max}} \quad (3.76)$$

Considerando a redução de tensão provocada pelos tempos de comutação do transistor, recomenda-se o emprego da seguinte expressão:

$$\frac{N_s}{N_p} = n = 1,1 \frac{(V_{out} + V_F D_{max})}{V_{in_{min}} D_{max}} \quad (3.77)$$

Caso existam vários secundários, deve-se calcular em primeiro lugar o número de espiras do enrolamento que corresponde à menor tensão de saída; deve-se tomar um número inteiro, para facilitar a fabricação do transformador, no valor mais próximo acima do calculado.

Como passo seguinte, deve-se recalcular o valor de N_p , com o emprego da relação:

$$N_p = \frac{N_s}{n} \quad (3.78)$$

Se o novo valor for diferente do primeiro N_p calculado, deve-se verificar o novo valor de ΔB . Se não for satisfatório deve-se escolher um novo núcleo e repetir todos os passos de cálculo.

g) Exemplo de cálculo do transformador

$$V_{out} = 12V$$

$$P_{out} = 120W$$

$$f = 20kHz$$

$$V_{in} = 311 \pm 20\%V$$

$$V_{1\ min} \equiv 249V$$

$$\eta = 75\%$$

$$\begin{array}{ll} \text{Tomando: } k_w = 0,4 & V_F = 1,0 \\ k_p = 0,5 & D_{max} = 0,4 \\ J = 450A/cm^2 & \\ \Delta B = 0,3T & \end{array}$$

$$g.1) A_e A_w = \frac{2 \cdot 120 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,5 \cdot 450 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,3 \cdot 0,75} = 7,9cm^4$$

Tomando o núcleo E 55 obtém-se:

$$\begin{aligned} A_e &= 3,54cm^2 \\ A_w &= 2,50cm^2 \quad \rightarrow \quad A_e A_w = 8,85cm^4 \end{aligned}$$

Portanto o núcleo escolhido deve ser inicialmente adotado.

$$g.2) N_p = \frac{V_{1\ min}}{2A_e \Delta B f} = \frac{249}{2 \cdot 3,54 \cdot 10^{-4} \cdot 0,3 \cdot 20 \cdot 10^3}$$

$$N_p \cong 59 \text{ espiras.}$$

$$\frac{N_s}{N_p} = n = 1,1 \frac{(12 + 1,0 \cdot 0,4)}{249 \cdot 0,4} = 0,137$$

$$N_s = n N_p = 0,137 \cdot 59 = 8 \text{ espiras}$$

g.3) Enrolamento de desmagnetização: possuirá 59 espiras (igual ao enrolamento primário) com 20% da corrente primária.

g.4) Corrente eficaz secundária

$$I_{S_{ef}} \cong \frac{I_{out}}{\sqrt{2}} = \frac{10}{1,41} \cong 7,1A$$

Será adotado o fio 15 AWG.

g.5) Corrente no enrolamento primário

$$I_p = \frac{4P_{out}}{V_{min}} = \frac{4 \cdot 120}{249} \cong 1,93A$$

$$I_{ef} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \cong 1,4A$$

Será empregado o fio 22 AWG.

CAPÍTULO 4

CONVERSORES BRIDGE, HALF-BRIDGE E PUSH-PULL

4.1 - Conversor em meia-ponte (Half-Bridge)

a) Estrutura e etapas de funcionamento

A estrutura básica do conversor em meia-ponte está representada na Fig. 4.1.

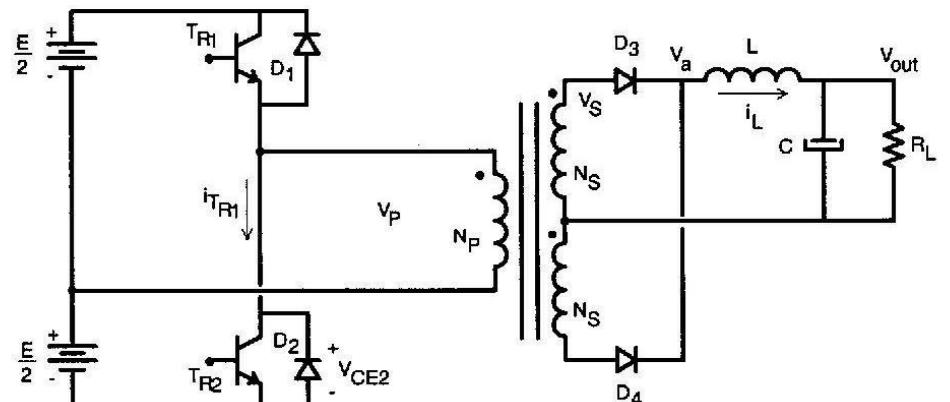


Fig. 4.1: Conversor meia-ponte.

Definições:

$$D = \frac{T_1}{T} = \text{razão cíclica};$$

T - período da tensão de entrada do filtro de saída;

$T_s = 2T$ - período de funcionamento do conversor.

Nas etapas de funcionamento descritas a seguir, o transformador é considerado ideal.

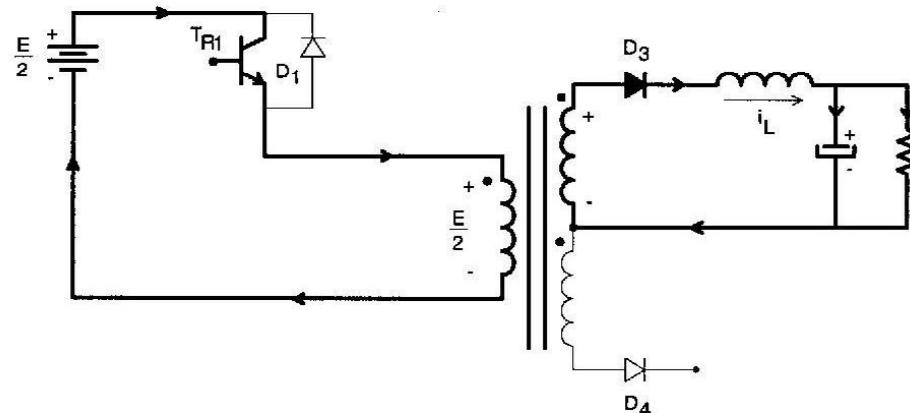


Fig. 4.2: 1^a Etapa de funcionamento (T_{R1} e D_3 conduzem a corrente).

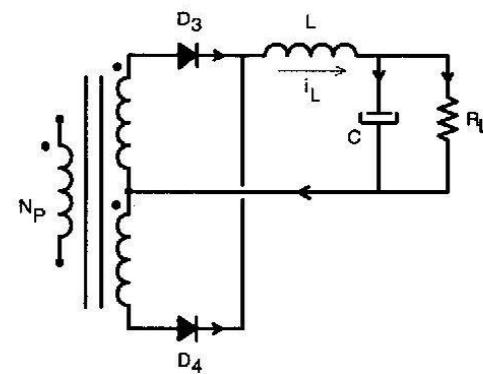


Fig. 4.3: 2^a Etapa de funcionamento (os dois interruptores são mantidos bloqueados).

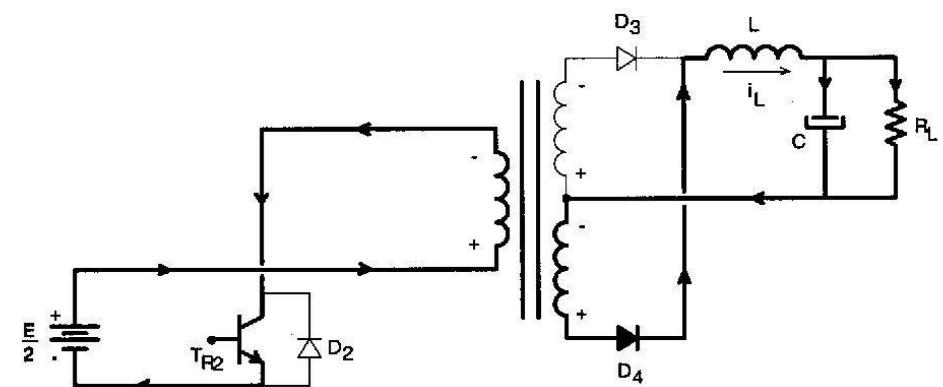


Fig. 4.4: 3^a Etapa de funcionamento (T_{R2} é mantido fechado; D_4 conduz a corrente de carga).

As formas de onda mais importantes estão representadas na Fig. 4.5.

b) Relações básicas

$$V_{\text{out}} = \frac{E}{2} \frac{N_S}{N_P} D \quad (4.1)$$

$$V_{CE_{\max}} = E \quad (4.2)$$

$$P_{\text{in}} = \frac{E}{2} i_{TR} \frac{T_1}{T} = \frac{P_{\text{out}}}{\eta} \quad (4.3)$$

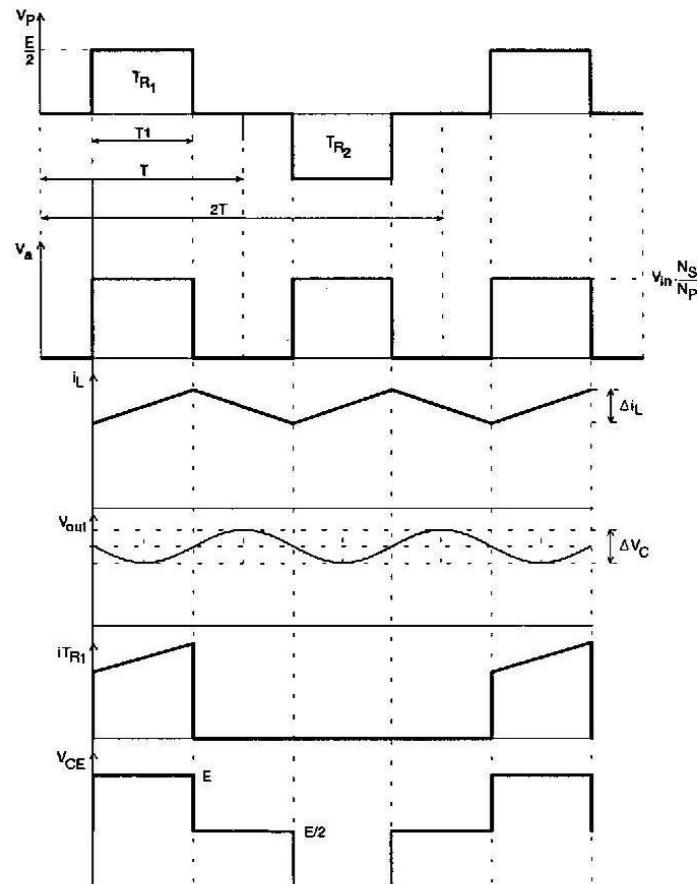


Fig. 4.5: Formas de onda para o conversor representado na Fig. 4.1.

Assim:

$$i_{TR} = \frac{P_{out}}{\eta} \frac{T^2}{T_1 E} \quad (4.4)$$

Seja $\eta = 0,8$.

Assim:

$$i_{TR} \cong \frac{2,5 P_{out}}{E} \frac{T}{T_1} \quad (4.5)$$

$$\text{Seja } \frac{T_1}{T} = 1$$

Considerando o efeito da componente magnetizante da corrente pode-se adotar:

$$i_{TR} \cong \frac{3 P_{out}}{E}$$

OBS.: As tensões e correntes nos diodos e o filtro de saída são calculados de modo semelhante ao conversor Forward.

Deve-se considerar o fato de que a freqüência da corrente do filtro de saída é o dobro da freqüência de comutação.

c) O capacitor série

Nos conversores *Full-Bridge* ou *Half-Bridge*, emprega-se em série com o primário do transformador um capacitor destinado a impedir a circulação de componentes contínuas de corrente no próprio transformador. Tais correntes provocariam a saturação do núcleo, provocando como consequência uma provável falha de um dos interruptores (ou ambos).

A componente contínua aparece devido às desigualdades dos tempos de comutação dos interruptores.

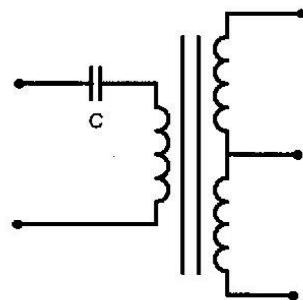


Fig. 4.6: Capacitor em série com o transformador.

O capacitor série (C) e a indutância de filtragem formam um circuito ressonante, cuja freqüência de ressonância é dada pela expressão (4.8).

$$L_p = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 L \quad (4.7)$$

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C}} \quad (4.8)$$

Assim:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_R^2 \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 L} \quad (4.9)$$

É recomendado tomar f_R 4 vezes menor que a freqüência de comutação. Assim:

$$f_R = \frac{f_s}{4} \quad (4.10)$$

sendo f_s a freqüência de comutação do conversor.

Desse modo:

$$C = \frac{4}{\pi^2 f_s^2 \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 L} \quad (4.11)$$

Outro aspecto a ser considerado na escolha do capacitor é a sua impedância; quanto menor o valor de C, maior será a queda de tensão que ele provoca, consequentemente provocando uma redução da tensão de saída. Seja a Fig. 4.7.

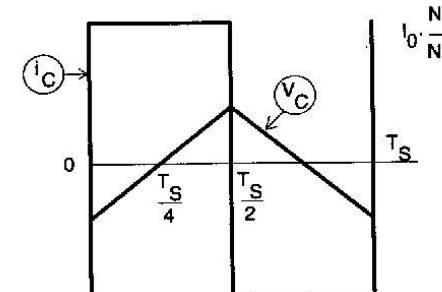


Fig. 4.7: Tensão e corrente no capacitor série.

$$V_{C_{\max}} = I_o \frac{N_s}{N_p} \frac{T_s}{4} \frac{1}{C} = I_o \frac{N_s}{N_p} \frac{1}{4f_s C} \quad (4.12)$$

$$\Delta V_C = 2V_{C_{\max}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{2f_s C} \quad (4.13)$$

Assim:

$$C \geq \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{2f_s \Delta V_C} \quad (4.14)$$

Recomenda-se $0,05E \leq \Delta V_C \leq 0,1E$.

d) Exemplo de cálculo

Sejam os seguintes valores:

$$f_s = 20\text{kHz} \quad \frac{N_p}{N_s} = 10$$

$$P_{out} = 200\text{W}$$

$$L = 20\mu\text{H} \quad f_R = \frac{f_s}{4} = 5\text{kHz}$$

$$E = 320 \pm 20\%\text{V}$$

Assim, pelo 1º critério:

$$C \geq \frac{4}{\pi^2 4 \cdot 10^8 \cdot 100 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 0,5\mu\text{F}$$

Pelo segundo critério:

$$E_{min} = 0,8 \cdot 320 = 256\text{V}$$

$$I_C = \frac{3P_{out}}{E_{min}} = \frac{N_s I_o}{N_p}$$

$$I_C = \frac{3 \cdot 200}{256} = 2,34\text{A}$$

$\Delta V_C = 20\text{V}$. Assim:

$$C \geq \frac{2,34}{2 \cdot 20000 \cdot 20} \cong 3\mu\text{F}$$

Deve portanto ser empregado um capacitor de $3\mu\text{F}$; por segurança é recomendado um capacitor de 200V .

É importante que seja empregado um capacitor para tensão alternada de baixas perdas (polipropileno).

e) Diodos de Recuperação

Os diodos colocados em antiparalelo com os interruptores são chamados de diodos de recuperação e têm por finalidade devolver à fonte E a energia acumulada na indutância de dispersão do

transformador e ao mesmo tempo impedir que um interruptor fique submetido a uma tensão V_{CE} negativa. Devem ser empregados diodos rápidos com tensão de bloqueio maior que a tensão nominal dos interruptores.

4.2 - Conversor em Ponte Completa (Full-Bridge)

A topologia do tipo *Half-Bridge* normalmente é recomendada para potências inferiores a 500W; para potências maiores é empregado o conversor do tipo *Full-Bridge*, com topologia representada na Fig. 4.8.

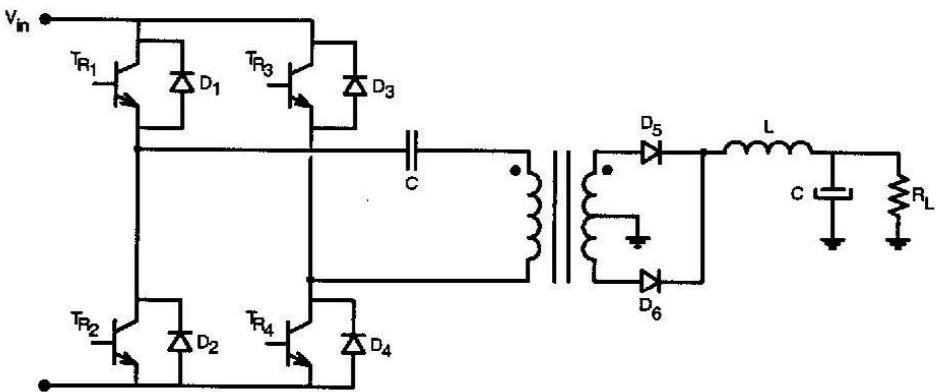


Fig. 4.8: Conversor CC-CC do tipo Full-Bridge.

4.3 - Conversor Push-Pull

O conversor *Push-Pull* pode ser considerado como um caso particular do conversor *Full-Bridge* ou *Half-Bridge*. Ele é destinado a pequenas potências por propiciar um mau aproveitamento do

transformador e dificultar o emprego de técnica para evitar a saturação no núcleo devido a desigualdade entre os tempos de comutação dos interruptores. Além disso, é mais recomendado para baixas tensões por submeter os interruptores à tensões muito elevadas.

A estrutura do conversor do tipo *Push-Pull* está representada na Fig. 4.9.

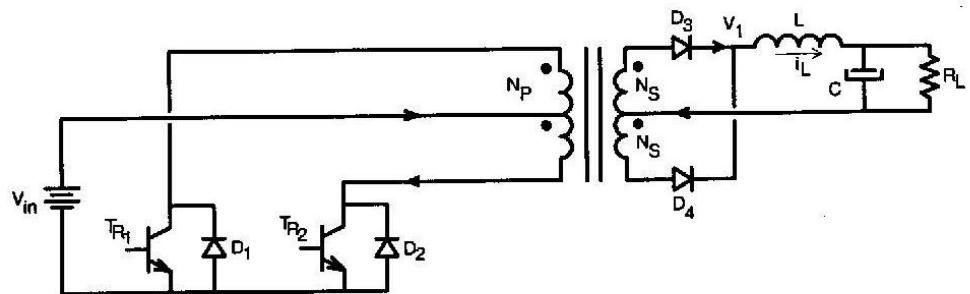


Fig. 4.9: Conversor Push-Pull.

Na 1^a etapa de funcionamento o interruptor T_{R2} é mantido fechado; o diodo D_3 conduz a corrente do indutor L de filtragem; D_4 se mantém polarizado reversamente e portanto, bloqueado.

Na 2^a etapa de funcionamento os dois interruptores mantêm-se bloqueados. A corrente do indutor circula pelos diodos D_3 e D_4 simultaneamente e V_1 é igual a zero.

Na 3^a etapa de funcionamento o interruptor T_{R1} é mantido fechado; D_4 assume a corrente i_L enquanto o diodo D_3 se mantém bloqueado.

As formas de onda mais importantes estão representadas na Fig. 4.10.

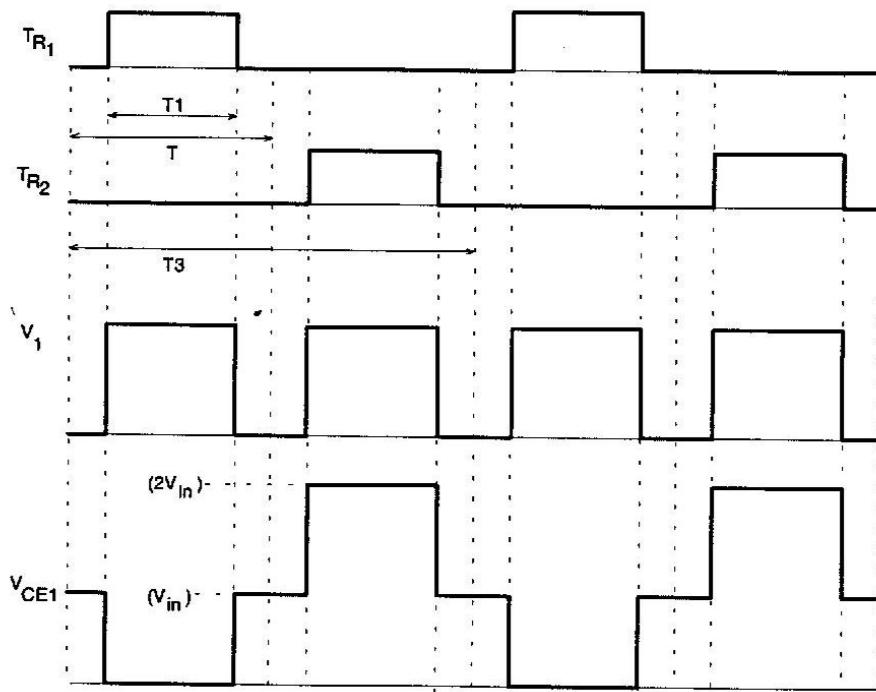


Fig. 4.10: Formas de onda para o conversor Push-Pull.

O cálculo do filtro de saída do transformador é semelhante ao conversor *Half-Bridge*.

4.4 - Cálculo do Transformador

No caso do conversor *Half-Bridge* ou *Full-Bridge*, a corrente de pico é dada pela relação:

$$I_p = \frac{3P_{out}}{V_{in\ min}} \quad (4.15)$$

Desse modo, seguindo o mesmo procedimento adotado no transformador destinado ao conversor *Forward*, obtém-se a relação (4.16).

$$A_e A_w = \frac{1,5 P_{out} 10^3}{k_w k_p J_f \Delta B} \quad (4.16)$$

onde: $k_w = 0,40$

$k_p = 0,41$

Verifica-se que para as mesmas condições, o transformador exigido torna-se menor, em relação ao conversor *Forward*.

Os demais passos de cálculo são idênticos aos estabelecidos para o conversor *Forward*.

CAPÍTULO 5

O TRANSISTOR DE POTÊNCIA E O MOSFET

5.1 - Introdução

O transistor de potência bipolar é um semicondutor de potência com estrutura NPN ou PNP. Por razões tecnológicas, em altas tensões apenas os do tipo NPN são produzidos.

Na Fig. 5.1 estão representados os símbolos do transistor bipolar.

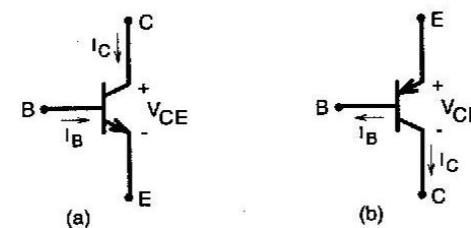


Fig. 5.1: Símbolo do transistor (a) NPN e (b) PNP.

Os transistores são unidirecionais em tensão e corrente.

5.2 - Características do Transistor para Aplicações em Conversores Estáticos

Em conversores estáticos o transistor é sempre empregado como interruptor saturado, funcionando como interruptor fechado; bloqueado funciona como interruptor aberto. Um transistor é tanto

melhor quanto mais se aproximar das características de um interruptor ideal.

Além disso, é de vital importância o comportamento da transição do estado bloqueado para o estado saturado ou vice-versa, sendo caracterizado nesses casos pelos tempos de comutação. Quanto menores forem os tempos de comutação, melhor será o transistor em Eletrônica de Potência.

5.3 - Transistor bloqueado

Nesse estado o transistor é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

a) Tensão de avalanche coletor-emissor

V_{CEO} - definida para base aberta;

V_{CER} - definida para base conectada ao emissor;

V_{CEX} - definida para base polarizada negativamente.

b) Corrente de fuga de coletores - (desprezível)

5.4 - Transistor em condução

Seja o conjunto de características de saída de um transistor de potência, representado na Fig. 5.2.

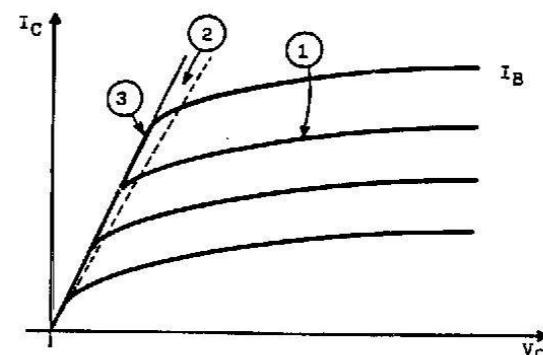


Fig. 5.2: Características de saída de um transistor bipolar.

Região 1 (linear) $I_C = \beta I_B$

Nessa região o transistor é empregado em amplificadores e reguladores. Não apresenta interesse em Eletrônica de Potência devido à alta dissipação de calor.

Região 2 (quase saturação)

É a região preferida em eletrônica de potência. A tensão V_{CE} é baixa. Define-se nessa região o ganho forçado β_F , pela relação:

$$\beta_F = I_C / I_B$$

Região 3 (saturação)

É a região onde para um I_C dado, um aumento de I_B não é traduzido por uma redução da tensão V_{CE} . Essa região deve ser

evitada, pois provoca um aumento no tempo de estocagem (t_s), ou seja, aumenta os tempos de comutação do transistor.

Em condução o transistor é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

- a) $V_{CEsat} \rightarrow$ Para $I_C \leq I_{C_{sat}}$ e $I_B \geq I_{B_{sat}}$, o fabricante assegura que $V_{CE} \leq V_{CEsat}$.
- b) $\beta_F \rightarrow$ Ganho forçado definido pela relação:

$$\beta_F = \frac{I_{C_{sat}}}{I_{B_{sat}}} \quad (5.1)$$

$$(5 \leq \beta_F \leq 10)$$

- c) Corrente máxima de coletor \rightarrow O transistor suporta esta corrente se todas as outras restrições impostas pelo fabricante forem respeitadas. Define-se:

I_C - Corrente continuamente aplicada.

I_{CM} - Valor de pico de um pulso de corrente com duração determinada pelo fabricante.

5.5 - Comutação com carga resistiva

Seja o circuito representado na Fig. 5.3.

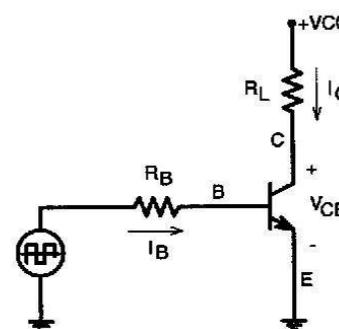


Fig. 5.3: Circuito com carga resistiva.

Seja as formas de onda representadas na Fig. 5.4.

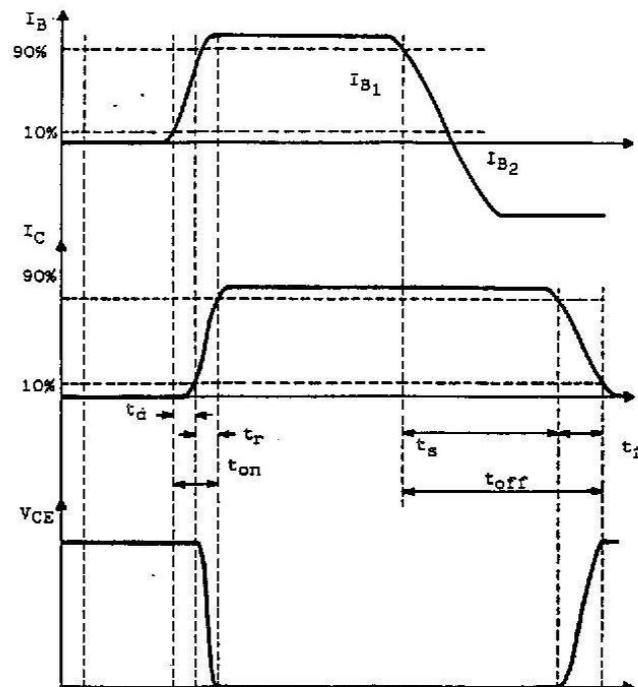


Fig. 5.4: Comutação com carga resistiva.

Os tempos envolvidos na comutação são definidos do seguinte modo:

$t_{on} = t_d + t_r \equiv t_r$ - tempo de entrada em condução;

t_d - tempo de retardo do crescimento da corrente de coletor (*delay-time*);

t_r - tempo de crescimento da corrente de coletor (*rise-time*);

t_{off} - tempo de bloqueio;

t_s - tempo de estocagem (*storage-time*);

t_f - tempo de decrescimento da corrente de coletor (*fall-time*).

Valores típicos para um transistor de 250V/15A são:

$$t_d = 0,2\mu s$$

$$t_r = 0,7\mu s$$

$$t_s = 3,0\mu s$$

$$t_f = 0,7\mu s$$

Para $I_{B1} = 2,5A$ e $I_{B2} = 3,0A$

Convém observar o seguinte:

- 1) O tempo de estocagem é o maior de todos;
- 2) Os tempos de comutação aumentam com a temperatura;
- 3) Os tempos de comutação são influenciados pelo valor e pela velocidade de crescimento ou decrescimento da corrente de base;
- 4) A extração de uma corrente de base para bloquear um transistor é essencial na redução do tempo de estocagem.

5.6 - Comutação com carga Indutiva (Condução contínua)

a) Comutação bloqueado-conduzindo

- 1^a etapa: transistor bloqueado (Fig. 5.5).

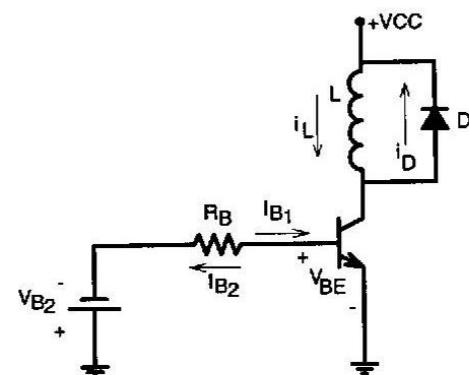


Fig. 5.5: Transistor bloqueado.

Na 1^a etapa, a corrente i_L de carga é igual a i_D ; a corrente i_C no transistor é nula. Seja $V_D \approx 0$. Assim $V_{CE} = V_{CC}$.

- 2^a etapa: crescimento da corrente i_C (Fig. 5.6).

Durante a comutação a corrente i_L se mantém constante. Assim:

$$i_C = i_L - i_D \quad (5.2)$$

$$V_{CE} = V_{CC} \quad (5.3)$$

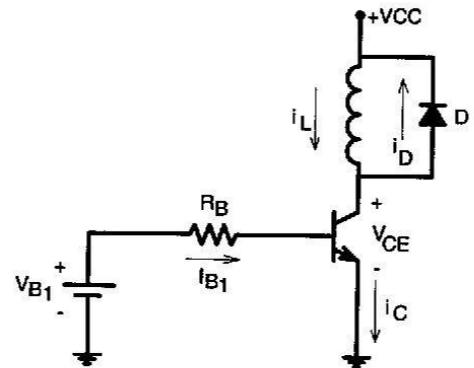


Fig. 5.6: Crescimento da corrente no transistor.

Enquanto a corrente de carga é comutada do diodo para o transistor, a tensão V_{CE} se mantém constante, diferentemente do que ocorria com a carga resistiva. A presença simultânea de tensão e corrente no transistor provoca perdas na comutação.

- 3^a etapa: recuperação do diodo (Fig. 5.7).

Quando i_C iguala-se a i_L , o diodo D começa a se recuperar com a corrente i_R inversa.

$$i_D = -i_R \quad (5.4)$$

Assim:

$$i_C = i_L + i_R \quad (5.5)$$

Durante a recuperação do diodo a tensão V_{CE} mantém-se com valor alto igual a V_{CC} .

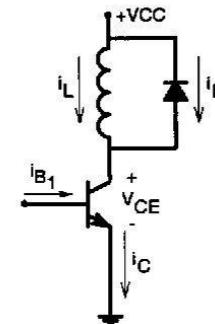


Fig. 5.7: Recuperação do diodo.

- 4^a etapa: transistor saturado e em condução (Fig. 5.9).

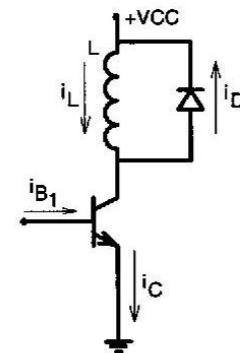


Fig. 5.8: Após a comutação.

Após a comutação o transistor terá assumido toda a corrente da carga. Assim:

$$i_C = i_L \quad (5.6)$$

$$V_{CE} = V_{CESat} \quad (5.7)$$

$$i_D = 0 \quad (5.8)$$

Na Fig. 5.9 estão mostradas as formas de onda relativas à comutação do transistor do estado bloqueado para condutor.

$$t_{on} = t_d + t_{ri} \quad (5.9)$$

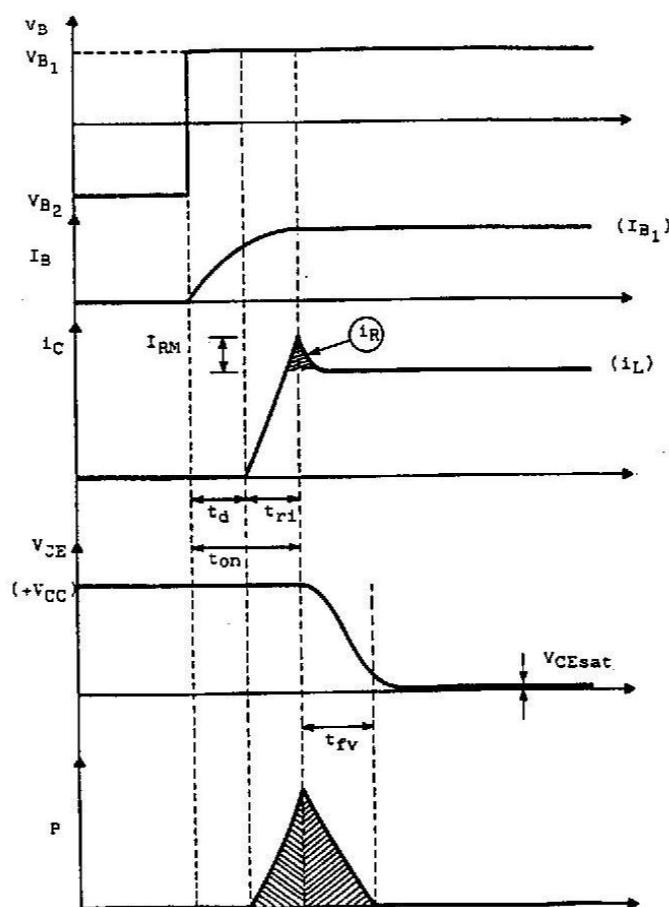


Fig. 5.9: Comutação do estado bloqueado para condutor.

Onde:

t_{ri} - tempo de crescimento da corrente;

t_{fv} - tempo de decrescimento da tensão.

É recomendado o emprego de um diodo rápido; com isto a corrente de pico no transistor é reduzida; como consequência há uma redução da potência perdida na comutação.

b) Comutação condução-bloqueio

- 1^a etapa: transistor saturado e em condução (Fig. 5.8).
- 2^a etapa: tempo de estocagem - t_s (Fig. 5.10).

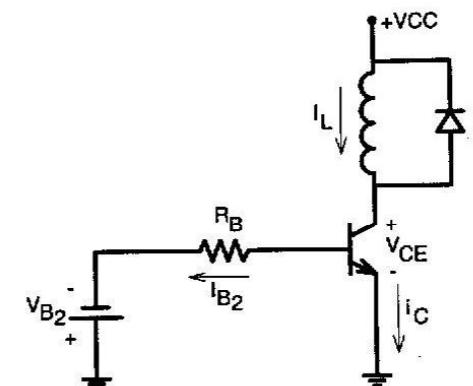


Fig. 5.10: Tempo de estocagem.

Durante o tempo de estocagem t_s , dá-se a descarga da capacitância intrínseca entre Base e Emissor, C_{BE} . A corrente i_C e a tensão V_{CE} durante esse intervalo não são modificadas.

- 3^a etapa: crescimento da tensão V_{CE} , t_{rv} (Fig. 5.11).

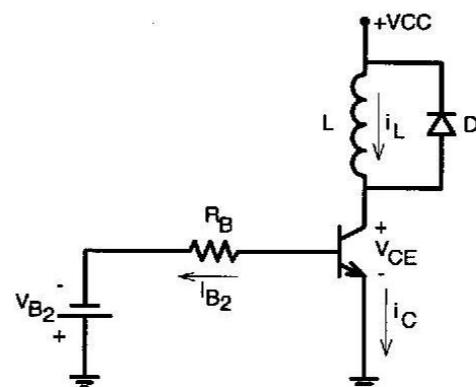


Fig. 5.11: Tempo de crescimento da tensão V_{CE} .

Enquanto $V_{CE} < V_{CC}$, o diodo D mantém-se polarizado reversamente e não entra em condução. Assim:

$$V_{CE} < V_{CC} \quad (5.10)$$

$$i_C = i_L \quad (5.11)$$

Durante essa etapa ocorre a fase mais crítica da comutação de um transistor, com uma grande incidência de falhas. O transistor conduz toda a corrente de carga enquanto a tensão V_{CE} cresce.

- 4^a etapa: Decrescimento da corrente de coletor - t_{fl} (Fig. 5.12).

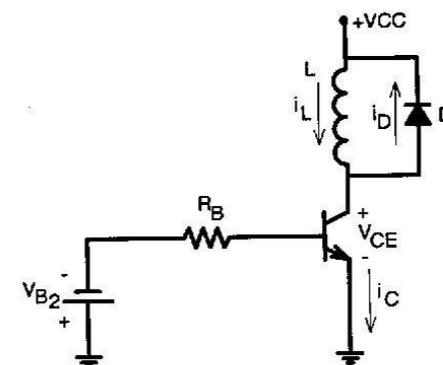


Fig. 5.12: Decrescimento da corrente de coletor.

Durante a 4^a etapa, a corrente é comutada do transistor para o diodo.

$$V_{CE} \equiv V_{CC} \quad (5.12)$$

$$i_C = i_L - i_D \quad (5.13)$$

i_L - constante.

A corrente i_C decresce enquanto V_{CE} mantém-se no seu valor máximo igual a V_{CC} .

Normalmente $t_{rv} \ll t_{fl}$ e pode ser ignorado.

$$t_{off} = t_s + t_{fl} \quad (5.14)$$

As formas de onda relativas a esta comutação são mostradas na Fig. 5.13.

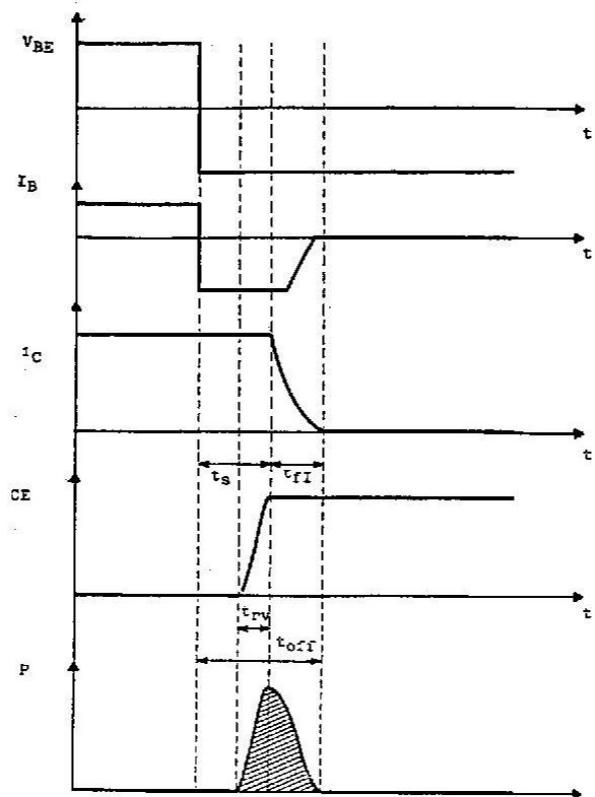


Fig. 5.13: Comutação do estado condutor para bloqueado.

5.7 - Interpretação do comportamento do Transistor durante a comutação

Seja os dois circuitos mostrados na Fig. 5.14.

Tempo de retardo (t_d) - Tempo necessário para carregar C_{DE} , capacitor de difusão de emissor, intrínseco. Quanto maior a corrente inicial de base, menor o tempo de retardo.

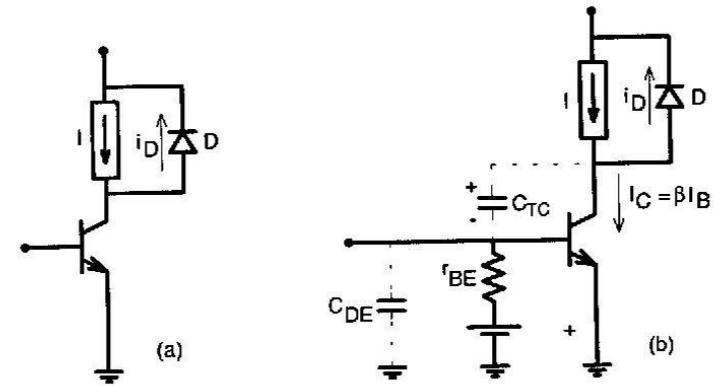


Fig. 5.14: (a) Transistor ideal.(b) Transistor real.

Tempo de crescimento da corrente de coletor (t_{rl}) - Depende da velocidade de crescimento de I_B . Depende portanto da constante de tempo $C_{DE} r_{BE}$. Quanto maior a velocidade de crescimento da corrente de base, menor será o valor de t_{rl} .

Tempo de descida da tensão (t_{fV}) - É o tempo necessário para a descarga do capacitor de transição de coletor, C_{TC} , depois da corrente i_D ter sido anulada.

Tempo de estocagem (t_s) - É o tempo necessário para descarregar C_{DE} para a realização do bloqueio (interpretação simplificada).

Esse tempo é consideravelmente reduzido se a supersaturação for evitada e se for extraída uma corrente inversa de base adequada.

5.8 - Perdas na Comutação

a) Conversor Flyback

Seja um conversor Flyback em condução descontínua, representado na Fig. 5.15, onde L_f representa a indutância de dispersão do transformador.

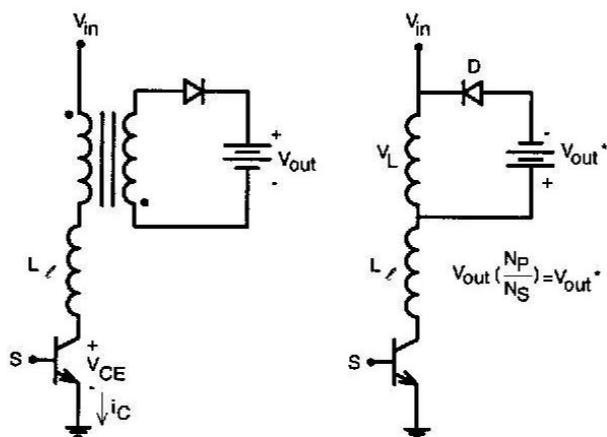


Fig. 5.15: Conversor Flyback.

Na entrada em condução do transistor as correntes no circuito são nulas. Desse modo não ocorrem perdas de comutação no transistor (Fig. 5.16).

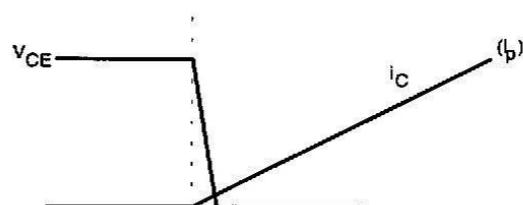


Fig. 5.16: Entrada em condução.

Seja o bloqueio com $L_f = 0$, representado pela Fig. 5.17.

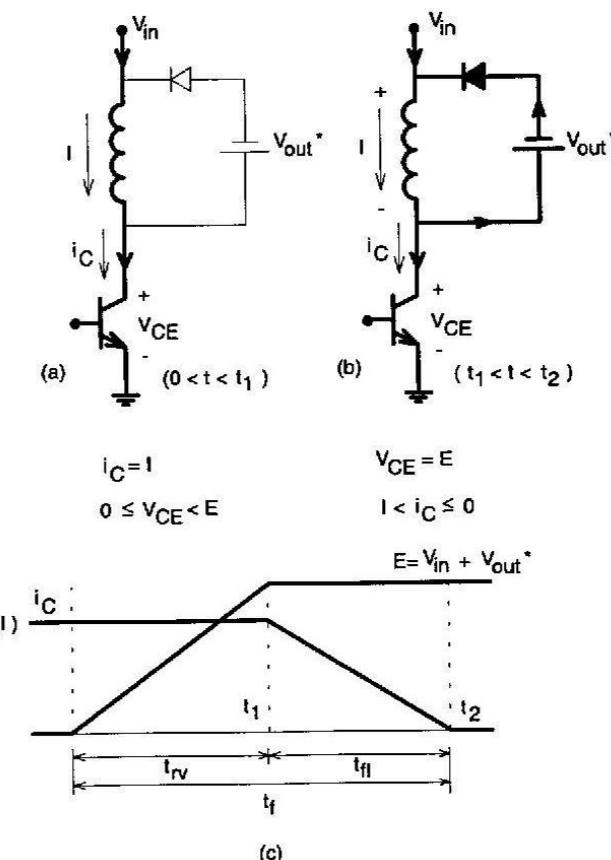


Fig. 5.17: Bloqueio com $L_f = 0$.

Verifica-se que esta comutação é dissipativa.

$$E_{S_1} = \frac{1}{2} I E t_f \quad (5.15)$$

E_{S_1} - energia dissipada na comutação.

$$t_f = t_{rv} + t_{ff} \quad (5.16)$$

t_f é um dado fornecido pelo fabricante do transistor.

$$P_1 = E_{S_1} f \quad (5.17)$$

Assim:

$$P_1 = 0,5IEt_f f \quad (5.18)$$

P_1 representa a potência média perdida na comutação.

Seja o bloqueio com $L_t \neq 0$.

Quando $V_L = V_{out}^*$, o diodo começa a conduzir (Fig. 5.18).

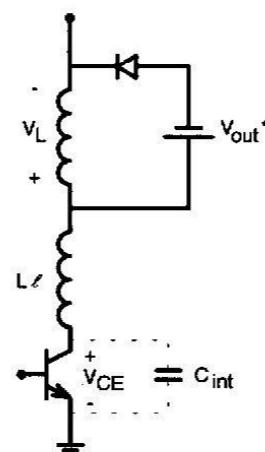


Fig. 5.18: Bloqueio com $L_t \neq 0$.

O capacitor C_{int} representa a capacidade intrínseca do transistor.

A energia acumulada no indutor L_t é toda dissipada sobre o transistor enquanto aparece uma sobretensão ΔV .

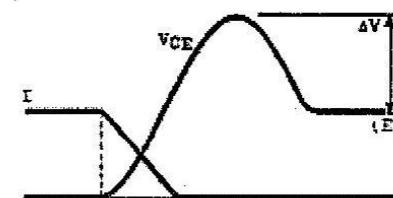


Fig. 5.19: Sobre-tensão provocada por L_t .

Esta comutação é crítica e pode provocar danos ao transistor.

Para reduzir as perdas de comutação e reduzir o pico de tensão é empregado o circuito *snubber* como está representado na Fig. 5.20.

Com o *snubber* a tensão e a corrente no transistor assumem as formas apresentadas na Fig. 5.21.

$$v_{off}(t) = \frac{1}{C_s} \int_0^{t_f} i_{CS}(t) dt \quad (5.19)$$

$$i_{CS}(t) = \frac{It}{t_f} \quad (5.20)$$

Assim:

$$V_{off} = \frac{It_f}{2C_s} \quad (5.21)$$

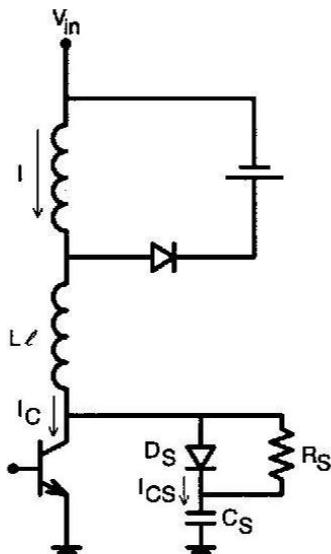


Fig. 5.20: Circuito Snubber.

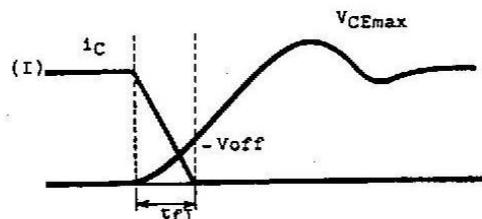


Fig. 5.21: Bloqueio do transistor com Snubber.

$$\text{Assim: } i_C(t) = I \left(1 - \frac{t}{t_{fl}} \right)$$

Calculando-se a potência perdida durante a comutação obtém-se a relação (5.22).

$$P_1 = \frac{I^2 t_{fl}^2 f}{24C} \quad (5.22)$$

Comparando-se as expressões (5.22) e (5.18) observa-se uma redução importante das perdas de comutação.

A tensão V_{CEmax} pode ser obtida pela expressão (5.23).

$$\frac{1}{2} L_e I^2 = \frac{1}{2} C_s V_{CEmax}^2 \quad (5.23)$$

Assim:

$$V_{CEmax} = \sqrt{\frac{L_e}{C_s}} I \quad (5.24)$$

Normalmente L_e , que é a indutância de dispersão do transformador, não é conhecida e o cálculo V_{CEmax} fica inviabilizado. Nesses casos há necessidade de ajuste de bancada.

A partir da relação (5.25), definindo-se o valor de V_{off} , C_s pode ser determinado. Assim:

$$C_s = \frac{I t_{fl}}{2 V_{off}} \quad (5.25)$$

Quando o transistor é fechado, C_s se descarrega exponencialmente. Assim:

$$t_{on_{min}} \geq 3 R_s C_s \quad (5.26)$$

ou

$$R_S \leq \frac{t_{on\min}}{3C_S} \quad (5.27)$$

$t_{on\min}$ - tempo mínimo de condução do transistor.

$$I_p = \frac{V_{in}}{R} \quad (5.28)$$

I_p - corrente de pico na descarga de C_S .

$$P_R = \frac{1}{2} C_S V_{in}^2 f \quad (5.29)$$

P_R - potência dissipada no resistor.

Exemplo de cálculo:

Seja um conversor Flyback em condução descontínua, com os seguintes dados:

$$V_{in} = 300V \quad f = 20kHz \quad t_{ff} = 0,5\mu s$$

$$V_{CEmax} = 400V \quad D_{min} = 0,2$$

$$I = 2A$$

Seja $V_{off} = 20V$. Assim:

a) $C_S = \frac{I t_{ff}}{2 V_{off}} = \frac{2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 20}$

$$C_S = 0,025\mu F = 25nF$$

b) $t_{on\min} = D_{min} T = \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{20} = 10\mu s$

Assim:

$$R_S \leq \frac{t_{on\min}}{3C_S} = \frac{10}{3 \cdot 0,025} = 133\Omega$$

Toma-se $R_S = 120\Omega$

c) $I_p = 0,25 I = 0,25 \cdot 2 = 0,5A$

$$I_p = \frac{V_{in}}{R_S} \therefore R_S \geq \frac{V_{in}}{I_p} = \frac{300}{0,5} = 600\Omega$$

Deve-se tomar então $R_S = 600\Omega$

d) Assim $C_S \leq \frac{t_{on\min}}{3R_S} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 600}$

$$C_S \leq 0,0055\mu F \quad \therefore C_S = 5,6nF$$

Assim: $V_{off} = \frac{It_{fl}}{2C_S}$

$$V_{off} = \frac{2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,0056 \cdot 10^{-6}} = 89V$$

e) $P_R = \frac{C_S V_{in}^2 f}{2}$

$$P_R = 0,5 \cdot 5,6 \cdot 10^{-9} \cdot 9 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^4$$

$$P_R = 5W$$

f) $P_1 = \frac{I^2 t_{fl}^2 f}{24C_S} = \frac{4 \cdot 0,5^2 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^4}{24 \cdot 5,6 \cdot 10^{-9}}$

$$P_1 = 0,9W \text{ (Perdas em Comutação)}$$

b) Conversor *Forward*

Quando se trata de um conversor do tipo *Forward*, deve-se também calcular as perdas que ocorrem na entrada em condução do transistor.

Ignorando a corrente de recuperação do diodo, a energia perdida durante a entrada em condução é obtida com a relação (5.30).

$$E_{S_2} = \frac{1}{2} I E \quad (5.30)$$

E_{S_2} - energia perdida em uma comutação; assim:

$$\boxed{P_2 = \frac{1}{2} I E t_r f} \quad (5.31)$$

P_2 - potência média perdida.

$$\text{onde } t_r = t_{ri} + t_{fv} \quad (5.32)$$

Na realidade este cálculo é pessimista, considerando que a indutância de dispersão do transformador que é indesejável no bloqueio, reduz as perdas na entrada em condução, fazendo com que a tensão V_{CE} caia antes que o transistor assuma a corrente plena de carga.

As perdas totais de comutação (P) são representadas pela expressão (5.33).

$$P = P_1 + P_2 \quad (5.33)$$

$$\boxed{P = 0,5EIf(t_r + t_f)} \quad (5.34)$$

A experiência mostra que:

- a) Com um *snubber*, as perdas de comutação são reduzidas em 40%;
- b) Para freqüências da ordem de 50kHz, o volume do dissipador é reduzido em 50%;
- c) O MTBF (*Mean-Time Between Failures*) torna-se duas vezes maior.

5.9 - Perdas de condução

As perdas em condução são calculadas do modo descrito a seguir:

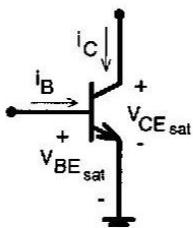


Fig. 5.22: Transistor NPN.

$$P_{\text{cond}} = (i_C V_{CE\text{sat}} + i_B V_{BE\text{sat}}) \frac{t_{\text{on}}}{T} \quad (5.35)$$

Assim:

$$P_{\text{cond}} = (i_C V_{CE\text{sat}} + i_B V_{BE\text{sat}}) t_{\text{on}} f \quad (5.36)$$

onde:

i_C - corrente de coletor;

$V_{CE\text{sat}}$ - tensão coletor-emissor com o transistor saturado;
 i_B - corrente de base;
 t_{on} - tempo de condução;
 f - freqüência de operação.

Exemplo Numérico:

Seja um conversor do tipo *Forward* onde:

$E = 400V$	$f_S = 20\text{kHz}$
$i_C = 4A$	$T_a = 80^\circ\text{C}$ (temperatura ambiente)
$t_{\text{on}} = 10\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$
$V_{BE\text{sat}} = 0,75V$	$V_{CE\text{sat}} = 0,75V$
$I_B = 0,4A$ (corrente de base)	$V_{BE} = 1,2V$
	$t_f = t_r \approx 250\text{ ns}$

- a) $P_{\text{cond}} = f t_{\text{on}} (i_C V_{CE} + i_B V_{BE})$
 $P_{\text{cond}} = 50 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} (4 \cdot 0,75 + 0,4 \cdot 1,2)$
 $P_{\text{cond}} = 1,74W$
- b) $P_{\text{com}} = 50 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 4 \cdot 400 (250 + 250) 10^{-9}$
 $P_{\text{com}} = 20W$
- c) $P_T = 21,74W$ (perdas totais)

d) Com *snubber* obtém-se:

$$P_T = P_{\text{cond}} + P_{\text{com}} \cdot 0,6 = 1,74 + 12 = 13,74 \text{ W.}$$

5.10 - Cálculo do *Snubber* para conversores *Forward* e *Half-Bridge*

Para esses conversores é recomendado o emprego das seguintes expressões:

$$C_s = \frac{I(t_{rv} + t_{fi})}{V_{in}} \quad (5.37)$$

$$R_s \leq \frac{t_{on}}{3C} \quad (5.38)$$

$$I_p = \frac{V_{in}}{R_s} \quad (5.39)$$

$$P = \frac{1}{2} C V_{in}^2 f \quad (5.40)$$

5.11 - Perdas em um diodo

Durante a recuperação de um diodo, a tensão e a corrente evoluem de maneira representada na Fig. 5.23.

A exemplo do MOSFET e do BIPOLAR, um diodo apresenta perdas por condução e comutação.

$$P = P_{\text{cond}} + P_{\text{com}} \quad (5.41)$$

$$P_{\text{cond}} = r i_{ef}^2 + V_F i_{Fmd} \quad (5.42)$$

Normalmente $r \equiv 0$. Assim:

$$P_{\text{cond}} = V_F i_{Fmd} \quad (5.43)$$

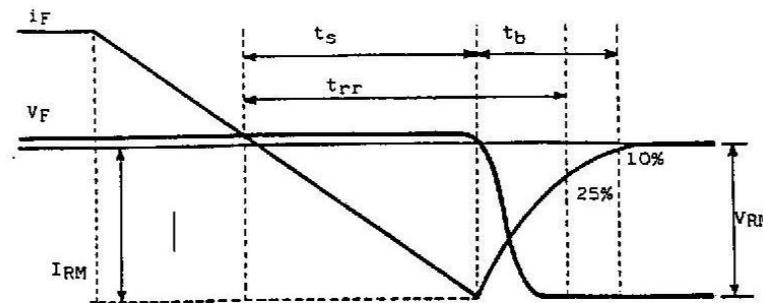


Fig. 5.23: Recuperação de um diodo.

$$\boxed{P_{\text{cond}} = V_F i_{Fmd} t_{on} f} \quad (5.44)$$

Para freqüências muito baixas (60Hz) as perdas de comutação são sempre ignoradas. Porém, na freqüência de operação de uma fonte chaveada elas devem ser consideradas.

$$E_{\text{com}} = \frac{1}{2} V_{RM} i_{RM} t_b \quad (5.45)$$

Assim:

$$P_{com} = 0,5V_{RM} i_{RM} t_b f \quad (5.46)$$

Fica evidenciada a necessidade de se empregar diodos rápidos ou ultra rápidos, com o objetivo de reduzir as perdas de comutação; quanto mais rápido o diodo, menor o valor de i_{RM} e dos tempos de comutação.

Uma questão importante que deve ser considerada é o efeito da recuperação de um diodo nas perdas de comutação de um transistor.

Seja a Fig. 5.24; durante a condução reversa do diodo, a corrente I_{RM} se adiciona à corrente i_T , no coletor do transistor.

Como a sobrecorrente no transistor tem lugar enquanto a tensão V_{CE} se mantém alta, nesse intervalo de tempo aparecem perdas adicionais, representadas pelas expressões (5.47) e (5.48).

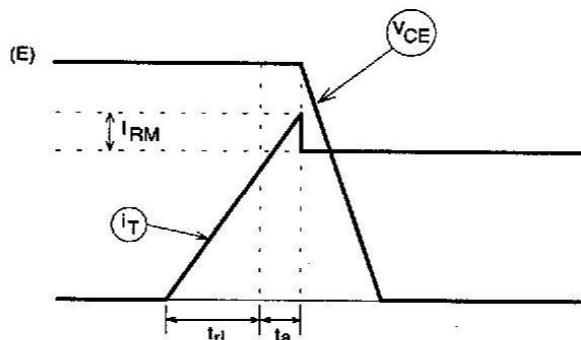


Fig. 5.24: Efeito da recuperação do diodo.

$$\Delta W = 0,5t_a I_{RM} E \quad (5.47)$$

$$P = 0,5t_a I_{RM} Ef \quad (5.48)$$

Normalmente o fabricante não fornece o valor de t_a do diodo.

Nesses casos toma-se:

$$t_a = \frac{2t_{rr}}{3} \quad (5.49)$$

Assim:

$$P = \frac{t_{rr} I_{RM} Ef}{3} \quad (5.50)$$

5.12 - Cálculo Térmico

O objetivo do cálculo térmico de um componente é garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido, definido pelo fabricante.

A degradação de um semicondutor resulta de reações químicas que provocam alterações na estrutura de silício em escala nuclear.

Quanto maior a temperatura de trabalho da junção, menor o MTBF (tempo médio entre falhas).

Geralmente a máxima temperatura de junção para um transistor é igual a 150°C e para um diodo pode alcançar 175°C.

A rigor pode-se afirmar que todo semicondutor tem uma vida limitada, ou seja, falhará. A máxima temperatura de junção é um compromisso em relação a uma vida útil aceitável.

Para o cálculo térmico em regime permanente, vamos considerar a Fig. 5.25.

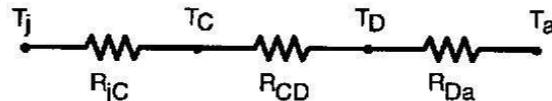


Fig. 5.25

Onde:

T_j - temperatura da junção ($^{\circ}\text{C}$);

T_c - temperatura do encapsulamento ($^{\circ}\text{C}$);

T_d - temperatura do dissipador ($^{\circ}\text{C}$);

R_{jc} - resistência térmica junção-cápsula ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);

R_{CD} - resistência térmica de contato entre o componente e o dissipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) = $0,2 \ ^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para encapsulamento T0-3 montado com pasta térmica;

R_{Da} - resistência térmica dissipador ambiente;

T_a - temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$).

Assim:

$$T_j - T_a = P(R_{jc} + R_{CD} + R_{Da}) \quad (5.51)$$

Desse modo a resistência térmica do dissipador pode ser calculada.

$$R_{Da} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{jc} - R_{CD} \quad (5.52)$$

Seja o seguinte exemplo numérico:

$$P = 21,74\text{W}$$

$$R_{jc} = 1,4 \ ^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$T_j = 150^{\circ}\text{C}$$

$$R_{CD} = 0,2 \ ^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$T_a = 80^{\circ}\text{C}$$

$$\text{Assim } R_{DA} = \frac{150 - 80}{21,74} - 1,4 - 0,2$$

$R_{Da} = 1,6 \ ^{\circ}\text{C}/\text{W}$ - valor da resistência térmica do dissipador.

5.13 - O MOSFET

O MOSFET é um interruptor com as seguintes características básicas, entendidas como vantagens em relação ao transistor bipolar:

- a) Tempos de comutação extremamente curtos. Desse modo podem operar com freqüências mais elevadas.
- b) Alta impedância de entrada, entre gatilho e *source*. Desse modo a potência consumida e a complexidade dos circuitos de comando são muito menores e o ganho é muito alto.
- c) A área de operação (SOA - *Safe Operating Area*) é muito maior, não existindo o fenômeno de 2ª avalanche.
- d) Mais fácil de ser associado em paralelo sobretudo porque a resistência em estado de condução tem coeficiente positivo de temperatura.

O símbolo do MOSFET canal N está representado na Fig. 5.26.

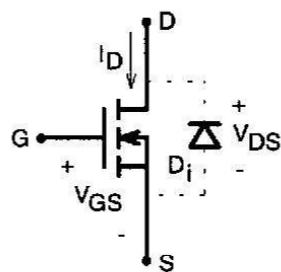


Fig. 5.26: Símbolo do MOSFET.

D - dreno
S - source
G - gatilho

D_i é um diodo intrínseco do MOSFET que pode ser aproveitado ou não, dependendo do circuito em que esteja sendo empregado.

Características Estáticas do MOSFET

Na Fig. 5.27 estão representadas as características estáticas de um MOSFET.

Há duas regiões distintas:

A - região de resistência constante;

B - região de corrente constante.

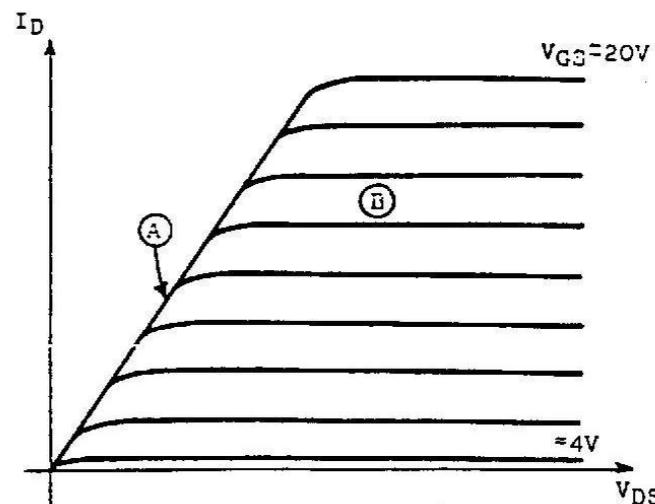


Fig. 5.27: Características estáticas de saída do MOSFET.

O MOSFET conduzindo é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

- R_{DSon} - O MOSFET “saturado” comporta-se como uma resistência, que é um fator de mérito importante, pois determina as perdas em condução ou a máxima corrente I_D . A resistência R_{DSon} aumenta com a temperatura com um coeficiente igual a aproximadamente 0,7% para cada °C, para T_j maior que 25°C.
- I_D - máxima corrente contínua que o componente pode conduzir.
- I_{DM} - máxima corrente pulsada de dreno que o MOSFET pode conduzir.

- f) V_{GS} - máxima tensão entre gatilho e source que pode ser aplicada (positiva ou negativa).
- g) $V_{GS(th)}$ - a tensão de gatilho suficiente para iniciar a condução ($\approx 4,0$ V).
- h) $V_{DC(on)} = R_{DS(on)}I_D$ - tensão dreno-source com o MOSFET conduzindo.

O MOSFET bloqueado é caracterizado pela tensão de avalanche entre dreno e source - $V_{(BR)DS}$.

Características Dinâmicas do Mosfet

A Fig. 5.28 representa as capacitâncias entre os terminais do MOSFET.

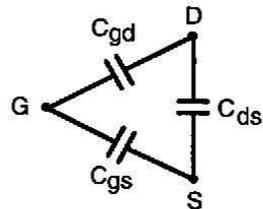


Fig. 5.28: Capacitâncias do MOSFET.

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs} \text{ - capacidade de entrada.}$$

$$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds} \text{ - capacidade de saída.}$$

$$C_{trs} = C_{gd} \text{ - capacidade de transferência.}$$

Os valores das capacitâncias são fornecidos pelo fabricante e variam com a tensão V_{DS} , mas não com a temperatura. Desse modo pode-se afirmar que os tempos de comutação são pouco afetados pela temperatura.

C_{iss} é um parâmetro muito importante no comando e nos tempos de comutação; esse capacitor deve ser carregado e descarregado pelo circuito de comando de gatilho e os tempos de comutação dependem desses tempos de carga e descarga.

Uma característica importante do MOSFET é a ausência do tempo de estocagem, que é o maior tempo na comutação de um Transistor Bipolar.

Comutação com Carga Resistiva

Seja o circuito representado na Fig. 5.29.

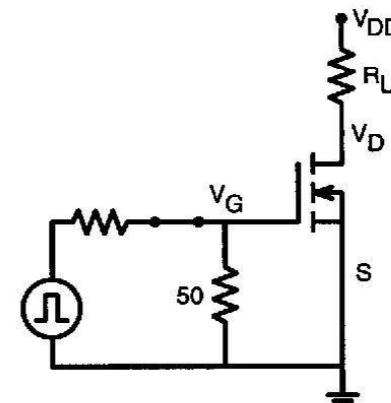


Fig. 5.29: Circuito para estudo da comutação com carga resistiva.

Sejam as formas de onda representadas na Fig. 5.30.

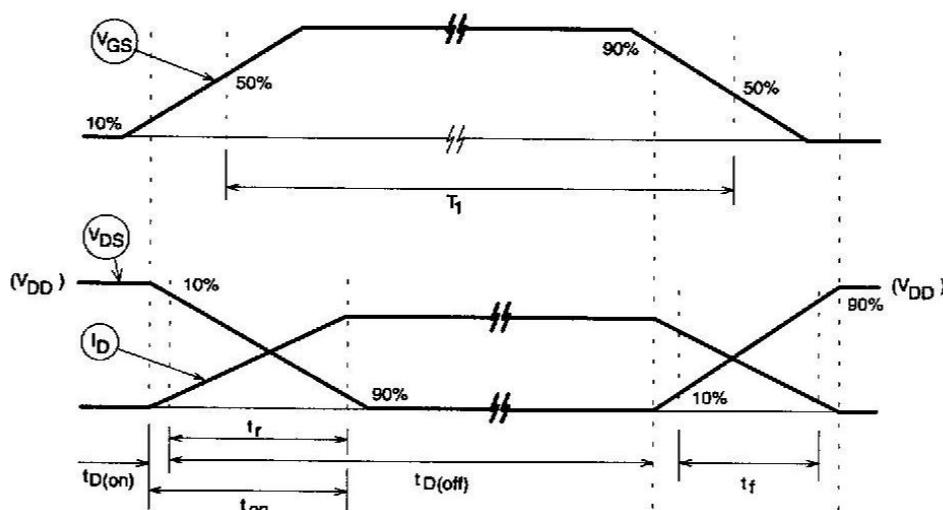


Fig. 5.30: Comutação para carga resistiva.

$t_{D(on)}$ - C_{iss} é carregado pelo circuito de comando de gatilho até $V_{GS(th)}$ $I_D \approx 0$ e $V_{DS} = V_{DD}$.

t_r - C_{iss} é carregado até a tensão de source. C_{oss} se descarrega de V_{DD} até $V_{DS(on)}$ enquanto I_D aumenta a partir de zero.

$t_{D(off)}$ - C_{iss} começa a se descarregar pelo circuito de comando de gatilho. O transistor se bloqueia e a corrente I_D circula por C_{oss} e pela carga.

t_f - a carga acumulada em C_{oss} diminui rapidamente e a tensão V_{DS} aumenta até V_{DD} .

Em geral $t_{D(on)} \ll t_r$ e $t_{D(off)} \ll t_f$. Assim:

$$\begin{aligned} t_{on} &\approx t_r \\ t_{off} &\approx t_f \end{aligned}$$

Comutação com Carga Indutiva

Com uma carga indutiva, a corrente de carga pode ser considerada constante durante a comutação e o circuito a ser considerado está representado na Fig. 5.31.

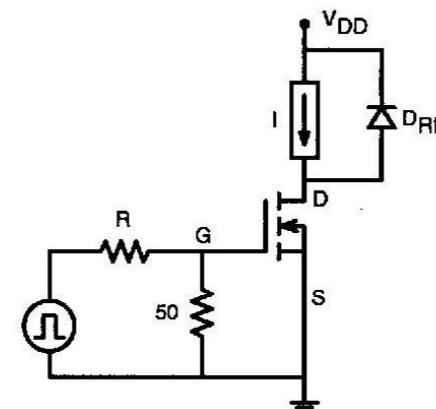


Fig. 5.31: Circuito para o estudo da comutação com carga indutiva.

As formas de onda correspondentes estão representadas na Fig. 5.32, considerando o diodo D_{RL} ideal.

Valores típicos para um MOSFET de 400V e 4A:

$$t_{d(on)} = 30\text{ns}$$

$$t_{r(on)} = 50\text{ns}$$

$$t_{d(off)} = 10\text{ns}$$

$$t_f = 50\text{ns}$$

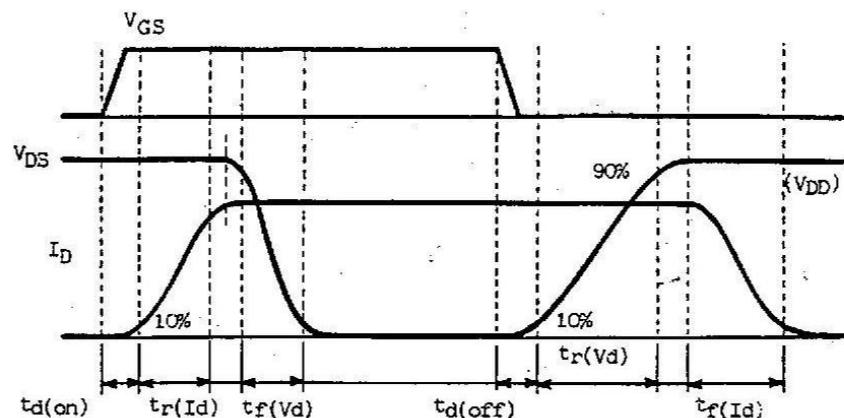


Fig. 5.32: Comutação para carga indutiva.

Os tempos fornecidos pelos fabricantes referem-se normalmente a cargas resistivas e a grandeza de referência é sempre a tensão.

Os tempos de comutação dependem muito do circuito de comando de gatilho empregado. De um modo geral os tempos t_f e t_r situam-se entre 50ns e 100ns.

Perdas em um MOSFET

As perdas em um MOSFET, quando empregado num conversor estático, são análogas às perdas de um Transistor Bipolar, e são calculadas pelas expressões apresentadas a seguir:

$$P = P_{cond} + P_{com} \quad (5.53)$$

$$P_{cond} = \frac{t_{on}}{T} r_{ds(on)} i_{d(on)}^2 \quad (5.54)$$

$$P_{com} = \frac{f}{2} (t_r + t_f) i_{d(on)} V_{ds(off)} \quad (5.55)$$

onde

$$t_f \approx t_{on} \quad (5.56)$$

$$t_r \approx t_{off} \quad (5.57)$$

Quando houver um diodo se recuperando sobre um MOSFET, as perdas adicionais, a exemplo do que foi feito com o Transistor Bipolar, devem ser calculadas.

O cálculo térmico é realizado do mesmo modo ao descrito para o Transistor Bipolar.

CAPÍTULO 6

COMANDO DE BASE DO TRANSISTOR BIPOLAR E GATILHO DO MOSFET

6.1 - Introdução

O transistor bipolar para ter desempenho desejado deve estar associado a um comando de base adequado e que deve satisfazer os seguintes requisitos:

- a) Fornecer o valor correto da corrente;
- b) Adaptar a corrente de base à corrente de coletor;
- c) Extrair uma corrente reversa de base para acelerar o bloqueio.

Com um bom circuito de comando de base reduz-se os tempos de comutação e as perdas totais, prolongando a vida útil do transistor e aumentando o rendimento e a freqüência de operação da fonte.

6.2 - Comandos de base não-isolados

a) Corrente de base constante

O primeiro circuito está representado na Fig. 6.1.

Quando T_1 é fechado, T_2 conduz e D_1 é polarizado positivamente. A tensão V_{D1} polariza reversamente a junção BE de T_3 e ele se mantém bloqueado. A corrente de base I_B é positiva e satura o

transistor T_P . Quando T_1 é bloqueado, T_3 entra em condução e a base de T_P fica submetida a uma tensão reversa e se bloqueia.

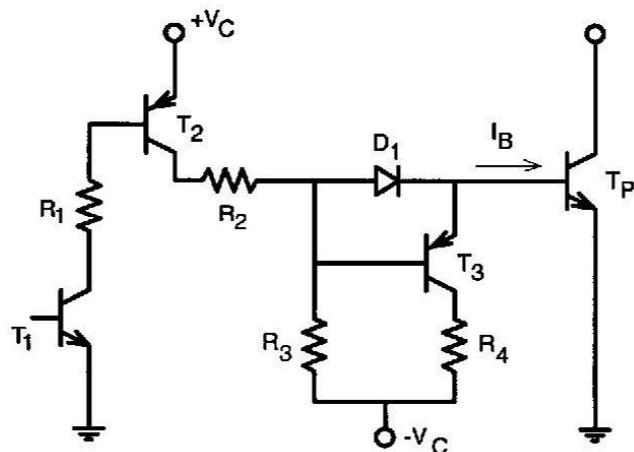


Fig. 6.1: Comando de base com fonte negativa.

Quando não se dispõe de uma fonte de tensão negativa para alimentar o circuito de comando de base, pode-se empregar o circuito representado na Fig. 6.2.

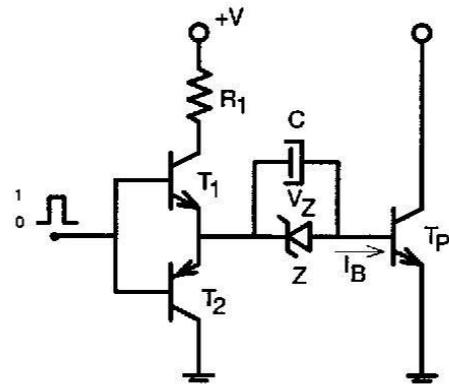


Fig. 6.2: Comando de base sem fonte negativa.

Quando o sinal de entrada está em nível alto, T_1 conduz; a corrente que entra na base de T_P mantém C carregado com uma tensão V_Z . Quando o sinal de entrada tem nível zero, T_1 se bloqueia. T_2 entra em condução por ação de C , que funciona como uma fonte de tensão negativa e aplica uma tensão reversa da junção base-emissor de T_P .

b) Corrente de base proporcional à corrente de coletor

Quando a corrente de base é constante, a tensão V_{CEsat} varia com a corrente de coletor I_C . Para correntes I_C elevadas e com grande variação, é interessante o emprego de um circuito de comando de base que adapte I_B , de modo a manter V_{CEsat} constante. Com isto evita-se uma supersaturação do transistor.

Seja o circuito representado na Fig. 6.3.

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{D_2} + V_{D_1} - V_{D_{AS}} = V_{BE} + V_{D_2} \approx 2V \quad (6.1)$$

Assim:

$$I_1 = I_B + I_{AS} \quad (6.2)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \quad (6.3)$$

β_F - ganho forçado do transistor.

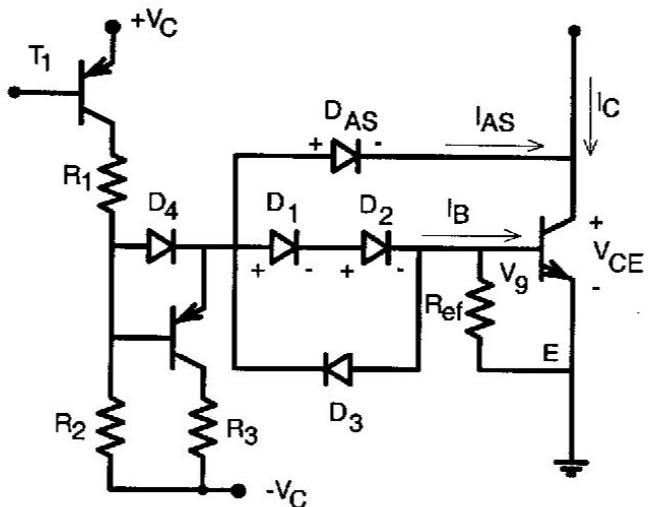


Fig. 6.3: Comando de base com diodo de anti-saturação.

$$I_1 = \frac{I_C}{\beta_F} + I_{AS} \quad (6.4)$$

$$I_{AS} = I_1 - \frac{I_C}{\beta_F} \quad (6.5)$$

Desse modo, quando I_C varia, a corrente I_{AS} varia.

O circuito deve ser projetado para que exista sempre a corrente I_{AS} , mesmo para a maior corrente I_C .

O diodo de anti-saturação, D_{AS} deve ter as seguintes características:

- a) Ser o mais rápido possível;
- b) Bloquear uma tensão maior ou igual ao do transistor.

Seja o seguinte exemplo numérico:

$$I_C = 10A$$

$$\beta_F = 10 \therefore I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = 1A$$

Assim, tomando-se $I_{AS} = 0,2A$,

$$\text{obtém-se: } I_1 = I_{AS} + I_B$$

$$I_1 = 1,2A$$

Quando $I_C = 0$, $I_B = 0$ e $I_{AS} = 1,2A$.

O valor de I_1 é mantido constante.

Seja $V_C = 10V$

$$R_1 = \frac{V_C - V_{CEI} - V_{D4} - V_{DAS} - V_{CE}}{I_1}$$

$$R_1 \cong \frac{10 - 1 - 0,7 - 0,7 - 2}{1,2} \cong 4,7\Omega$$

Na Fig. 6.3, D_3 é destinado à extração da corrente reversa de base. D_1 , D_2 e D_3 são diodos lentos e de baixa tensão.

6.3 - Comandos de base isolados

a) Corrente de base constante

Um circuito muito difundido está representado na Fig. 6.4.

Quando uma tensão positiva aparece no secundário do transformador uma corrente I_{B1} entra na base de T_1 e o coloca em condução. O valor de I_{B1} é limitado pelo resistor R_1 . A tensão V_S também carrega o capacitor C com uma tensão dada pela relação (6.6).

$$V_C = V_S - V_{D1} - V_{BE} \approx V_S - 1,6 \quad (6.6)$$

O diodo D_1 mantém o transistor T_2 bloqueado.

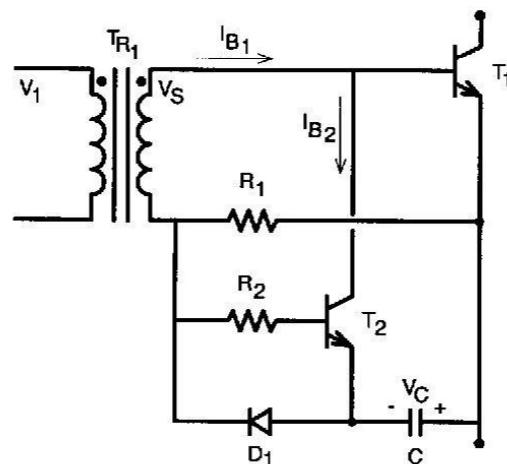


Fig. 6.4: Comando de base isolado.

Quando V_S é anulada, por ação do circuito situado no primário do transformador T_{R1} , a tensão V_C satura T_2 e a base de T_1 é polarizada negativamente, sendo extraída uma corrente reversa I_{B2} .

Outro circuito muito difundido está representado na Fig. 6.5 e tem a vantagem de empregar um número pequeno de componentes.

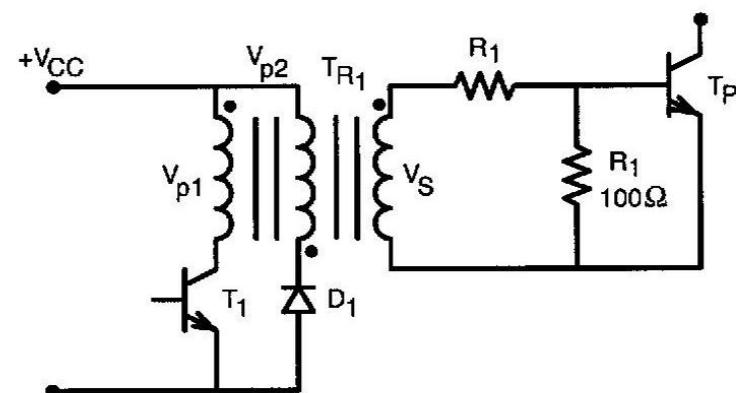


Fig. 6.5: Comando de base isolado.

Quando T_1 é fechado, V_S é positivo e introduz uma corrente positiva de base em T_P ; durante o intervalo de tempo em que T_1 conduz, uma certa quantidade de energia é acumulada no campo magnético de T_{R1} .

Quando T_1 é bloqueado, a energia acumulada é devolvida à fonte V_{CC} através do diodo D_1 . A tensão V_S se inverte, extraíndo uma corrente de base T_P .

Adotando os princípios expostos, vários circuitos podem ser concebidos e implementados, a critério de cada projetista.

b) Corrente de base proporcional à corrente de coletor

O circuito apresentado na Fig. 6.6 é uma versão do circuito da Fig. 6.5, porém com diodos de anti-saturação, cuja função foi explicada no início deste capítulo.

Com este circuito obtém-se isolação e a corrente de base proporcional à corrente de coletor.

Na Fig. 6.7 está representado um circuito de comando de base proporcional, sem o emprego de diodos de anti-saturação.

Quando T_1 encontra-se fechado, circula a corrente I_{R1} que provoca uma acumulação de energia no campo magnético. O transistor T_P se mantém bloqueado, com a junção base-emissor polarizada negativamente pelo capacitor C . O transformador nesse intervalo de tempo é levado à saturação.

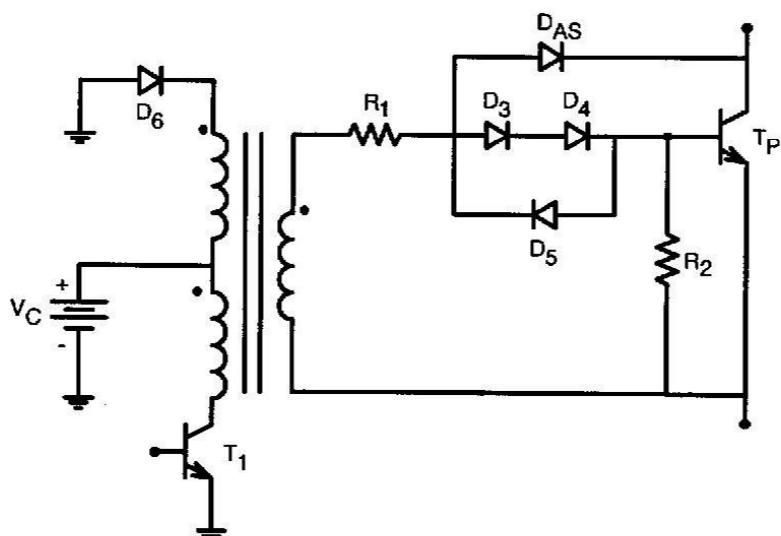


Fig. 6.6: Comando de base isolado com diodo de anti-saturação.

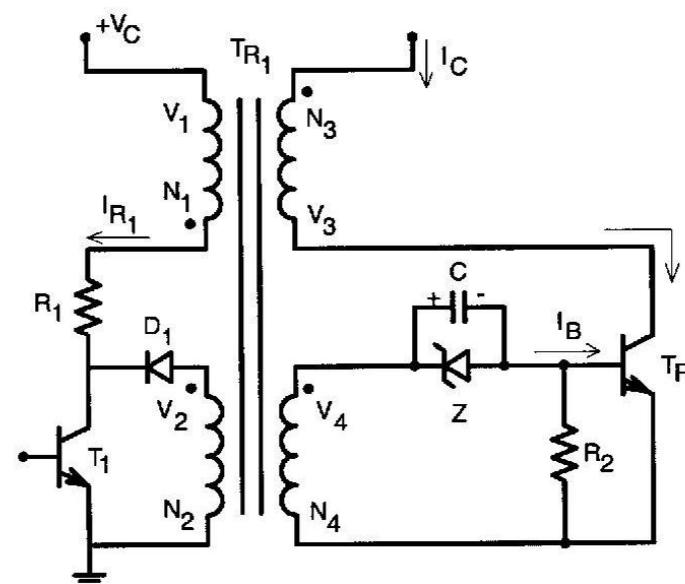


Fig. 6.7: Circuito de comando de base proporcional.

Quando T_1 abre, os enrolamentos adquirem a polaridade indicada na Fig. 6.7 e o transistor T_P entra em condução. A corrente I_C ao circular em N_3 , mantém, através da relação N_2/N_3 uma corrente de base no T_P . Existe uma ação do tipo transformador de corrente. T_{R1} é levado à saturação com fluxo contrário ao fluxo da etapa anterior.

Consideremos as relações:

$$N_4 I_B = N_3 I_C \quad (6.7)$$

$$I_C = \beta_F I_B \quad (6.8)$$

$$N_4 = N_3 \beta_F \quad (6.9)$$

$$\beta_F = \frac{N_4}{N_3} \quad (6.10)$$

Um circuito de comando de base muito empregado está representado na Fig. 6.8.

Quando T_1 está fechado, T_P está bloqueado. A corrente I_1 é limitada pelo resistor R_1 . C encontra-se descarregado e V_1 é igual a zero.

Quando T_1 é bloqueado, I_1 é subitamente interrompida. V_1 torna-se positiva e aparece uma corrente I_2 na base de T_P dada pela relação:

$$I_2 = \frac{N_1 I_1}{N_2} = \frac{N_1}{N_2} \frac{(V_C - 1)}{R_1} \quad (6.11)$$

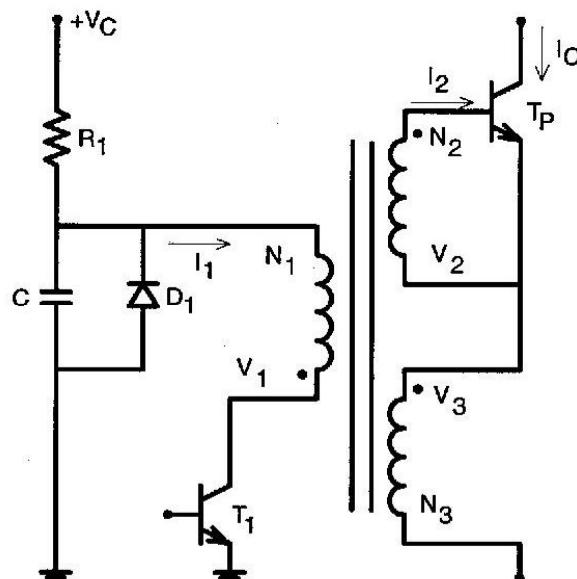


Fig. 6.8: Comando de base isolado proporcional.

T_P entra em condução e I_C começa a crescer; como I_C circula em N_3 , aparece uma corrente de base I_2 que obedece à seguinte relação:

$$I_2 = \frac{N_3}{N_2} I_C \quad (6.12)$$

com

$$I_C = \beta_F I_2 \quad (6.13)$$

obtém-se:

$$\frac{N_2}{N_3} = \beta_F \quad (6.14)$$

Durante o intervalo de tempo em que T_1 é mantido bloqueado, C se carrega através de R_1 e alcança a tensão V_C .

Quando T_1 é fechado, a tensão do capacitor é aplicada em N_1 e aparece uma tensão V_2 negativa na base de T_P , provocando o seu bloqueio.

$$V_2 = -V_{BE} = \frac{N_2}{N_1} (V_C - 1) \quad (6.15)$$

O diodo D_1 impede que V_1 torne-se negativa com T_1 conduzindo, o que provocaria oscilações subamortecidas no circuito.

A constante de tempo R_1C normalmente impede que o circuito apresentado possa operar em altas freqüências. Para acelerar a recarga do capacitor, é empregado o circuito apresentado na Fig. 6.9.

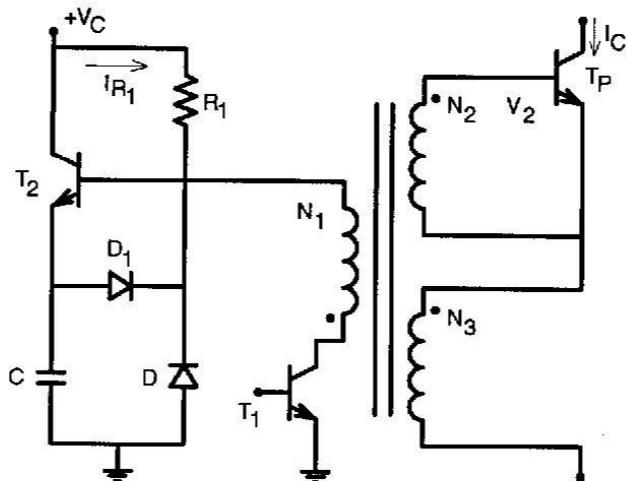


Fig. 6.9: Comando de base isolado proporcional para altas freqüências (50kHz).

Durante o intervalo de tempo em que T_1 se mantém bloqueado, a corrente I_{R1} é multiplicada pelo ganho de T_2 e C se carrega rapidamente.

Para o dimensionamento do circuito são empregadas as seguintes relações:

$$\frac{N_2}{N_3} = \frac{I_C}{I_B} = \beta_F \quad (6.16)$$

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_C - 1}{V_2} \quad (6.17)$$

V_2 - tensão reversa V_{BE} .

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2} I_1 = \frac{N_1}{N_2} \frac{(V_C - 1)}{R_1} \quad (6.18)$$

I_2 - corrente inicial de base do transistor T_P .

O capacitor C deve ser dimensionado para suprir a energia de bloqueio de T_P , para o pior caso, ou seja, aquele em que T_P se mantém bloqueado por mais tempo.

$$W = \frac{1}{2} C (V_C - 1)^2 = (V_{CC} - 1) I_{loff} t_{off} \quad (6.19)$$

Assim:

$$C_1 = \frac{2 I_{loff} t_{off}}{V_C - 1} \quad (6.20)$$

t_{off} - tempo máximo durante o qual T_P permanece bloqueado.

I_{loff} - corrente inicial no primário do transformador para garantir o bloqueio de T_P .

$$N_1 I_{loff} = N_3 I_{C2} + N_2 I_{B2} + N_1 I_1 \quad (6.21)$$

$$I_1 = \frac{V_C - 1}{R_1} \quad (6.22)$$

I_{C2} - corrente no transistor no instante do bloqueio.

I_{B2} - corrente de base no instante do bloqueio.

$$I_{B2} = I_{C2} \frac{N_3}{N_2} \quad (6.23)$$

$$N_1 I_{loff} = N_3 I_{C2} + N_3 I_{C2} + N_1 I_1$$

$$I_{loff} = \frac{N_3}{N_1} 2I_{C2} + I_1 \quad (6.24)$$

Exemplo de cálculo:

$$I_{C2} = 2A \quad V_C = 10V$$

$$\beta_F = 5 \rightarrow I_{B2} = 0,4A$$

$$\frac{N_2}{N_3} = \frac{2}{0,4} = \beta_F = 5$$

$$V_2 = 5V$$

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_C - 1}{V_2} = \frac{9}{5} = 1,8$$

$$R_1 = \frac{N_1 (V_C - 1)}{I_{B2}} = \frac{1,8(10 - 1)}{0,4}$$

$$R_1 = 40,5\Omega \quad \therefore I_1 = \frac{V_C - 1}{R_1} = \frac{9}{40,5} = 0,222A$$

$$I_1 = 0,222A$$

$$\frac{N_3}{N_2} = \frac{1}{5} \quad \therefore \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{1,8} \quad \therefore \frac{N_3}{N_2} \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{9} = \frac{N_3}{N_1} = 0,11$$

$$I_{loff} = 0,11 \cdot 2 \cdot 2 + 0,222$$

$$I_{loff} = 0,662A$$

$$C_1 = \frac{2 \cdot 0,662 \cdot t_{off}}{(V_C - 1)}$$

$f = 50kHz$ (freqüência de operação).

$$T = \frac{1}{f} = 20\mu s$$

Seja um conversor *Flyback*.

$$t_{off} = T(1 - D_{min})$$

Seja $D_{min} = 0,1$

$$t_{off} = 20 \cdot 0,9 = 18\mu s$$

$$C_1 = \frac{2 \cdot 0,662 \cdot 18\mu}{9} \cong 2,65\mu F$$

C_1 deve se carregar enquanto T_P conduz.

$$T_1 = \frac{R_1 C}{H_{fe}} - \text{tempo de recarga de } C.$$

H_{fe} - ganho do transistor T_2 .

$$T_C = D_{min} T = 0,1 \cdot 20\mu = 2\mu s$$

$$H_{fe} = \frac{R_1 C}{T_C} = \frac{40,5 \cdot 2,65\mu}{2\mu} \cong 53,6$$

Desse modo pode-se escolher T_2 .

Sugere-se tornar $N_3 = 1$ esp. Assim, no exemplo dado,

$$N_2 = 5 N_3 = 5 \text{ espiras}$$

$$N_1 = 1,8 N_2 = 9 \text{ espiras}$$

Seja o caso em que a corrente de coletor seja muito baixa (operação com carga mínima). Assim a corrente de desmagnetização não deve se anular antes da ordem de bloqueio, pois provocaria um mau funcionamento da fonte. Seja a corrente de desmagnetização representada na Fig. 6.10.

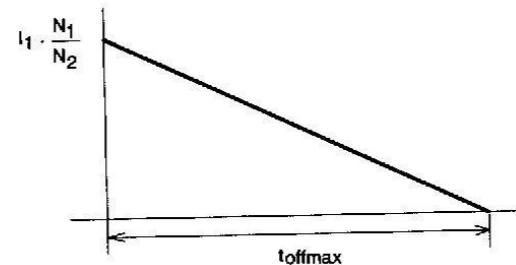


Fig. 6.10: Corrente de desmagnetização.

$$t_{off} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \quad (6.25)$$

Portanto deve ser satisfeita a seguinte relação:

$$\frac{1}{2f} V_{BE} \frac{N_1}{N_2} = B_{max} A_e N_1 \quad (6.26)$$

Assim:

$$A_e = \frac{1}{2f} V_{BE} \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{B_{max} N_1} \quad (6.27)$$

Desse modo pode-se selecionar o núcleo de ferro para o transformador.

No exemplo numérico dado:

$$A_e = \frac{1}{2,50 \cdot 10^3} 1 \cdot 1,8 \frac{1}{0,25 \cdot 9} = 8,0 \cdot 10^{-6} m^2$$

$$\text{onde } B_{max} = 0,25 T \therefore A_e = 8,0 mm^2$$

Tomando o núcleo toroidal de menor tamanho:

$$D = 10\text{mm}$$

$$d = 5\text{mm}$$

$$h = 6,5\text{mm} \therefore A_e = \frac{10 - 5}{2} 6,5 = 16,25\text{mm}^2$$

Desse modo ele será adotado por ser o menor. Assim:

$$B = \frac{1}{2F} V_{BE} \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{A_e N_1}$$

$$B = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 10^3} 1,8 \frac{10^6}{9 \cdot 16,25} = 0,123T = 1230G$$

O passo seguinte é a verificação do comprimento do núcleo.

Seja a relação:

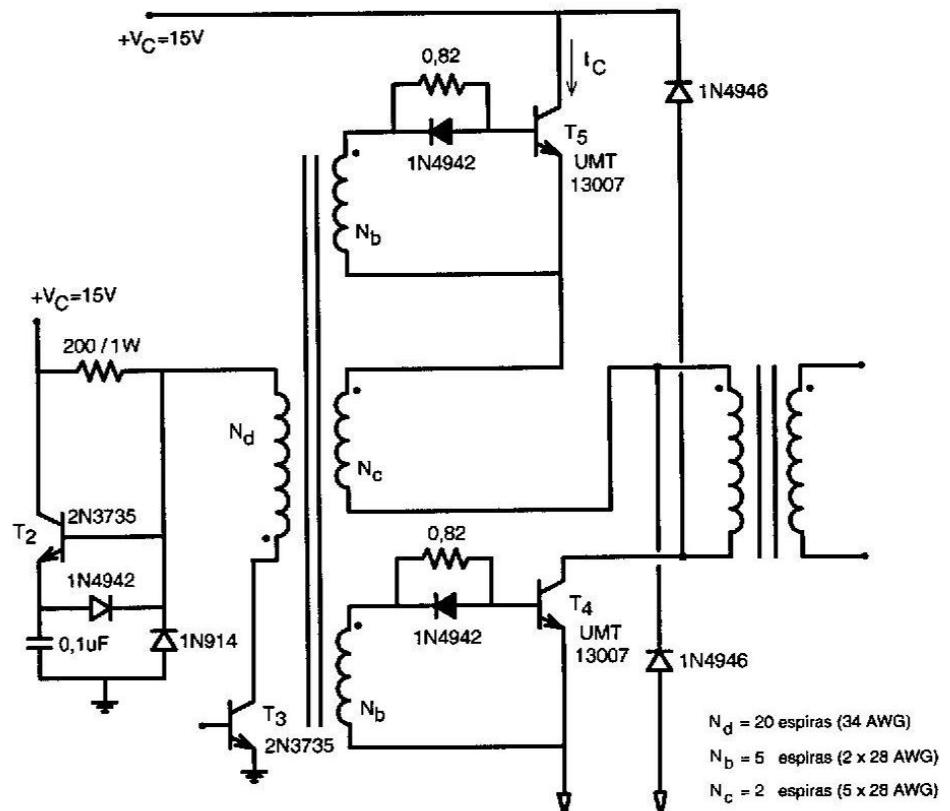
$$N_1 I_1 = H l_e \therefore H = \frac{N_1 I_1}{l_e} \quad \text{No exemplo dado:}$$

$$H = \frac{9 \cdot 0,222}{23 \cdot 10^{-3}} \cong 86\text{ A/m} = 1,08\text{Oe}$$

Entrando-se na curva B x H obtém-se $B = 2500\text{Gauss} = 0,25\text{T}$.

c) Exemplo de emprego de comando de base proporcional isolado

Seja o circuito representado na Fig. 6.11.



Quando T_3 conduz:

$$I_d = \frac{V_C - 1}{200} \cong 70\text{ mA.}$$

Quando T_3 abre, é lançada uma corrente na base de cada transistor (T_5 e T_4) com o valor:

$$I_B = \frac{N_d I_d}{N_b} = \frac{20 \cdot 70m}{5} = 280 \text{ mA}$$

A corrente de coletor alcança 3,33A.

Assim:

$$\frac{N_b}{N_c} = \frac{5}{2} = 2,5$$

$$I_{B_T} = \frac{3,33}{2,5} = 1,33 \text{ A} \text{ (corrente total)}$$

Em cada base, I_C propiciará uma corrente de 667mA adicional que se adiciona à corrente magnetizante.

Enquanto T_3 se mantém bloqueado, C se carrega no tempo menor que 1μs. Quando T_3 é fechado, C provoca a extração de 1,5A de base em cada transistor, provocando o bloqueio em 1μs.

T_{R1} tem uma indutância de magnetização no lado primário igual a 0,7mH, foi projetada para saturar com uma corrente de 75mA e emprega um núcleo de ferrete do tipo *Pot Core*.

O comando descrito foi empregado numa fonte do tipo *Forward* a dois transistores com as seguintes especificações:

$$P = 250\text{W}$$

$$V_{out} = 5\text{V}$$

$$I_o = 5\text{A à } 50\text{A}$$

$$f = 40\text{kHz}$$

$$V_{in} = 230\text{V} \pm 15\%, 60\text{Hz.}$$

O exemplo serve também para ilustrar como o circuito discutido pode ser empregado para comandar dois transistores simultaneamente.

6.4 - Comando de Gatilho do Mosfet

Os circuitos de comando de gatilho dos MOSFET'S distinguem-se dos circuitos de comando de base dos transistores bipolares pelas seguintes razões:

- a) A corrente de gatilho é muito menor, devido a uma camada de óxido de silício, isolante, entre o gatilho e o *source*;
- b) Não há necessidade de polarização reversa de base ou extração de corrente de base;
- c) Os tempos de comutação dependem praticamente apenas da velocidade com que os capacitores de gatilho são carregados ou descarregados.

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (6.27)$$

C_{GS} - Capacitância Gatilho-Source.

C_{GD} - Capacitância Gatilho-Dreno.

C_{iss} - Capacitância de entrada.

Normalmente $C_{GS} \gg C_{GD}$, portanto:

$$C_{iss} = C_{gs} \quad (6.28)$$

Seja o circuito apresentado na Fig. 6.12.

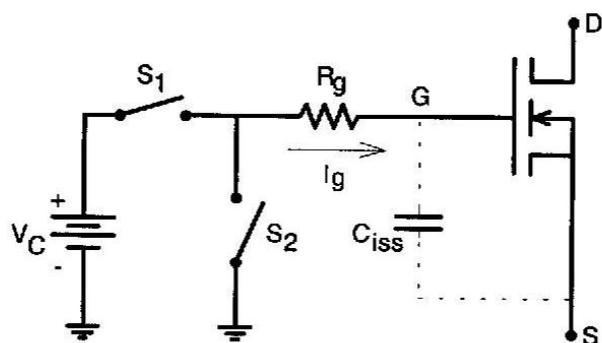


Fig. 6.12: Circuito de gatilho de um Mosfet.

Seja $C_{iss} = 700\text{pF}$
 $V_C = 12\text{V}$

Deseja-se levar V_{GS} a 12V num tempo de 40ns.

Será necessário um pulso de corrente I_g dado pela relação:

$$I_g = C_{iss} \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (6.29)$$

Assim:

$$I_g = \frac{700 \cdot 10^{-12} \cdot 12}{40 \cdot 10^{-9}} = 0,21\text{A}$$

O mesmo pulso de corrente é extraído quando S_1 é aberto e S_2 é fechado para bloquear o MOSFET.

O tempo t_f (*fall time*) ou t_r (*rise time*) do MOSFET pode ser obtido com boa aproximação pela relação 6.30.

$$t_f = t_r = 2,2 R_g C_{iss} \quad (6.30)$$

Desse modo os tempos de comutação podem ser definidos pelo projetista, através do valor de R_g .

No exemplo dado, seja:

$$t_f = t_r = 40\text{ns} = 40 \cdot 10^{-9}\text{s}$$

Assim:

$$R_g = \frac{t_f}{2,2 C_{iss}} = \frac{40 \cdot 10^{-9}}{2,2 \cdot 700 \cdot 10^{-12}}$$

$$R_g \approx 25\Omega$$

6.5 - Circuitos de comandos não-isolados

Existe uma grande quantidade de opções para o engenheiro no momento de escolher um circuito de comando.

Os exemplos aqui oferecidos são os mais conhecidos.

Na Fig. 6.13 está representado um circuito muito difundido.

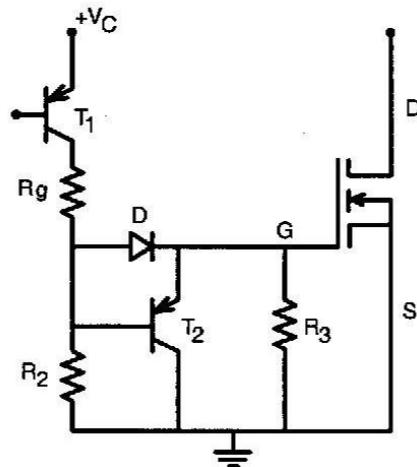


Fig. 6.13: Circuito de comando de gatilho não-isolado.

$$\begin{aligned} D &= 1N914 & R_2 &= 4,8k\Omega & R_g &= 50\Omega \\ T_2 &= MPS 2907 & R_3 &= 10 k\Omega \end{aligned}$$

Quando T_1 é fechado, D se polariza diretamente e mantém T_2 bloqueado, enquanto T_P conduz. Quando T_1 é bloqueado, o capacitor C_{iss} coloca T_2 em condução, assegurando um rápido bloqueio do MOSFET.

Na Fig. 6.14 está representado um circuito de comando de gatilho, a partir do estágio de saída de um integrado TTL.

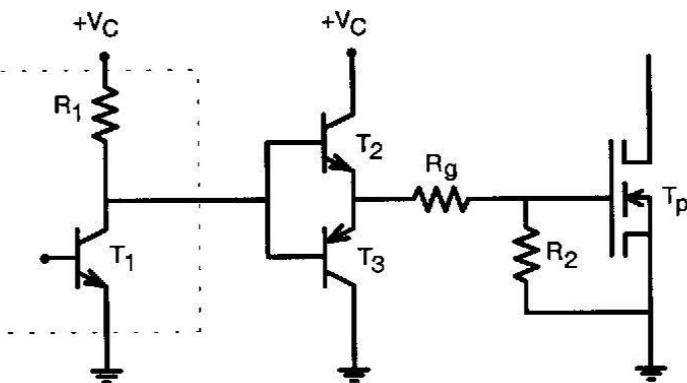


Fig. 6.14: Circuito de comando de gatilho.

6.6 - Circuitos de comandos de Gatilho isolados

Um exemplo de circuito isolado está representado na Fig. 6.15.

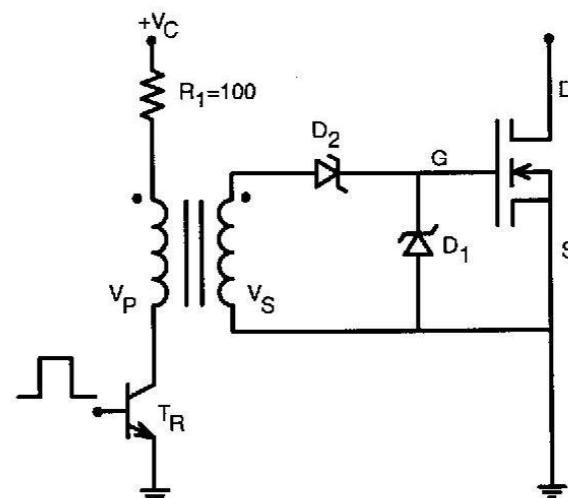


Fig. 6.15: Circuito de Gatilho isolado.

Quando T_1 é fechado, é lançada uma corrente de Gatilho, cujo valor depende de R_L . D_1 limita a tensão V_{GS} . O MOSFET entra em condução.

Quando T_1 é aberto, V_S inverte de polaridade e D_1 entra em condução no sentido SG; a energia acumulada na indutância de magnetização do transformador é dissipada no diodo Zener D_2 .

Outros circuitos isolados por transformador podem ser empregados.

CAPÍTULO 7

CIRCUITOS AUXILIARES DAS FONTES CHAVEADAS

7.1 - A questão do isolamento

Uma fonte chaveada que alimenta um equipamento eletrônico a partir da rede possui duas funções básicas:

- Propiciar à carga uma tensão (ou várias) que satisfaça determinadas especificações.
- Propiciar o isolamento de blocos mostrados nas Figs. 7.1 e 7.2.

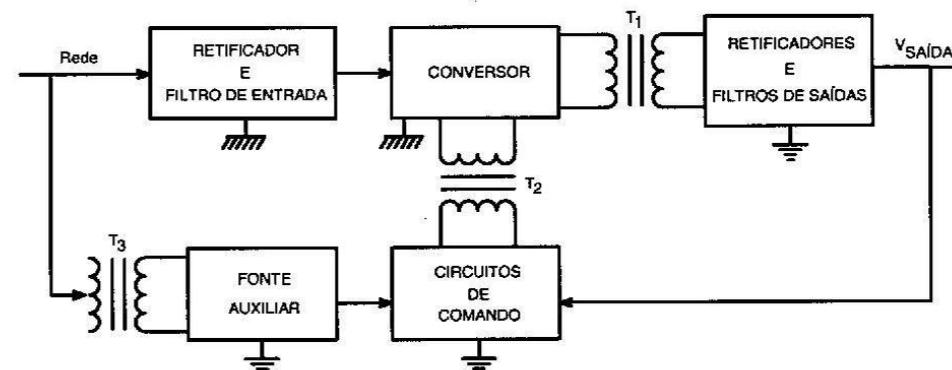


Fig. 7.1: Diagrama de blocos de uma fonte chaveada.

Observando a Fig. 7.1 constata-se a existência de duas massas:

- massa de alta tensão, na qual está conectado o interruptor de chaveamento.

- massa de baixa tensão, na qual está conectada a saída, os circuitos de comando e controle e a fonte auxiliar.

Para assegurar a separação das duas massas são necessários três transformadores:

T_1 - Transformador principal;

T_2 - Transformador para o comando de base ou de gatilho;

T_3 - Transformador da fonte auxiliar.

O que caracteriza a estrutura da Fig. 7.1 é a existência de uma massa comum entre a saída e os circuitos de comando e controle.

No diagrama representado na Fig. 7.2, podem ser evidenciadas 3 características:

- Os circuitos de comando de base ou gatilho encontram-se na massa do interruptor;
- O isolamento entre a baixa e a alta tensão é assegurado pelo transformador principal T_1 e pelo isolador óptico;
- O circuito de controle é alimentado pela própria tensão de carga;
- A fonte auxiliar tem massa comum à alta tensão. Desse modo ela não necessita de transformador de isolamento.

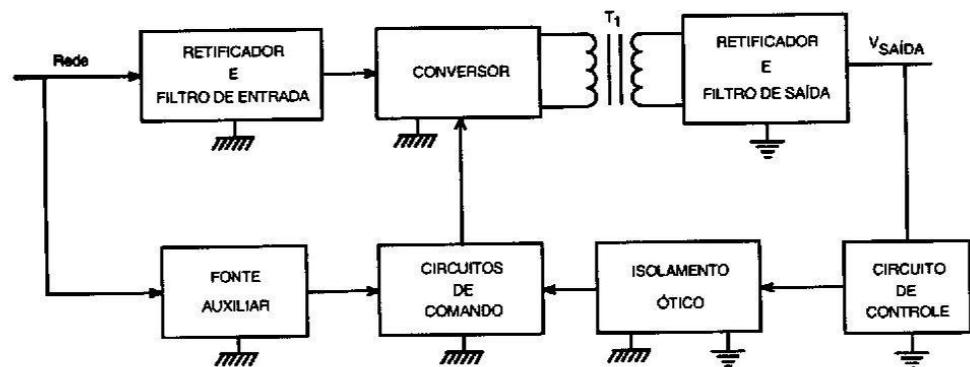


Fig. 7.2: Diagrama de blocos de uma fonte chaveada.

Geralmente a estrutura apresentada na Fig. 7.2 é empregada em fonte do tipo *Flyback*, de baixa potência, com MOSFET.

7.2 - A fonte auxiliar

A fonte auxiliar representada no diagrama da Fig. 7.1 está mostrada na Fig. 7.3, e é do tipo convencional.

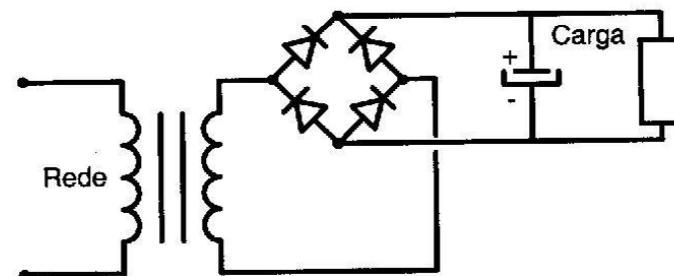


Fig. 7.3: Fonte auxiliar com isolamento.

Nos casos onde não há isolamento, é recomendado o circuito representado na Fig. 7.4.

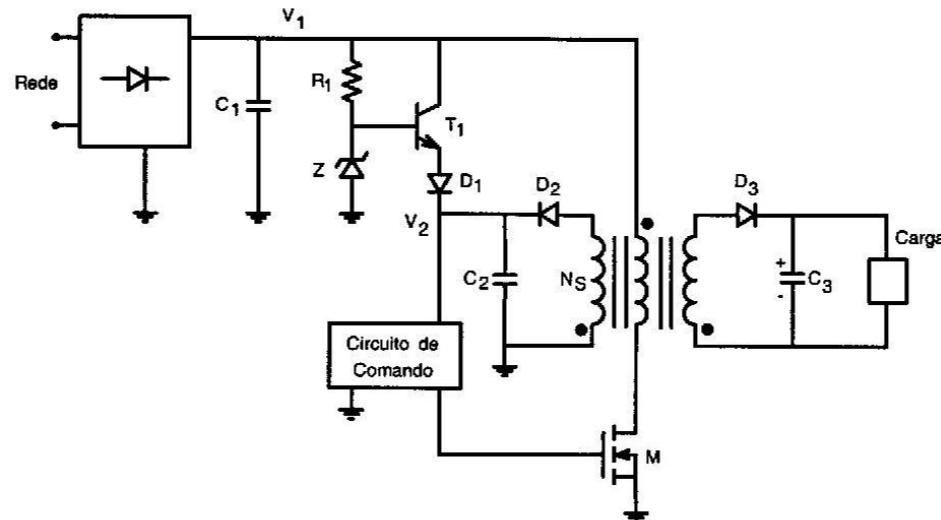


Fig. 7.4: Conversor Flyback com fonte auxiliar não isolada.

Quando a fonte é energizada, o regulador linear formado pelo circuito R_1 , Z e T_1 alimenta o circuito de comando da fonte com a tensão V_2 . Depois que a fonte inicia o funcionamento, o enrolamento N_s fornece energia para alimentar o comando, polarizando D_1 reversamente e bloqueando o transistor T_1 . Desse modo só há consumo de potência em T_1 nos primeiros ciclos de funcionamento. Valores dos parâmetros a título de exemplo:

$$R_1 = 100\text{k}\Omega / 10\text{W}$$

$$Z = 12 \text{ V} / 1\text{W}$$

$$T_1 = \text{TIP 47}$$

$$C_2 = 10\mu\text{F}$$

$$V_1 = 160\text{V}$$

7.3 - Circuitos integrados PWM dedicados

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 3524 *PWM Control Circuit*, produzido por vários fabricantes.

A estrutura básica do 3524 está representada na Fig. 7.5.

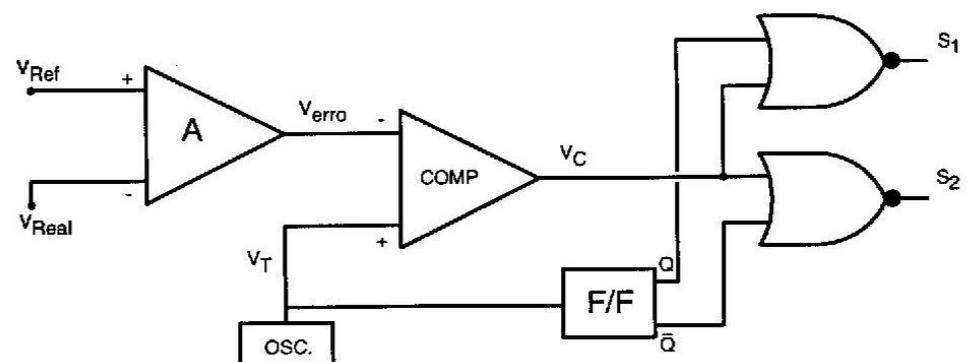


Fig. 7.5: Estrutura básica de um integrado PWM.

A - Amplificador

OSC - Oscilador

COMP - Comparador

F/F - Flip-Flop

As formas de onda associadas à estrutura em questão estão representadas na Fig. 7.6.

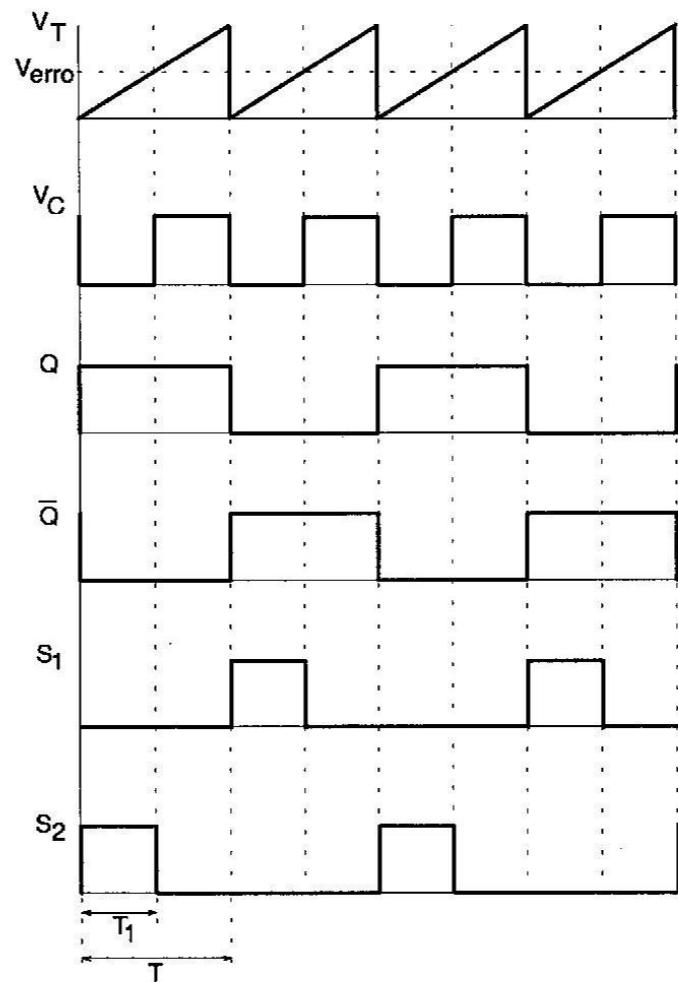


Fig. 7.6: Sinais relativos ao integrado PWM.

S_1 e S_2 são os sinais de saída destinados a comandar a base ou o gatilho de um interruptor (transistor, MOSFET, etc.).

Um exemplo de emprego do integrado 3524 está representado na Fig. 7.7. Trata-se de um conversor CC-CC buck com transistor principal do tipo PNP.

R_T e C_T - definem a freqüência de operação.

R_1 e R_2 - formam um divisor resistivo 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 da corrente de carga. V_{Sh} é levado para os pinos 4 e 5, entrada do regulador de corrente A_1 . Quando 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 .

Quando o integrado comanda o transistor de um conversor *Flyback* ou *Forward* os dois transistores de saída são associados em paralelo. Nas estruturas do tipo *Bridge*, *Half-Bridge* e *Push-Pull*, cada transistor de saída comanda um transistor de potência.

O controlador emprega o amplificador A_1 , de transcondutância que em sua forma mais geral tem a configuração mostrada na Fig. 7.8.

$$\text{onde } V_{out} = \frac{Z_2}{Z_1} (V_{in} - V_{REF}) \quad (7.1)$$

Z_1 e Z_2 podem ser resistências ou combinações de resistências e capacitâncias.

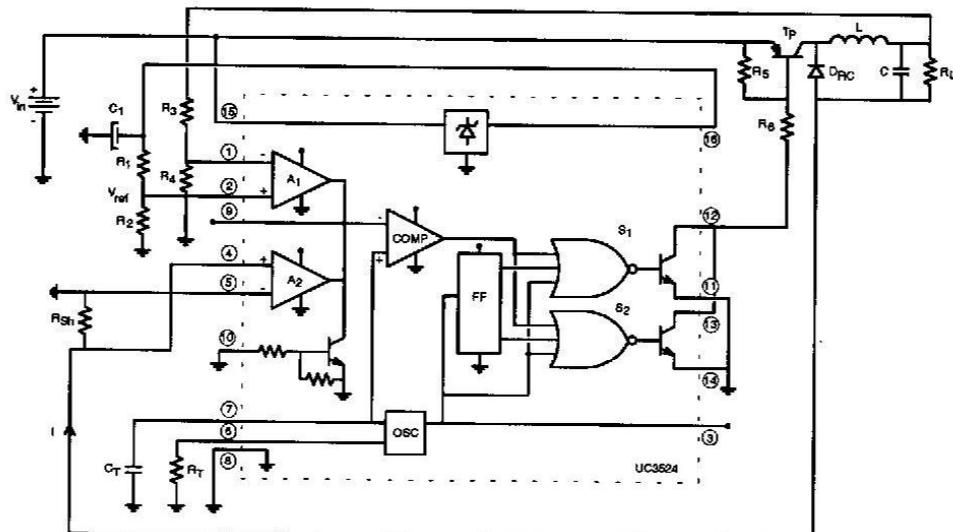


Fig. 7.7: Exemplo de emprego do integrado 3524.

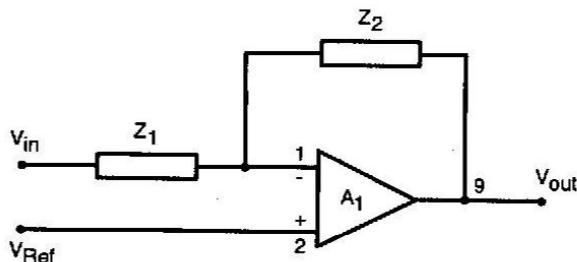


Fig. 7.8: Controlador da tensão.

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.

O fato de se aterrinar o pino 9 não danifica os amplificadores, visto que por serem de transcondutância possuem alta impedância de saída.

Informações detalhadas sobre o integrado 3524 estão contidas nos dados técnicos fornecidos pelo fabricante.

7.4 - Soft-Start (Partida Progressiva)

Quando se energiza uma fonte chaveada, é imperativo que a razão cíclica progrida lentamente, desde o valor nulo até o valor necessário para suprir a potência de carga. Caso contrário há o risco de destruição do interruptor, saturação do transformador e overshoot de saída.

Um circuito recomendado para ser empregado com o 3524 está representado na Fig. 7.9 cujo funcionamento é o seguinte: quando a fonte é energizada, $V_9 = V_C = 0$ e a razão cíclica é nula. Na medida que C se carrega pelo resistor R_1 a razão cíclica progride exponencialmente enquanto D_1 se mantiver polarizado. Quando $V_C = V_9$, o sistema passa a ser comandado pelo controlador A1. O circuito *Soft-Start* fica isolado pelo diodo D_1 . Quando a fonte é desligada, C se descarrega rapidamente via D_2 .

7.5 - Circuitos para limitação da corrente

Geralmente os fabricantes dos equipamentos alimentados por fontes chaveadas exigem que mediante um curto-círcuito a fonte seja desativada. A reativação só é permitida após o desligamento e religamento do equipamento. O método de limitação de corrente apresentado na Fig. 7.7, não é indicado para esses casos, particularmente quando o comando do interruptor é isolado.

Um circuito muito robusto e preciso está representado na Fig. 7.10.

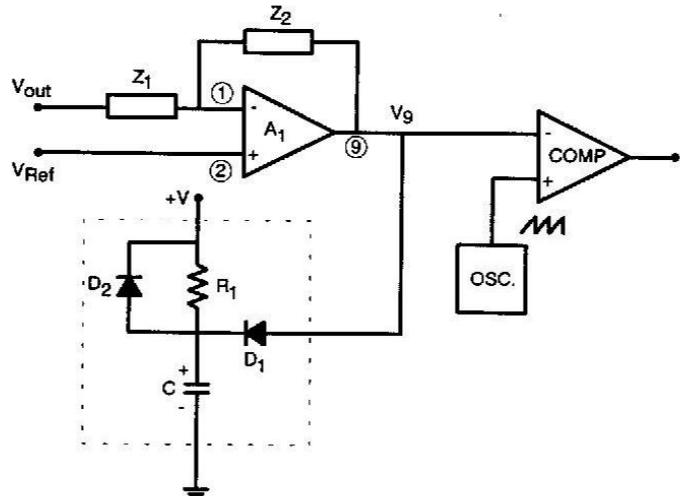


Fig. 7.9: Circuito para realizar a partida progressiva.

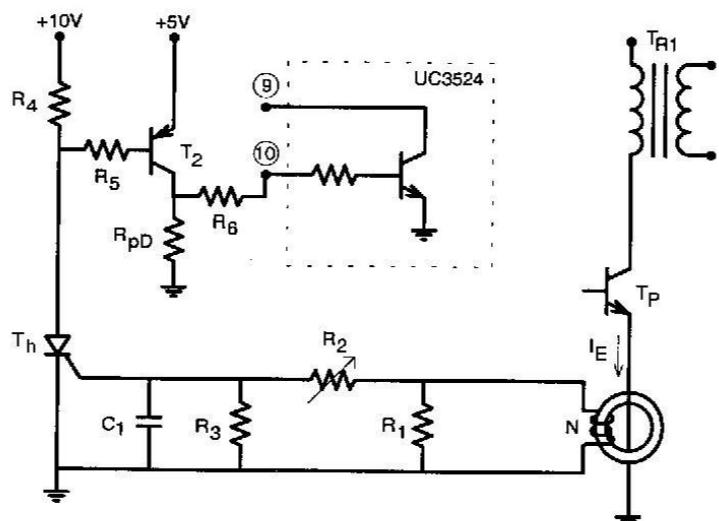


Fig. 7.10: Circuito de proteção contra sobrecorrente.

Uma sobrecorrente em T_P provoca o disparo de um pequeno tiristor T_h que satura T_2 , coloca o pino 10 em nível alto e aterra o pino 9. A fonte fica desativada até o instante que seja desligada e T_h se bloqueia. O circuito apresentado pode ser empregado em qualquer tipo de fonte chaveada.

Em um projeto realizado no INEP, numa fonte do tipo *Flyback*, em condução descontínua, foram empregados os seguintes valores:

$$T_h = \text{TIC 106D}$$

$$C_1 = 56\text{nF}$$

$$R_1 = 2,2\Omega$$

$$R_5 = 120\Omega$$

$$R_2 = 1\text{k}\Omega$$

$$R_4 = 150\Omega$$

$$R_3 = 1\text{k}\Omega$$

$$R_6 = 2,2\text{k}\Omega$$

$$N = 10 \text{ espiras}$$

Núcleo - Toroidal, Ferrite, da Thornton.

O circuito empregado desativa a fonte com 15A de corrente no transistor.

7.6 - O isolador ótico

Como já ficou estabelecido, quando se deseja atacar diretamente a base do transistor principal com o integrado PWM, sem isolamento, há necessidade de se empregar um isolador ótico entre a tensão de saída e os sinais de comando.

Seja o circuito representado na Fig. 7.11.

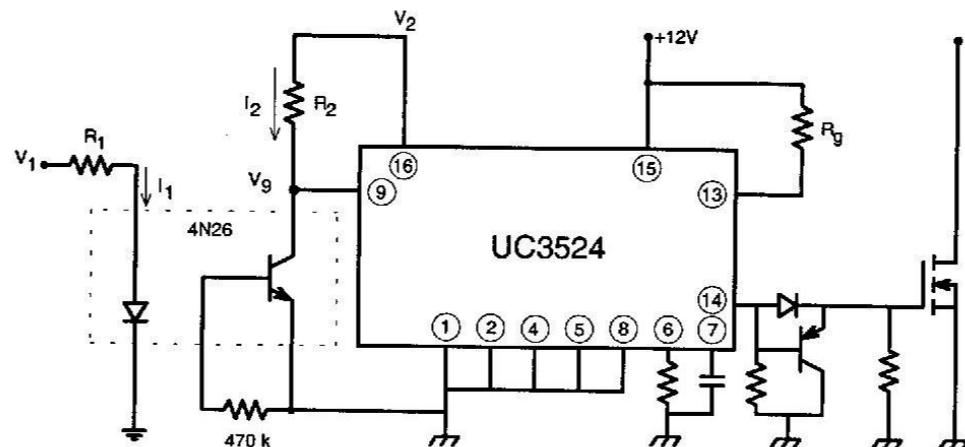


Fig. 7.11: Exemplo de emprego de isolamento ótico.

Seja a tensão V_1 oriunda do controlador, com valores de 3V a 10V.

A rampa gerada pelo oscilador do CI 3524 varia de 0,6 a 4V como está representado na Fig. 7.12.

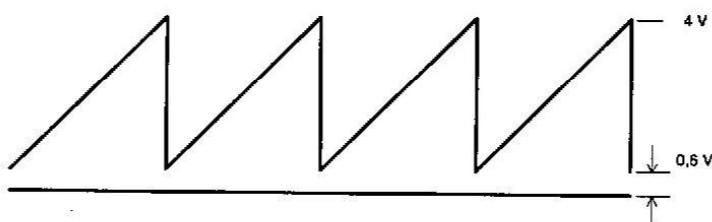


Fig. 7.12: Rampa interna do CI 3524.

Desse modo a tensão V_9 no coletor do fototransistor deve variar entre 0,6 e 4V para cobrir todas as razões cíclicas possíveis.

Nas Figs. 7.13, 7.14 e 7.15 estão apresentados resultados experimentais obtidos com o circuito apresentado na Fig. 7.11, com o fotoacoplador 4N26, no INEP.

A curva mais adequada para o projeto em questão é a representada na Fig. 7.15 com $R_1 = R_2 = 1,5\text{k}\Omega$. Uma das dificuldades do emprego do isolador é a insuficiência de informações de catálogos técnicos.

A partir da Fig. 7.15, constata-se que o ganho do isolador na configuração implementada varia com o ponto de operação.

A partir do circuito, o ganho pode ser calculado do seguinte modo:

$$V_9 = V_2 - R_2 I_2 \quad (7.2)$$

$$I_1 = \frac{V_1 - 1}{R_1} \quad (7.3)$$

$$I_2 = \beta I_1 \quad (7.4)$$

Assim:

$$V_9 = V_2 - R_2 \beta I_1 = V_2 - \frac{R_2}{R_1} \beta (V_1 - 1) \quad (7.5)$$

$$V_9 = V_2 - \frac{R_2}{R_1} \beta V_1 + \frac{R_2}{R_1} \beta \quad (7.6)$$

$$G = \frac{\partial V_9}{\partial V_1} = -\frac{R_2}{R_1} \beta \quad (7.7)$$

Se $R_2 = R_1 \Rightarrow [G = \beta]$

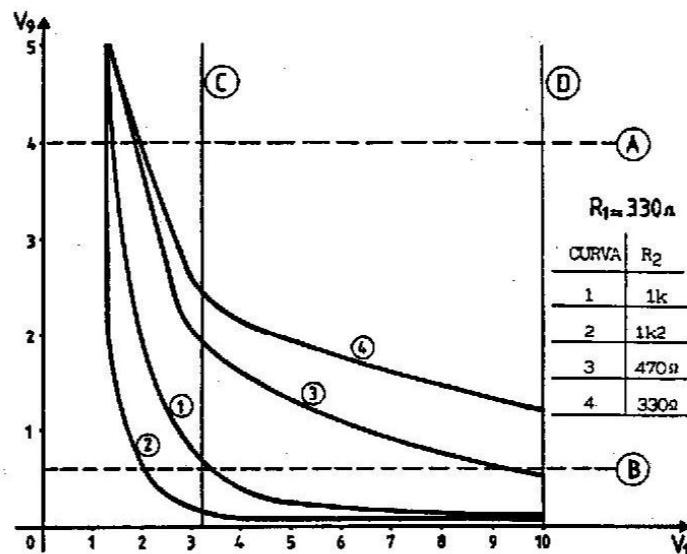


Fig. 7.13: Características experimentais.

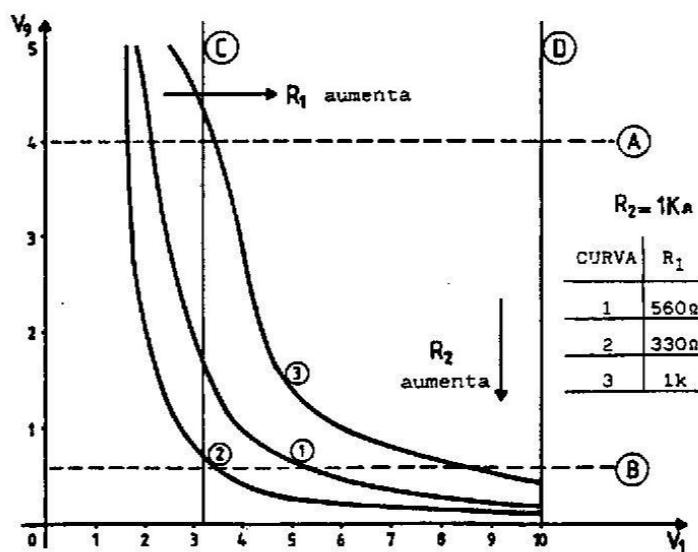


Fig. 7.14: Características experimentais.

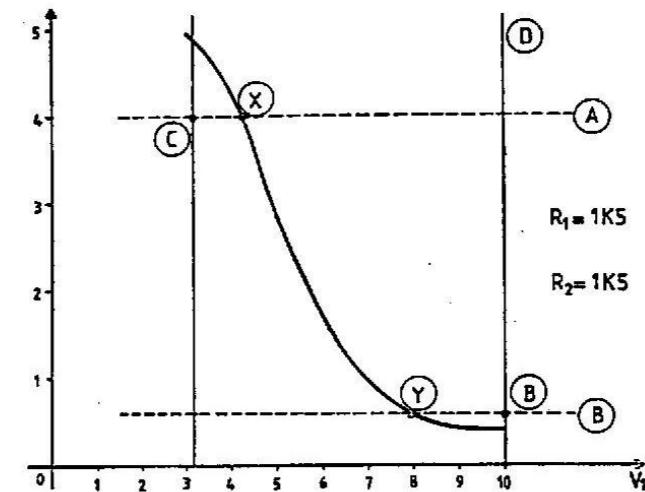


Fig. 7.15: Características experimentais.

7.7 - Regulador de saída

Quando se emprega o isolador ótico, é fundamental que se situe o controlador da tensão de saída da fonte antes dele para evitar a influência da temperatura no erro estático da tensão de saída.

Um circuito típico está representado na Fig. 7.16.

A tensão V_{REF} é produzida pelo Zener Z, compensado em temperatura. A imagem da tensão de saída é obtida pelo divisor resistivo R_1R_2 . A é um amplificador operacional convencional. R_4 , R_5 e C_3 definem a função transferência do controlador. A saída do operacional alimenta o fotodiodo do isolador ótico.

Normalmente a fonte é de múltiplas saídas. Desse modo duas saídas de tensões mais elevadas podem ser empregadas para alimentar o amplificador operacional.

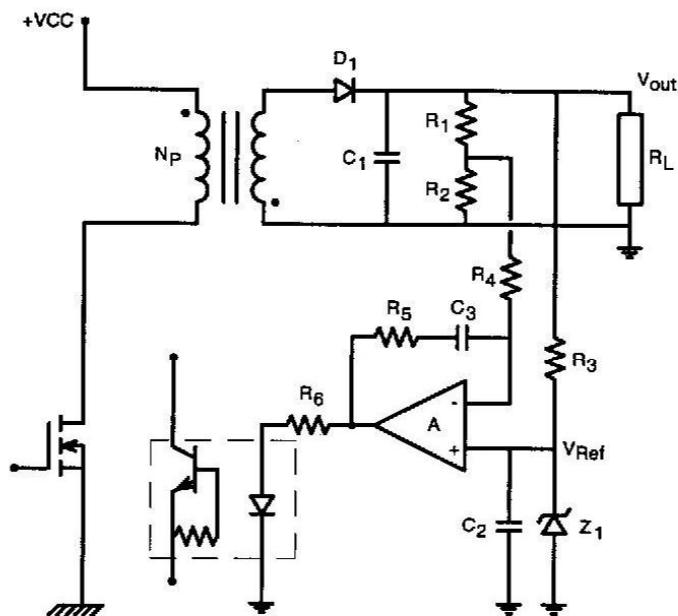


Fig. 7.16: Regulador para fonte com isolador ótico.

7.8 - Proteção contra sobretensão na saída

Há certas situações em que uma falha de um estágio de uma fonte chaveada ou um erro no ajuste na linha de produção pode provocar o aparecimento de uma tensão excessiva na saída. Tais excessos de tensão podem provocar danos nas cargas e portanto devem ser evitados.

Um circuito de proteção muito difundido, por ter um custo muito baixo, está representado na Fig. 7.17.

Normalmente $V_{out} < V_Z + V_{GK}$. Desse modo o gatilho do SCR se mantém aterrado e o tiristor bloqueado.

Diante de um mau funcionamento da fonte, se $V_{out} \geq V_Z + V_{GK}$, a tensão de avalanche do zener é alcançada e o SCR entra em condução, curto-circuitando o barramento de saída e zerando a tensão na carga.

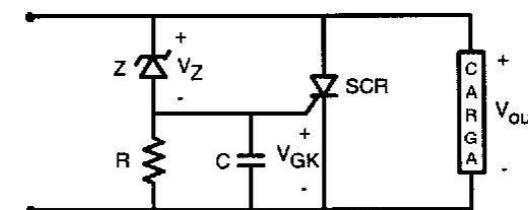


Fig. 7.17: Circuito de proteção contra sobretensão.

Obviamente a fonte é colocada em curto e a proteção contra sobre-corrente é acionada e desativa a fonte. No caso de a sobretensão na saída ter sido provocada por uma falha no interruptor de chaveamento da fonte, há impossibilidade de bloqueio e o circuito de proteção contra sobrecorrente não atua. Desse modo deve abrir o fusível situado na entrada da fonte e que deve estar corretamente dimensionado.

Após tais incidentes, o operador desligará o sistema e substituirá a fonte. O mais importante de tudo é que a carga fica preservada.

O circuito RC colocado em paralelo com o SCR impede o disparo acidental por ruído.

Devido à tolerância nas tensões V_Z e V_{GK} , o circuito apresentado pode não ser suficientemente preciso para algumas aplicações. Nesses casos o Zener pode ser substituído por um comparador integrado com tensão de referência compensada em temperatura.

É importante que o SCR empregado tenha capacidade térmica para suportar a corrente de curto-circuito durante o tempo necessário para a proteção contra sobrecorrente reagir.

CAPÍTULO 8

RESPOSTA TRANSITÓRIA E ESTABILIDADE

8.1 - Introdução

Seja a estrutura simplificada de uma fonte chaveada, representada na Fig. 8.1.

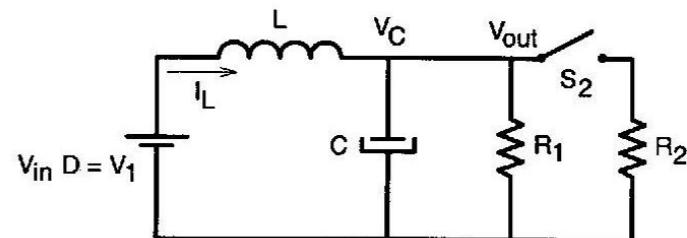


Fig. 8.1: Estrutura simplificada de uma fonte chaveada.

Seja o circuito operando inicialmente em regime permanente, com S_2 aberta; desse modo a carga é constituída pelo resistor R_1 .

Vamos imaginar que num instante t_0 a chave S_2 seja fechada, colocando R_2 em paralelo com R_1 , provocando subitamente uma redução na resistência de carga.

Vamos imaginar o valor de L suficientemente grande para impedir um variação no valor de I_L nos primeiros instantes após o fechamento da chave S_2 .

Desse modo o circuito pode ser representado pela Fig. 8.2.

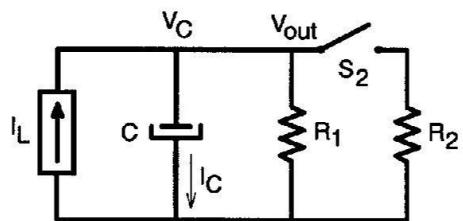


Fig. 8.2: Circuito equivalente para t_0^- .

$$\text{Seja: } R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (8.1)$$

$$\text{Antes do transitório } V_{Co} = R_1 I_L \quad (8.2)$$

$$\text{Após o transitório } V_{Cf} = RI_L \quad (8.3)$$

O transitório é representado pela expressão (8.4).

$$V_C = I_L \left[R_1 e^{-t/RC} + R \left(1 - e^{-t/RC} \right) \right] \quad (8.4)$$

A evolução da tensão V_C está representada na Fig. 8.3.

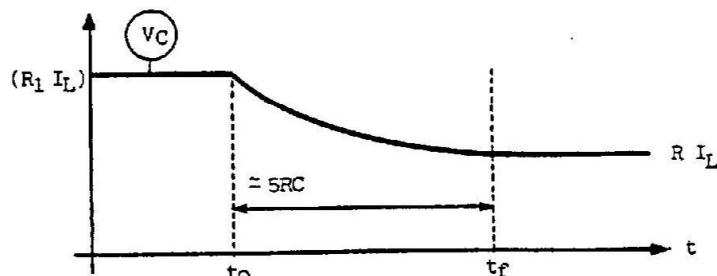


Fig. 8.3: Tensão nos terminais do capacitor de filtragem.

Consideremos a corrente no capacitor durante o transitório.

$$i_C = -\frac{V_{Co}}{R_2} e^{-t/RC} \quad (8.5)$$

Assim:

$$i_C = -\frac{R_1}{R_2} I_L e^{-t/RC} \quad (8.6)$$

A forma da corrente i_C está representada na Fig. 8.4.

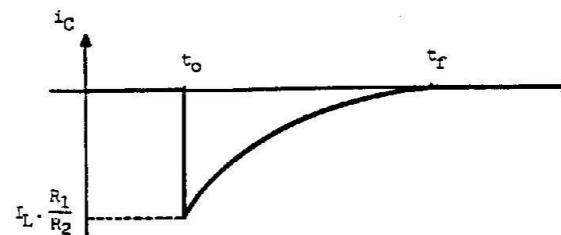


Fig. 8.4: Corrente do capacitor durante o transitório.

A análise apresentada é rigorosa se o capacitor for ideal. Seja o caso em que o capacitor tenha uma RSE (Resistência Série Equivalente). O circuito passa então a ser representado pela Fig. 8.5.

Assim, durante o transitório, a tensão V_{out} será dada pela relação 8.7.

$$V_{\text{out}} = V_C + V_{\text{RSE}} \quad (8.7)$$

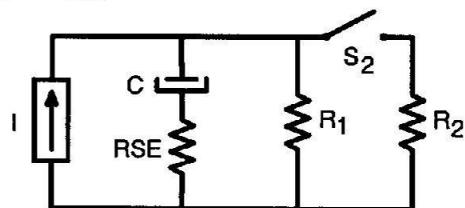


Fig. 8.5: Circuito com RSE incluída.

$$V_{\text{RSE}} = \text{RSE} i_C = -\text{RSE} \frac{R_1}{R_2} I_L e^{-t/RC} \quad (8.8)$$

Assim:

$$V_{\text{out}} = I_L [R + (R_1 - R)e^{-t/RC}] - \text{RSE} \frac{R_1}{R_2} I_L e^{-t/RC} \quad (8.9)$$

As duas componentes estão representadas na Fig. 8.6.

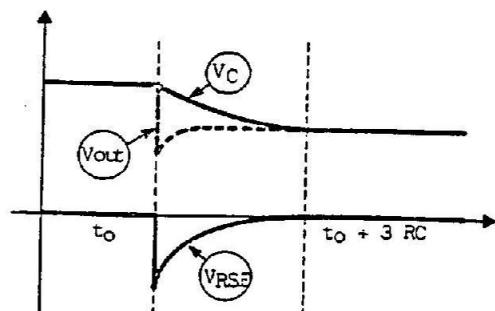


Fig. 8.6: Tensões envolvidas durante o transitório.

Fica evidenciado que a RSE causa uma “redução súbita” de tensão de saída; do mesmo modo, uma redução de carga provocaria uma “elevação súbita” da referida tensão.

Os objetivos básicos da análise do comportamento transitório de uma fonte chaveada são:

- Estabelecer o desvio que sofre a tensão de saída diante de uma variação da carga;
- Estabelecer o tempo de recuperação, ou seja, o tempo necessário para que a tensão de saída retorne ao valor existente antes da perturbação.

No exemplo discutido, para que a tensão se restabeleça, a corrente I_L deve ser aumentada. Essa ação é realizada pelo controlador de tensão, segundo a estrutura simplificada mostrada na Fig. 8.7.

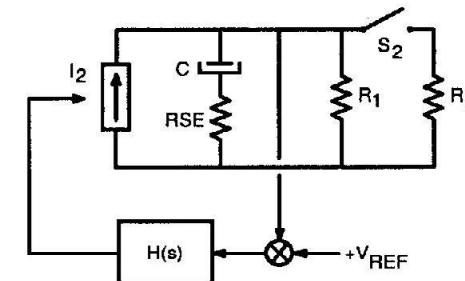


Fig. 8.7: Fonte com controlador da tensão de saída.

Uma ação rápida do regulador diminui o tempo de recuperação; por outro lado, uma ação excessivamente rápida pode provocar oscilações.

Desse modo, podemos estabelecer as seguintes regras, neste estágio da reflexão:

- A amplitude do desvio de tensão depende somente da RSE do capacitor;
- A natureza da resposta (tipo de amortecimento e tempo de recuperação) depende somente do tipo de controlador empregado.

8.2 - Equação característica e função de transferência

Uma fonte chaveada é um sistema em malha fechada, ou seja, com realimentação.

A estrutura em blocos de um sistema realimentado está representada na Fig. 8.8.

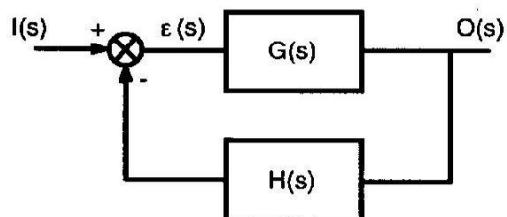


Fig. 8.8: Sistema realimentado.

Sejam as relações:

$$O(s) = G(s)\varepsilon(s) \quad (8.10)$$

$$\varepsilon(s) = I(s) - H(s)O(s) \quad (8.11)$$

Assim:

$$O(s) = G(s)[I(s) - H(s)O(s)] \quad (8.12)$$

$$O(s)[1 + G(s)H(s)] = G(s)I(s) \quad (8.13)$$

Desse modo:

$$\frac{O(s)}{I(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = F(s) \quad (8.14)$$

- | | |
|---------------------|---|
| $O(s)$ | - grandeza de saída; |
| $I(s)$ | - grandeza de entrada; |
| $G(s)$ | - função de transferência em malha aberta; |
| $H(s)G(s)$ | - função de transferência de laço aberto; |
| $\frac{O(s)}{I(s)}$ | - função de transferência em malha fechada. |

Qualquer função de transferência pode ser arranjada de modo representado pela expressão (8.15).

$$F(s) = \frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)+\dots+(1+s\tau_n)}{(1+s\tau_a)(1+s\tau_b)+\dots+(1+s\tau_m)} \quad (8.15)$$

onde:

$\frac{1}{\tau_1}, \frac{1}{\tau_2}, \dots, \frac{1}{\tau_n}$, são zeros da função transferência em malha fechada.

$\frac{1}{\tau_a}, \frac{1}{\tau_b}, \dots, \frac{1}{\tau_m}$ são pólos da função de transferência em malha fechada.

De uma maneira simplificada, pode-se definir como instável o sistema cuja saída tende para infinito quando excitado. Desse modo, para que $O(s)$ cresça indefinidamente, é necessário que o denominador da função de transferência em malha fechada se anule; tal caso é representado pela expressão (8.16).

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (8.16)$$

A equação (8.16) é conhecida como a equação característica do sistema.

8.3 - Exemplos de obtenção de função-transferência

Seja o circuito representado na Fig. 8.9.

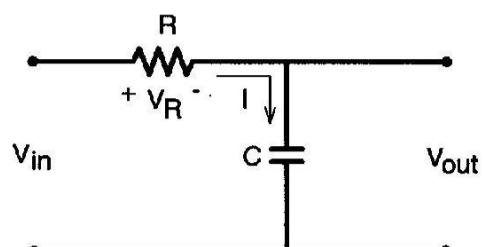


Fig. 8.9: Circuito integrador.

Assim:

$$I(s) = \frac{V_{in}(s)}{R + 1/sC} \quad (8.17)$$

$$V_{out}(s) = \frac{I(s)}{sC} \quad (8.18)$$

Assim:

$$V_{out}(s) = \frac{V_{in}(s)}{sC(R + 1/sC)} \quad (8.19)$$

Assim:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{1 + sCR} \quad (8.20)$$

Pode-se ainda obter a função de transferência escrevendo primeiro a equação diferencial que representa os sistemas. No circuito em questão obtém-se:

$$V_{in} = V_R + V_C \quad (8.21)$$

$$V_C = \frac{1}{C} \int i dt \quad \text{e} \quad V_R = R i \quad (8.22)$$

$$\text{Seja } q = \int i dt \quad (8.23)$$

Assim:

$$V_C = \frac{q}{C} \quad (8.24)$$

$$V_R = R \frac{dq}{dt} \quad (8.25)$$

Assim:

$$V_{in} = R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} \quad (8.26)$$

Portanto:

$$V_{in} = RC \frac{dV_C}{dt} + V_C \quad (8.27)$$

Aplicando a transformada de Laplace termo a termo:

$$V_{in}(s) = R C s V_C(s) + V_C(s) \quad (8.28)$$

ou

$$\boxed{\frac{V_C(s)}{V_{in}(s)} = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{1+sCR}} \quad (8.29)$$

8.4 - Diagrama de Bode

Seja a função de transferência representada pela expressão (8.30).

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{1+sCR} \quad (8.30)$$

$$\text{Tomando } s = j\omega \quad (8.31)$$

obtém-se:

$$\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = G(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega CR} \quad (8.32)$$

Assim:

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{(1+\omega^2 C^2 R^2)^{1/2}} \quad (8.33)$$

Seja:

$$GdB = 20 \log |G(j\omega)| \quad (8.34)$$

GdB é o ganho da função transferência em decibéis.

Assim:

$$G(\omega)dB = 20 \log \frac{1}{(1+\omega^2 C^2 R^2)^{1/2}} \quad (8.35)$$

$$G(\omega)dB = -20 \log(1+\omega^2 C^2 R^2)^{1/2} \quad (8.36)$$

$$\text{Para } \omega \rightarrow 0 \Rightarrow G(0)dB = -20 \log \sqrt{1} = 0 \quad (8.37)$$

Para ω muito grande tem-se:

$$GdB(\infty) = -20 \log(\omega CR) \quad (8.38)$$

Sejam os seguintes valores de ω :

$$a) \omega = \frac{1}{CR} = \frac{1}{\tau} \quad (8.39)$$

$$G\left(\frac{1}{\tau}\right)_{dB} = -20 \log 1 = 0 \quad (8.40)$$

$$b) \omega = \frac{10}{CR} = \frac{10}{\tau} \quad (8.41)$$

$$G\left(\frac{10}{\tau}\right)_{dB} = -20 \log 10 = -20 dB \quad (8.42)$$

Representando os pontos calculados em escala logarítmica, obtém-se a curva representada na Fig. 8.10.

A freqüência no ponto $\frac{1}{RC}$ é chamada de freqüência de corte.

Constata-se que a curva de ganho possui uma inclinação de $-20 dB/década$, que é uma característica de um sistema de 1ª ordem.

Tomando-se o denominador da expressão (8.30) e igualando-se a zero, obtém-se a expressão (8.43):

$$1 + sCR = 0 \quad (8.43)$$

Assim:

$$s = -\frac{1}{RC} \quad (8.44)$$

Sendo s um pólo da função transferência.

Assim, constata-se que um pólo causa uma transição na inclinação na curva de ganho de $-20 dB/década$.

É interessante também a obtenção da curva de fase em função da freqüência. Considerando a expressão (8.32)

$$a) \text{ para } \omega = \frac{0,1}{RC} \Rightarrow G(j\omega) = \frac{1}{1 + j0,1} \Rightarrow \phi \approx 0$$

$$b) \text{ para } \omega = \frac{10}{RC} \Rightarrow G(j\omega) = \frac{1}{1 + j100} \Rightarrow \phi \approx -90^\circ$$

$$c) \text{ para } \omega = \frac{1}{RC} \Rightarrow G(j\omega) = \frac{1}{1 + jl} \Rightarrow \phi \approx -45^\circ$$

Com os três ângulos, traça-se a curva de fase em função da freqüência, como aparece na Fig. 8.10.

Constata-se que um pólo causa uma transição no ângulo de fase de $-45^\circ/década$, com uma década acima e abaixo da freqüência de transição f_p , provocando uma defasagem total de -90° .

Como regra geral, para o traçado do diagrama de bode, pode-se estabelecer o seguinte:

- a) Um pôlo causa uma transição de -20dB/década enquanto um zero causa uma transição de $+20\text{dB/década}$ na curva de ganho;
- b) Um pôlo causa uma transição de $-45^\circ/\text{década}$ enquanto um zero causa uma transição de $+45^\circ/\text{década}$ na freqüência de transição.

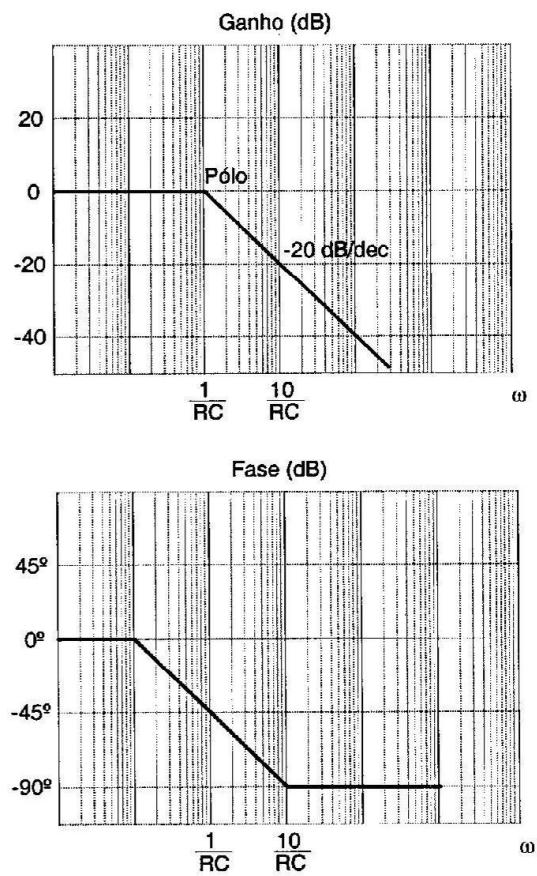


Fig. 8.10: Diagrama de Bode para um sistema de 1^a ordem.

8.5 - Exemplo

Seja a função de transferência representada pela expressão (8.45)

$$F(s) = 20 \left(\frac{1+sR_E C}{1+sR_o C} \right) \quad (8.45)$$

A função contém um pôlo e um zero nas seguintes freqüências:

$$\omega_z = \frac{1}{R_E C} \quad (8.46)$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_o C} \quad (8.47)$$

Assim:

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_E C} \quad (8.48)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_o C} \quad (8.49)$$

Sejam valores de R_o , R_E e C de modo que:

$$f_z = 1590\text{Hz} \text{ e } f_p = 6,63\text{Hz}$$

Para $f = 0$ o ganho em dB é dado pela relação:

$$|G(0)|\text{dB} = 20 \log 20 = 20 \cdot 1,30 = 26\text{dB}$$

Com essas informações pode ser traçada a curva de módulo como está representada na Fig. 8.11, juntamente com a curva de fase.

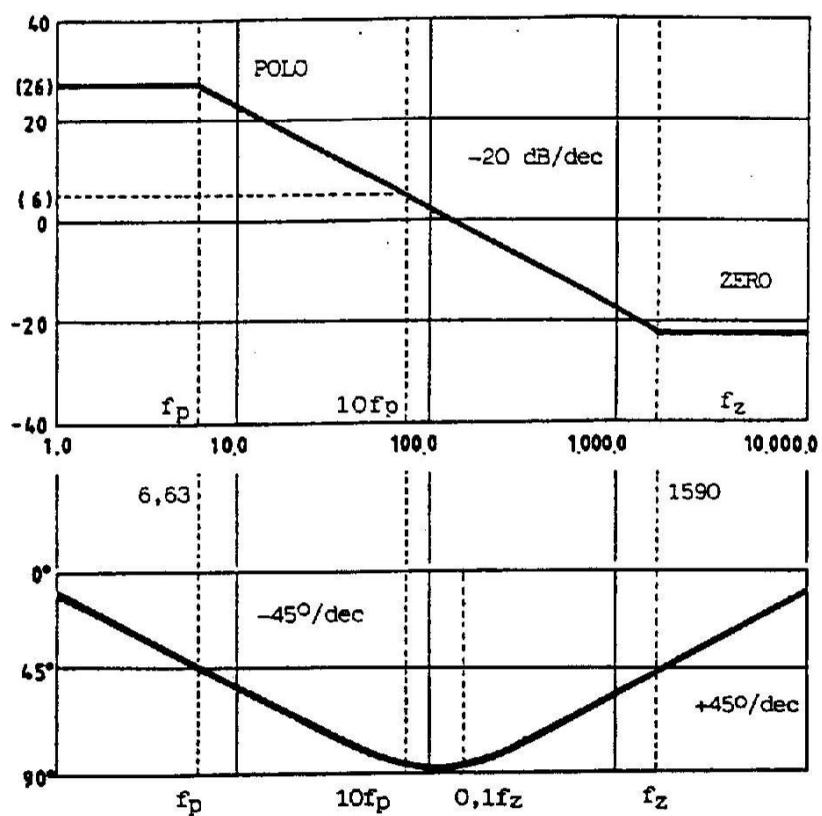


Fig. 8.11: Diagrama de Bode para a função representada pela expressão (8.45).

8.6 - Critérios de estabilidade

Seja a expressão (8.50) que representa a equação característica de um sistema realimentado.

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (8.50)$$

Desse modo, o sistema torna-se instável quando:

$$G(s)H(s) = -1 \quad (8.51)$$

Assim:

$$G(\omega)\text{dB} = 20\log G(s)H(s) = 0 \quad (8.52)$$

$$\phi = -180 \quad (8.53)$$

Ou seja, o sistema torna-se instável quando para um ganho de 0dB o ângulo de fase é igual a -180° ; desse modo o sistema será estável se na freqüência em que o ganho torna-se igual a 0dB, o ângulo de fase é maior que -180° .

É importante reforçar o fato de que não se analisa a função de transferência total do sistema, mas sim a função de transferência de laço aberto, $G(s)H(s)$.

O ângulo da fase para freqüências maiores pode ser menor que -180° , sem que isto comprometa a estabilidade.

Seja a Fig. 8.12, onde está representado o Diagrama de Bode de um sistema estável.

Se o ângulo estiver próximo de -180° , o sistema continua estável, mas exibirá *overshoot* e oscilações, o que é indesejável. A margem de fase é definida pela expressão (8.54).

$$MF = 180 - \phi$$

(8.54)

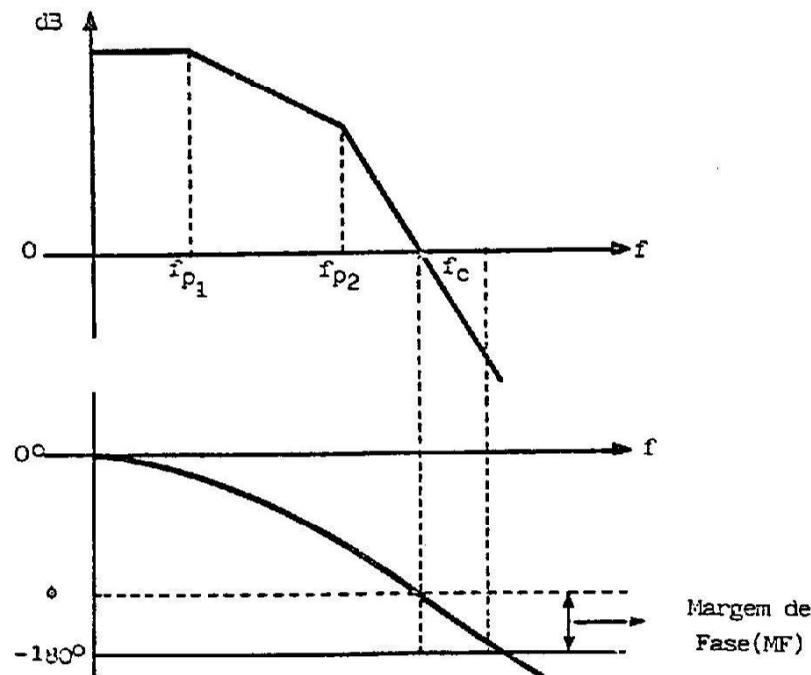


Fig. 8.12: Diagrama de Bode de um sistema estável.

Em fontes chaveadas procura-se manter a margem de fase entre 45° e 90° .

Como procedimento simplificado para garantir a estabilidade, a inclinação do ganho de $G(s)H(s)$ para f_c será igual a -20dB/década .

Ainda na Fig. 8.12 pode-se definir:

f_{p1} - freqüência para a qual ocorre uma transição (1 pólo);
 f_{p2} - freqüência para a qual ocorre a segunda transição (1 pólo);
 f_c - freqüência de cruzamento.

Para que uma fonte apresente erros estáticos muito pequenos com a variação da resistência de carga ou da tensão de entrada, o ganho da função $G(s)H(s)$ em baixas freqüências deve ser o maior possível.

Normalmente adota-se um pólo na origem. Assim, para $f \rightarrow 0$ o ganho tende a um valor muito alto, reduzindo o erro estático a valores próximos de zero.

Para que a fonte tenha uma resposta rápida, deve-se tomar f_c com o valor mais alto possível. Quando f_c se aproxima muito de f_s (freqüência de comutação) a fonte não pode mais ser tratada como sistema contínuo. A teoria de sistemas amostrados demonstra que $f_c \cong f_s/4$. Esta relação sugere que quanto maior a freqüência f_s de comutação da fonte, mais alta poderá ser a freqüência de cruzamento e, portanto, mais rápida poderá ser a resposta da fonte quando perturbada.

8.7 - Representação das Fontes Chaveadas

a) Fonte do tipo *Forward*

Seja o circuito representado na Fig. 8.13.

$$V_{2\text{md}} = V_{\text{ST}}D = V_{\text{in}} \frac{N_S}{N_P} D \quad (8.55)$$

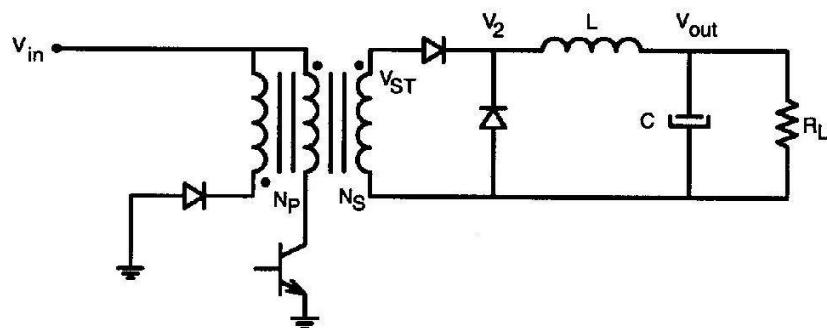


Fig. 8.13: Fonte Forward

Seja a Fig. 8.14, onde aparecem os sinais de entrada do comparador do Integrado PWM.

$$D = \frac{T_1}{T} = \frac{V_C}{V_S} \quad (8.56)$$

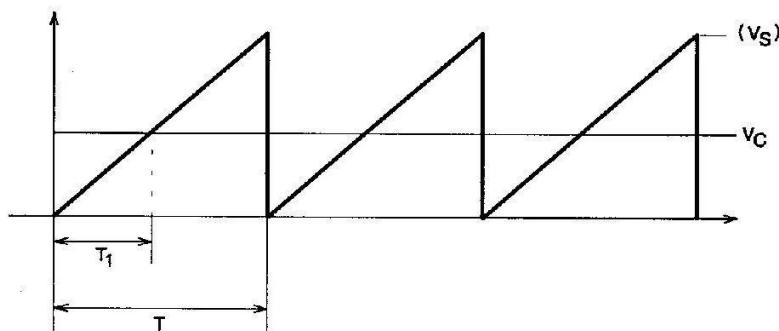


Fig. 8.14: Sinais para geração da razão cíclica.

para $0 \leq V_C \leq V_S$.

$$\text{Assim: } V_{2\text{md}} = V_{\text{in}} \frac{N_S}{N_P} \frac{V_C}{V_S} \quad (8.57)$$

ou

$$\frac{V_{2\text{md}}}{V_C} = \frac{V_{\text{in}}}{V_S} \frac{N_S}{N_P} \quad (8.58)$$

Na representação do filtro de saída a resistência de carga será considerada muito alta. Assim:

$$\frac{V_{\text{out}}(s)}{V_{2\text{md}}(s)} = \frac{1}{s^2 LC + 1} \quad (8.59)$$

$$\text{Seja } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8.60)$$

$$\frac{V_{\text{out}}(s)}{V_{2\text{md}}(s)} = \frac{1}{\left(\frac{s^2}{\omega_o^2} + 1\right)} \quad (8.61)$$

$$\frac{V_{\text{out}}(j\omega)}{V_{2\text{md}}(j\omega)} = \frac{1}{\left(\frac{j\omega}{\omega_o}\right)^2 + 1} \quad (8.62)$$

$$|G(\omega)|\text{dB} = -20 \log \sqrt{1 + (\omega/\omega_o)^4} \quad (8.63)$$

Para $\omega \rightarrow 0 \Rightarrow |G(\omega)|\text{dB} = 0$

$$\text{Para } \omega \rightarrow \infty \Rightarrow |G(\omega)|\text{dB} = -20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 = -40 \log \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \quad (8.64)$$

Assim, para $\frac{\omega}{\omega_0} = 1$, $|G(\omega)|\text{dB} = 0\text{dB}$

Para $\frac{\omega}{\omega_0} = 10$, $|G(\omega)|\text{dB} = -40\text{dB}$. Assim em $\omega = \omega_0$ há uma

transição de -40dB/dec. , o caracteriza dois pólos.

Multiplicando as expressões 8.61 e 8.58 obtém-se a expressão 8.65.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{2md}(s)} \frac{V_{2md}(s)}{V_C(s)} = \frac{V_{out}(s)}{V_C(s)} \quad (8.65)$$

Assim:

$$\boxed{\frac{V_{out}(s)}{V_C(s)} = \frac{V_{in}}{V_S} \frac{N_S}{N_P} \frac{1}{(s^2/\omega_0^2 + 1)}} \quad (8.66)$$

A expressão (8.66) representa a função de transferência da fonte *Forward*.

O diagrama de Bode correspondente está representado na Fig. 8.15.

Quando a RSE do capacitor de filtro é considerada, a função de transferência do filtro assume a forma apresentada pela expressão (8.67).

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{2md}(s)} = \frac{(1 + sC \cdot \text{RSE})}{(1 + s^2/\omega_0^2)} \quad (8.67)$$

ou

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{2md}(s)} = \frac{(1 + s/\omega_Z)}{(1 + s^2/\omega_0^2)} \quad (8.68)$$

Ocorre desse modo um zero na freqüência f_Z dada pela relação 8.69:

$$f_Z = \frac{1}{2\pi C \cdot \text{RSE}} \quad (8.69)$$

Desse modo:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_C(s)} = \frac{V_{in}}{V_S} \frac{N_S}{N_P} \frac{(1 + s/\omega_Z)}{(1 + s^2/\omega_0^2)} \quad (8.70)$$

Na Fig. 8.15 aparece a curva de ganho, com os dois pólos e o zero.

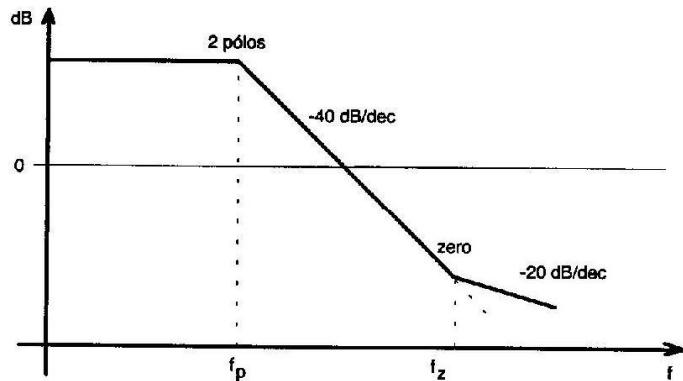


Fig. 8.15: Curva de ganho para o conversor Forward.

b) Fonte do tipo Flyback (condução descontínua)

Seja a estrutura representada na Fig. 8.16.

$$P_{2\text{md}} = R_2 I_{2\text{md}}^2 \quad (8.71)$$

$$P_{1\text{md}} = V_{\text{in}} I_{1\text{md}} = V_{\text{in}} \frac{I_p T_1}{2T} \quad (8.72)$$

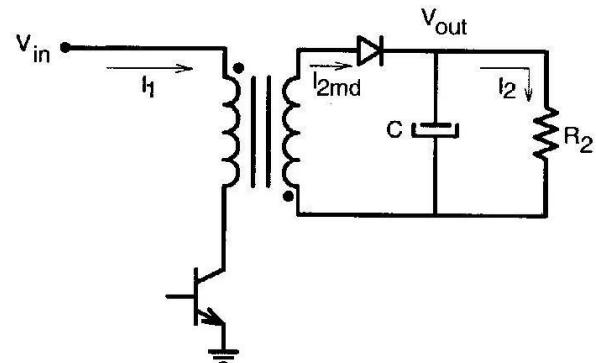


Fig. 8.16: Fonte Flyback.

$$\text{Assim: } P_{1\text{md}} = \frac{V_{\text{in}}^2 T_1}{2LT} \quad (8.73)$$

$$P_{2\text{md}} = P_{1\text{md}} \quad (8.74)$$

Assim:

$$R_2 I_{2\text{md}}^2 = \frac{V_{\text{in}}^2 T_1}{2LT} \quad (8.75)$$

Portanto:

$$I_{2\text{md}}^2 = \frac{V_{\text{in}}^2}{2LR_2} T \frac{T_1^2}{T^2} = \frac{V_{\text{in}}^2}{2LR_2} \frac{T_1^2}{T^2} \quad (8.76)$$

$$I_{2\text{md}} = \frac{V_{\text{in}}}{\sqrt{2LR_2} f} D \quad (8.77)$$

Desse modo o estágio de saída da fonte Flyback em condução descontínua possa ser representado pela Fig. 8.17.

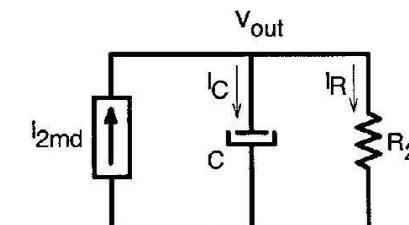


Fig. 8.17: Estágio de saída do conversor Flyback.

O circuito da Fig. 8.17 é representado pela equação diferencial representada pela expressão (8.78).

$$I_{2\text{md}} = C \frac{dV_{\text{out}}}{dt} + \frac{V_{\text{out}}}{R_2} \quad (8.78)$$

Assim:

$$\frac{V_{\text{in}}}{C\sqrt{2LR_2f}} D = \frac{dV_{\text{out}}}{dt} + \frac{V_{\text{out}}}{R_2C} \quad (8.79)$$

$$\text{Seja } D = \frac{V_C}{V_S} \quad (8.80)$$

$$A = \frac{V_{\text{in}}}{\sqrt{2LfR_2C}} \quad (8.81)$$

Assim:

$$\frac{dV_{\text{out}}}{dt} + \frac{V_{\text{out}}}{R_2C} = A \frac{V_C}{V_S} \quad (8.82)$$

Assim:

$$SV_{\text{out}}(s) + \frac{V_{\text{out}}(s)}{R_2C} = \frac{A}{V_S} V_C(s) \quad (8.83)$$

$$V_{\text{out}}(s)[sR_2C + 1] = \frac{AR_2C}{V_S} V_C(s) \quad (8.84)$$

$$\frac{V_{\text{out}}(s)}{V_C(s)} = \frac{AR_2C}{V_S} \frac{1}{(1+sR_2C)} \quad (8.85)$$

Assim:

$$G(s) = \frac{V_{\text{in}}R_2C}{V_S\sqrt{2LR_2f}C} \frac{1}{(1+sR_2C)} \quad (8.86)$$

$$G(s) = \frac{V_{\text{in}}}{V_S\sqrt{\frac{2Lf}{R_2}}} \frac{1}{(1+sR_2C)} \quad (8.87)$$

A expressão (8.87) representa a função de transferência da fonte *Flyback*.

Destacam-se duas características importantes:

- a) Trata-se de um sistema de 1ª ordem;
- b) O ganho estático depende da resistência de carga.

A exemplo da fonte *Forward*, a RSE do capacitor de filtragem introduz um zero na função G(s) com ω_Z dado pela expressão 8.88.

$$\omega_Z = \frac{1}{\text{RSE} \cdot C} \quad (8.88)$$

Assim:

$$G(s) = \frac{V_{in}}{V_s \sqrt{\frac{2L_f}{R_2}}} \frac{(1 + s RSE \cdot C)}{(1 + s R_2 C)} \quad (8.89)$$

A função $G(s)$ está representada graficamente na Fig. 8.18.

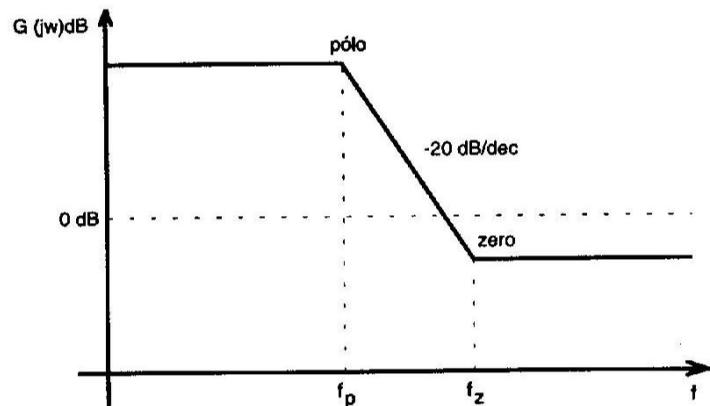


Fig. 8.18: Curva de ganho para o conversor Flyback.

8.8 - Circuitos de Compensação empregados com os amplificadores operacionais

a) Topologias de 1 pólo

Seja o circuito representado na Fig. 8.19.

$$\frac{V_C}{V_o} = \frac{Z_f}{Z_i} \quad (8.90)$$

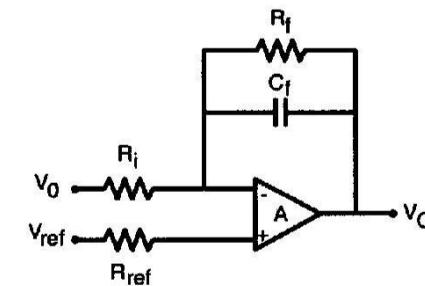


Fig. 8.19: Controlador de 1 pólo.

$$Z_i = R_i \quad (8.91)$$

$$Z_f = \frac{R_f / C_f s}{R_f + 1/C_f s} \quad (8.92)$$

Assim:

$$\frac{V_C(s)}{V_o(s)} = \frac{R_f}{C_f s(R_f + 1/C_f s)R_i} = \frac{R_f}{R_i} \frac{1}{(1 + s C_f R_f)} \quad (8.93)$$

Assim, o ganho estático é dado pela relação (8.94) e a frequência de transição pela expressão (8.95).

$$G = \frac{R_f}{R_i} \quad (8.94)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (8.95)$$

O diagrama de Bode correspondente está representado na Fig.

8.20.

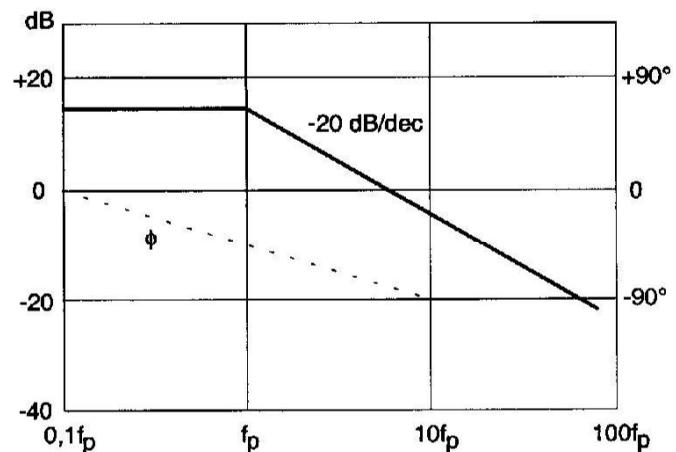


Fig. 8.20: Diagrama de Bode para o circuito de 1 pólo.

O compensador apresentado é recomendado para as fontes que contenham um filtro de saída de um pólo, como a Flyback.

R_{ref} é destinada a compensação de tensão de offset e é obtida pela expressão (8.96).

$$R_{ref} = \frac{R_i R_f}{R_i + R_f} \quad (8.96)$$

O pólo introduzido pelo compensador é destinado a compensar o zero introduzido pelo RSE do capacitor de filtragem.

b) Topologia de 2 pólos

O compensador de 2 pólos está representado na Fig. 8.21.

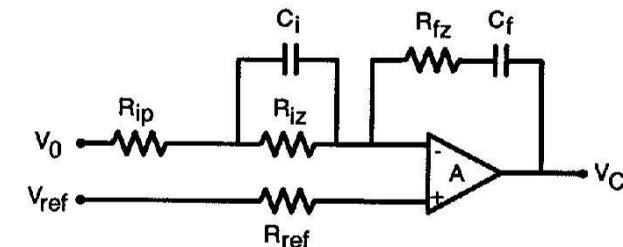


Fig. 8.21: Compensador de 2 pólos.

$$Z_f = R_{fz} + \frac{1}{sC_f} \quad (8.98)$$

$$Z_i = R_{ip} + \frac{R_{iz}/sC_i}{R_{iz} + \frac{1}{sC_i}} = \frac{R_{iz}}{sC_i} \frac{1}{(R_{iz} + \frac{1}{sC_i})} + R_{ip} \quad (8.99)$$

$$\frac{Z_f}{Z_i} = \frac{R_{fz} + 1/sC_f}{R_{ip} + R_{iz} \left(\frac{1}{R_{iz} C_i s + 1} \right)} \quad (8.100)$$

Assim:

$$\frac{Z_f}{Z_i} = \frac{R_{fz} + 1/sC_f}{R_{ip} + R_{iz} \left(\frac{1}{R_{iz} C_i s + 1} \right)} \quad (8.101)$$

$$\frac{V_C(s)}{V_o(s)} = \frac{(s C_f R_{fz} + 1)/sC_f}{(R_{ip} R_{iz} C_i s + R_{ip} + R_{iz})/(1 + R_{iz} C_i s)} \quad (8.102)$$

$$\frac{V_C(s)}{V_o(s)} = \frac{(1+R_{iz}C_i s)(1+C_f R_{fz} s)}{C_f s(R_{ip} R_{iz} C_i s + R_{ip} + R_{iz})} \quad (8.103)$$

$$\frac{V_C(s)}{V_o(s)} = \frac{(1+R_{iz}C_i s)(1+C_f R_{fz} s)}{C_f s R_{ip} (R_{iz} C_i s + \frac{R_{iz}}{R_{ip}} + 1)} \quad (8.104)$$

$$\frac{V_C(s)}{V_o(s)} = \frac{(1+R_{iz}C_i s)(1+C_f R_{fz} s)}{C_f s R_{ip} (R_{iz} C_i s + \frac{R_{iz} + R_{ip}}{R_{ip}})} \quad (8.105)$$

$$\frac{V_C(s)}{V_o(s)} = \frac{(1+R_{iz}C_i s)(1+C_f R_{fz} s)}{C_f s R_{ip} \left(\frac{R_{ip} R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} C_i s + 1 \right) \left(\frac{R_{iz} + R_{ip}}{R_{ip}} \right)} \quad (8.106)$$

$$\frac{V_C(s)}{V_o(s)} = \frac{(1+R_{iz}C_i s)(1+C_f R_{fz} s)}{\left[C_f s (R_{ip} + R_{iz}) \left(1 + C_i s \cdot \frac{R_{ip} R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right) \right]} \quad (8.107)$$

A função transferência possui 2 zeros e 2 pólos nas seguintes freqüências de transição:

$$\omega_{p1} = 0 \quad (8.108)$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{C_i R_{iz}} \quad (8.109)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_i \left(\frac{R_{ip} R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right)} \quad (8.110)$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{C_f R_{fz}} \quad (8.111)$$

ω_{p2} depende da associação em paralelo de R_{ip} com R_{iz} . Assim:

$$f_{p1} = 0 \text{Hz} \quad (8.112)$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C_i R_{iz}} \quad (8.113)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_i \left(\frac{R_{ip} R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right)} \quad (8.114)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi C_f R_{fz}} \quad (8.115)$$

Constata-se a existência de um pólo na origem.

Para $f \rightarrow 0$, o ganho estático teoricamente torna-se infinito; na realidade, nesses casos, o ganho do amplificador operacional compensado torna-se igual ao ganho em malha aberta do integrador PWM.

No caso do CI 3524 o ganho em malha aberta para $f \rightarrow 0$ é definido pelo resistor colocado no pino 9 contra a massa. Assim, para $R_9 = 30\text{k}\Omega$, o ganho em malha aberta é igual a 40dB.

Normalmente nos projetos torna-se $f_{z1} = f_{z2}$. Assim:

$$C_f R_{fz} = C_i R_{iz} \quad (8.116)$$

Para frequências maiores que f_{p2} os capacitores são curto-circuitos e o ganho é dado pela relação (8.117).

$$A_2 = \frac{R_{fz}}{R_{ip}} \quad (8.117)$$

Para $f_z = f_{z1} = f_{z2}$ o ganho é dado pela relação (8.118).

$$A_1 = \frac{R_{fz}}{R_{ip} + R_{iz}} \quad (8.118)$$

O compensador de 2 pólos é empregado nas fontes chaveadas com filtro de saída de 2 pólos, como as do tipo *Forward*, *Bridge*, *Half-Bridge* e *Push-Pull*.

O pólo 2 é sempre empregado para compensar o zero criado pela RSE do filtro de saída.

O pólo 1 na origem é empregado para assegurar um baixo erro estático da tensão de saída.

- Ganho em malha fechada do compensador ideal
 - Ganho do amplificador operacional real em malha aberta
 - Compensador real considerando o amplificador operacional ideal
- (dB)

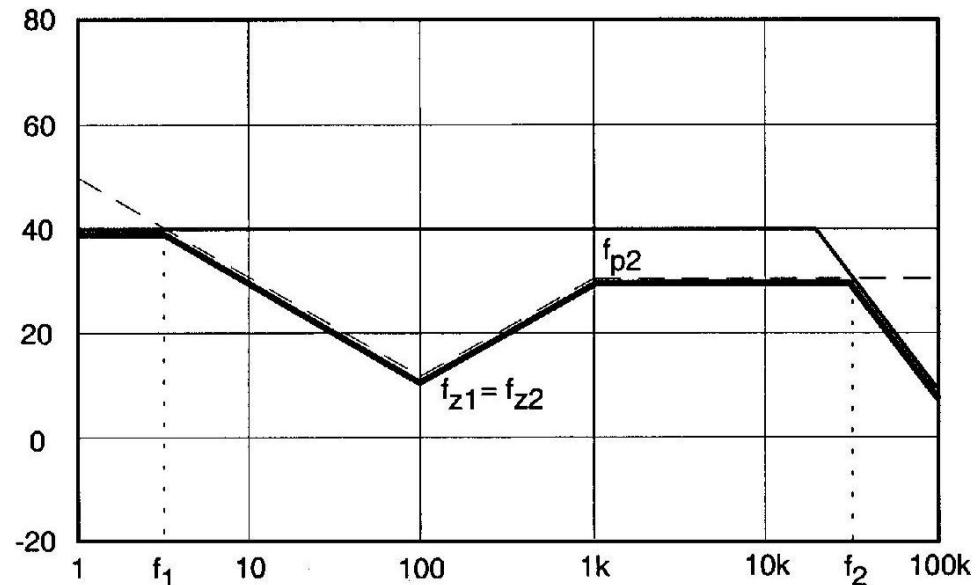


Fig. 8.22: Curva de ganho para o compensador de 2 pólos.

8.9 - Método prático para o cálculo do controlador de um conversor *Forward*

- 1º) Traçar o diagrama $G(s)$ em dB;
- 2º) Escolher a topologia do controlador. Recomenda-se o controlador de 2 pólos estudado neste capítulo;

- 3º) Definir a freqüência f_c , na qual a curva da função $G(s) H(s)$ passa por 0 dB. Recomenda-se $f_c \leq f_s / 4$ sendo f_s a freqüência de comutação;
- 4º) Determinar o ganho de $H(s)$ para $f = f_c$;
- 5º) Situar os dois zeros de $H(s)$ na freqüência f_o do filtro;
- 6º) Situar o 1º pólo de $H(s)$ na origem (0 Hz). Assim $f_{p1} = 0\text{Hz}$;
- 7º) Situar o 2º pólo de $H(s)$, destinado a compensar o zero da RSE, numa freqüência igual a 5 vezes a freqüência de ressonância do filtro. Assim $f_{p2} = 5f_o$;
- 8º) Calcular H_1 e H_2 empregando o procedimento descrito a seguir (Fig. 8.23).

$$\text{Assim: } H_2 = A + 20 \log \frac{f_{p2}}{f_c} = 20 \log A_2$$

$$H_1 = A - 20 \log \frac{f_c}{f_0} = 20 \log A_1$$

- 9º) Calcular os valores dos resistores e capacitores do circuito de compensação.

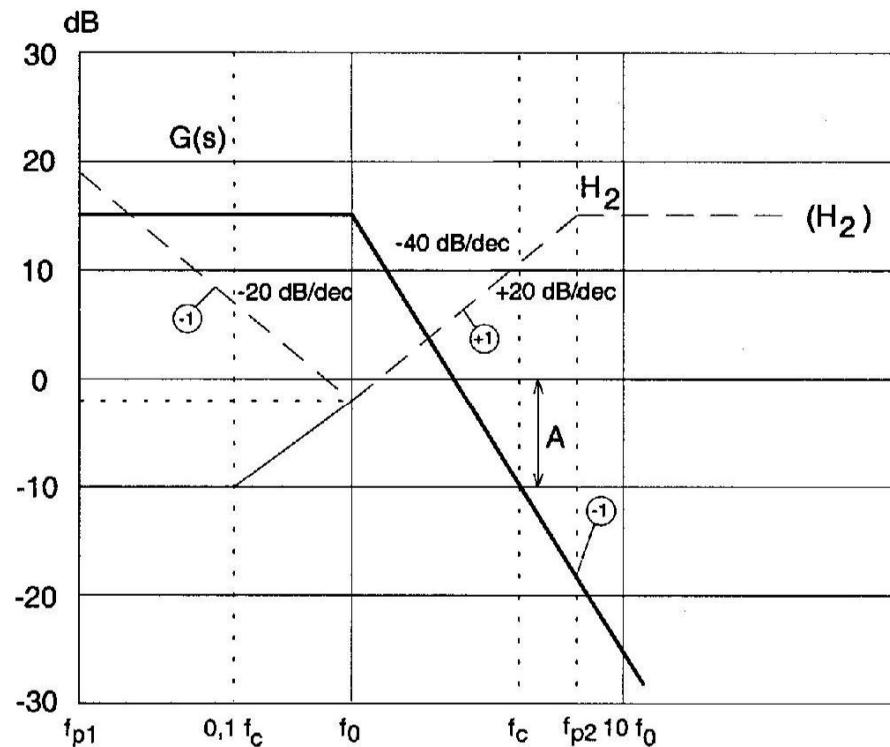


Fig. 8.23: Método de compensação do conversor Forward.

8.10 - Exemplo de Projeto

Seja um conversor Buck com as seguintes características:

$$V_{\text{out}} = 12\text{V}$$

$$P_{\text{out}} = 240\text{W}$$

$$f_s = 40\text{kHz} \rightarrow T = 25\mu\text{s}$$

$$V_{\text{in}} = 60\text{V}$$

$$I = 2\text{A à } 20\text{A}$$

$$R_1 = 6\Omega \text{ a } 0,6\Omega$$

$$C = 4000\mu F$$

$$D = 0,2 \text{ a } 0,4$$

$$L = 60\mu H$$

$$RSE = 25m\Omega$$

$$\frac{N_s}{N_p} = 1,0$$

$$V_s = 5,0V$$

1º) Diagrama de $G(s)$

Ganho em baixas freqüências

$$\frac{V_{out}}{V_C} = \frac{V_{in}}{V_s} = G$$

$$G = \frac{60}{5} = 12 \Rightarrow G = 21,6dB$$

Freqüência de transição

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 325Hz$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi C \cdot RSE} = 1590Hz$$

A função $G(s)$ está representada na Fig. 8.24.

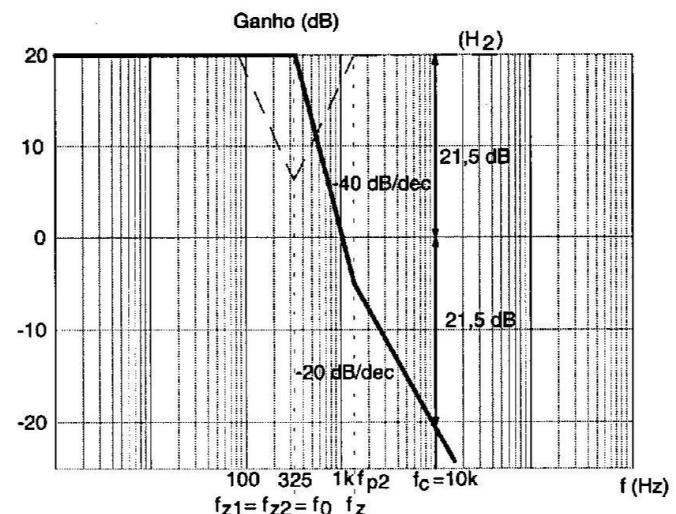


Fig. 8.24: Exemplo de Projeto de Compensador.

2º) A topologia do controlador é a de 2 pólos estabelecida neste capítulo.

$$3º) f_c = \frac{f_s}{4} = 10kHz$$

4º) Para $f = 10kHz$, o ganho de $G(s)$ é de $-21,5dB$.

$$5º) f_{z1} = f_{z2} = f_0 = 325Hz$$

$$6º) f_{p1} = 0Hz$$

$$7º) f_{p2} = 5f_0 = 1625Hz$$

$$8^{\circ}) H_2 = 21,5 \text{dB} \Rightarrow H_2 = 20 \log A_2$$

$$\log A_2 = \frac{H_2}{20} = 1,075 \Rightarrow A_2 = 11,9$$

$$H_1 = H_2 - 20 \log \frac{f_{p2}}{f_0} = 21,5 - 20 \log 4,9$$

$$H_1 = 21,5 - 13,8 = 7,68 \text{dB} = 20 \log A_1$$

$$\log A_1 = \frac{7,6}{20} = 0,58 \Rightarrow A_1 = 2,4$$

$$9^{\circ}) A_2 = \frac{R_{fz}}{R_{ip}} = 11,9$$

$$A_1 = \frac{R_{fz}}{R_{ip} + R_{iz}} = 2,4$$

$$f_{z1} = f_{z2} = \frac{1}{2\pi C_i R_{iz}} = 326 \text{Hz} = \frac{1}{2\pi C_f R_{fz}}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_i \left(\frac{R_{ip} R_{fz}}{R_{fz} + R_{ip}} \right)} = 1600 \text{ Hz}$$

Seja $R_{iz} = 47 \text{k}\Omega$

$$C_i = \frac{1}{2\pi R_{iz} f_{z1}} \Rightarrow C_i = 0,01 \mu\text{F}$$

Com as expressões dos ganhos:

$$\frac{R_{fz}}{R_{ip}} = 11,9 \quad \text{e} \quad \frac{R_{fz}}{R_{ip} + R_{iz}} = 2,4$$

Assim:

$$11,9 R_{ip} = (R_{ip} + R_{iz}) 2,4$$

$$11,9 R_{ip} - 2,4 R_{ip} = 2,4 R_{iz}$$

$$R_{ip} = \frac{2,4 R_{iz}}{9,5} \Rightarrow R_{ip} = 11,87 \text{k}\Omega$$

Assim: $R_{fz} = 141 \text{k}\Omega$

$$C_i R_{iz} = C_f R_{fz} \Rightarrow C_f = \frac{C_i R_{iz}}{R_{fz}}$$

$$C_f = \frac{0,01 \cdot 47}{141} \Rightarrow C_f = 3,33 \text{nF}$$

CAPÍTULO 9

SUPRESSÃO DE INTERFERÊNCIA RADIOELÉTRICA (RFI) NAS FONTES CHAVEADAS

9.1 - Introdução

Nas fontes chaveadas, as interferências por radiofreqüência podem ser transmitidas por radiação direta ou por condução, através dos terminais de entrada e de saída.

A radiação para o exterior pode ser reduzida, colocando-se a fonte dentro de uma caixa metálica, devidamente perfurada para permitir a evacuação de calor (blindagem).

As interferências que são transmitidas pelos terminais são mais difíceis de serem suprimidas. A preocupação maior é com a interferência que a fonte produz nos terminais de entrada, que acabam se propagando para outros equipamentos, podendo provocar ruídos e mau funcionamento.

9.2 - Especificações dos níveis de interferência

Os níveis de interferência que uma fonte chaveada pode gerar são estabelecidos por normas internacionais. Normalmente, se uma fonte produz nos terminais de entrada, para freqüências superiores a

150kHz, um nível de interferência menor que + 54dB/ μ V, ou 500 μ V, ela é aceita em todos os países. Tais níveis são especificados para freqüências menores que 30MHz.

Na medição dos níveis de rádio interferência produzidos por uma fonte chaveada, é empregado o método representado esquematicamente na Fig. 9.1.

$$L_1 = L_2 = 500\mu\text{H}$$

$$C_1 = C_2 = 0,1\mu\text{F}$$

$$R_1 = R_2 = 150\Omega$$

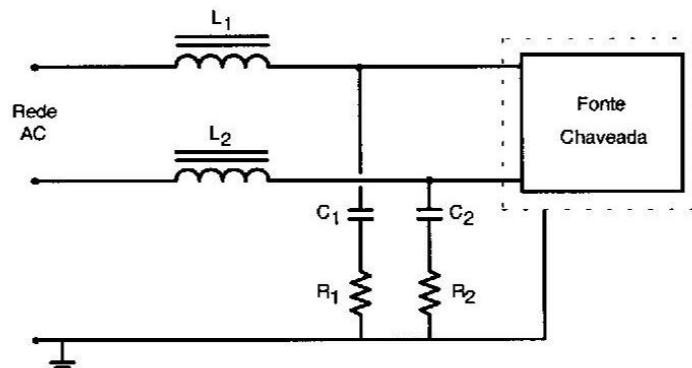


Fig. 9.1: Circuito para medição.

R_1 e R_2 representam a impedância típica da rede AC que alimenta a fonte, para freqüências de 0,15MHz a 30MHz.

C_1 , C_2 , R_1 e R_2 constituem a rede artificial, para permitir a medição dos níveis de interferência.

C_1 e C_2 apresentam baixa impedância para os sinais de radiofreqüência.

L_1 e L_2 impedem que os sinais de ruído gerados pela fonte sejam desviados para um caminho diferente da rede artificial.

As correntes parasitas, ao circularem em R_1 e R_2 , provocam quedas de tensão que são medidas em dB/1 μ V com a ajuda de um voltímetro seletivo, que em princípio funciona como um receptor de rádio. Com o voltímetro seletivo, pode-se medir o nível de interferência para toda a faixa de freqüência, de 0,15MHz a 30MHz, e traçar a curva.

9.3 - Causas da Interferência

Seja o circuito representado na Fig. 9.2.

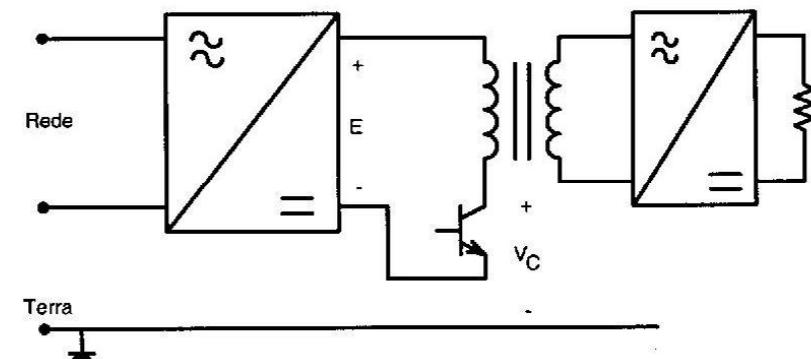


Fig. 9.2: Fonte Chaveada.

A comutação do transistor resulta no aparecimento de uma tensão V_C , alternada, em relação à terra, com a forma representada na Fig. 9.3, de forma simplificada.

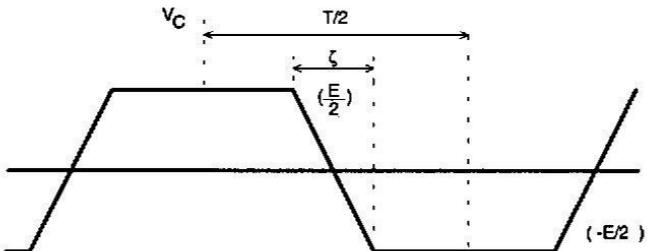


Fig. 9.3: Tensão V_C em relação à terra.

A expressão (9.1) apresenta os coeficientes da Série de Fourier, da tensão V_C .

$$V_n = 2E \left[\frac{1}{n^2 f \pi^2 \zeta} \sin^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \right] \sin(nf\pi\zeta) \quad (9.1)$$

onde:

$$f = \frac{1}{T} \text{ (freqüência de comutação)} \quad (9.2)$$

$n = 1, 3, 5, \dots$ (ordem da harmônica)

Seja o caso particular em que:

$$f = 50\text{kHz}$$

$$\zeta = 500\text{nS}$$

$$E = 150\text{V}$$

$$n = 1 \text{ a } 1000$$

Os coeficientes de Fourier calculados estão representados na Fig.

9.4.

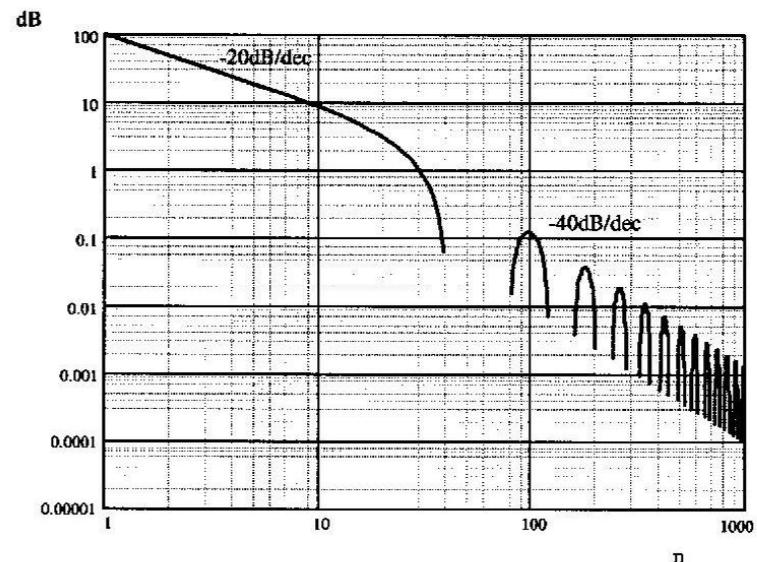


Fig. 9.4: Espectro de Fourier da tensão V_C .

Seja $n = 3$. Assim:

$$f_3 = nf = 150\text{kHz}$$

Assim:

$$V_3 = 31,537\text{V}$$

Desse modo, a harmônica de 150kHz possui uma amplitude de 7,885V. Assim:

$$V_{3\text{dB}} = 20 \log \frac{V_3}{1\mu\text{V}} = 20 \log \frac{31,537\text{V}}{1\mu\text{V}}$$

$$V_{3\text{dB}} = 20 \log 31,537 \cdot 10^6$$

$$V_{3dB} = 150 \text{dB}/\mu\text{V}$$

São as harmônicas da tensão V_C que provocarão, através das capacitâncias parasitas, a circulação de correntes parasitas de rádio-freqüência.

As amplitudes das tensões parasitas dependem:

- a) Da tensão de alimentação E;
- b) Da freqüência de comutação da fonte;
- c) Dos tempos de comutação.

9.4 - Propagação das tensões parasitas

Os interruptores (transistores, MOSFETs, IGBTs, etc...) normalmente, são isolados do dissipador por isoladores cerâmicos, plásticos ou de mica, ou seja, materiais que apresentam boa condutibilidade térmica e má condutibilidade elétrica.

Desse modo, o interruptor mais o dissipador, isolados por um dielétrico, formam um capacitor, cujo valor de capacitância é dado na tabela seguinte:

Isolante	Espessura (mm)	C calculado (pF)	C medido (pF)	ϵ_R
Mica	0,1	155	160	3,5
Plástico	0,2	93	96	4,2
Cerâmica	2,0	20	23	9,0

* para encapsulamento TO-3.

O valor da capacitância é calculado pela relação 9.3.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_R \frac{\text{Área}}{\text{Espessura}} \quad (9.3)$$

$$\epsilon_0 = 8,855 \text{pF/m} \quad (9.4)$$

ϵ_0 - coeficiente dielétrico do ar.

Normalmente o dissipador é aterrado. Desse modo, o capacitor parasita passa a ter um dos seus lados conectado ao terminal de terra.

Sejam as Figs. 9.5 e 9.6.

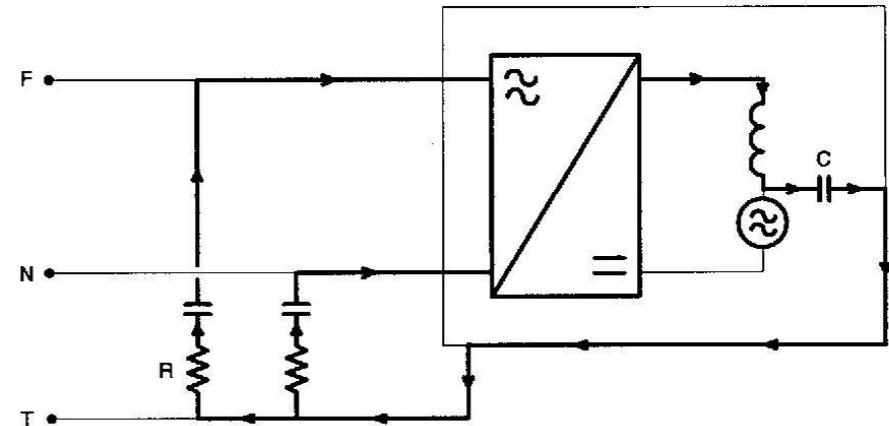


Fig. 9.5: Correntes parasitas assimétricas, que produzem tensões de modo comum na rede artificial.

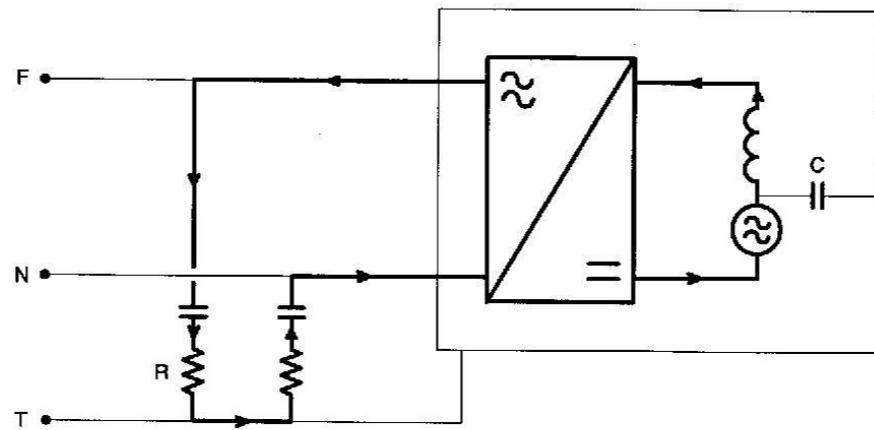


Fig. 9.6: Correntes parasitas simétricas, que produzem quedas de tensão de modo diferencial na rede artificial.

9.5 - Exemplo numérico

Seja:

$$C = 150\text{pF}$$

$f_3 = 150\text{kHz}$ (freqüência da terceira harmônica)

$$V_3 = 31,537\text{V}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 150}$$

$$X_C = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 0,15 \cdot 0,15 \cdot 10^6} = \frac{10^3}{2\pi \cdot 0,15^2} = 7073\Omega$$

Assim:

$$i_3 = \frac{V_3}{X_C} = \frac{31,537}{7073} = 4,46\text{mA}$$

Assim, a tensão parasita na freqüência de 150kHz provoca a circulação de uma corrente parasita de 4,46mA, que, ao circular pela resistência de 150Ω , produz uma tensão nos terminais de entrada da fonte. Assim:

$$\Delta V_3 = \frac{R}{2} i_3 = \frac{150}{2} 4,46\text{m} = 334,5\text{mV}$$

Assim:

$$\Delta V_{3\text{dB}} = 20 \log \frac{334,5\text{mV}}{1\mu\text{V}} \cong 170,5\text{dB}$$

Como as normas permitem apenas 54dB de nível de interferência, alguma providênciadeve ser tomada no presente caso.

9.6 - Métodos para redução da rádio-interferência

Os métodos recomendados para a redução das interferências são os seguintes:

- a) Redução da capacidade de acoplamento entre o encapsulamento e o dissipador.

Uma redução na capacidade poderia ser obtida com o emprego de um isolador de cerâmica. O seu emprego, por outro lado, não é bem aceito, por ser muito caro e muito frágil.

b) Isolamento do dissipador em relação à massa.

Manter o dissipador afastado do terra da fonte pode ser uma boa medida.

Vamos tomar como exemplo um dissipador de 70mm x 130mm, situado a uma distância x em relação à carcaça da fonte. A capacidade de acoplamento entre o dissipador e a carcaça é:

$$C_x = 80\text{pF} \quad \text{para} \quad x = 1\text{mm}$$

$$C_x = 4\text{pF} \quad \text{para} \quad x = 2\text{cm}$$

Por outro lado, a capacidade entre o dissipador e o interruptor para um isolador de mica é:

$$C = 150\text{pF}$$

Assim, a capacidade entre o interruptor e a carcaça da fonte C_{TC} , é dada pela relação 9.5.

$$C_{TC} = \frac{CC_x}{C + C_x} \quad (9.5)$$

Assim, para $x = 2\text{cm}$, obtém-se:

$$C_{TC} = \frac{150 \cdot 4}{150 + 4} \cong 3,9\text{pF} \quad (9.6)$$

Assim, a harmônica de 150kHz produzirá a seguinte corrente:

$$i_3 = 2\pi f C_{TC} V_3 \quad (9.7)$$

$$i_3 = 2\pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 3,9 \cdot 10^{-12} \cdot 31,537 = 115,92\mu\text{A}$$

Esta corrente parasita provoca uma queda de tensão na impedância de linha dada por:

$$V_3 = \frac{150}{2} 115,92\mu\text{V} = 8694\mu\text{V}$$

Assim:

$$\Delta V_{3dB} = 20 \log 8694\mu/\text{l}\mu\text{V}$$

$$\boxed{\Delta V_{3dB} = 78,78\text{dB}}$$

Assim, o exemplo demonstra que o isolamento do dissipador da carcaça (terra) reduz o nível de ruído na entrada de 170,5dB para 78,78dB.

A principal vantagem do método proposto é o baixo custo.

c) Placa condutora entre o interruptor e o dissipador.

Esta técnica está representada esquematicamente na Fig. 9.7.

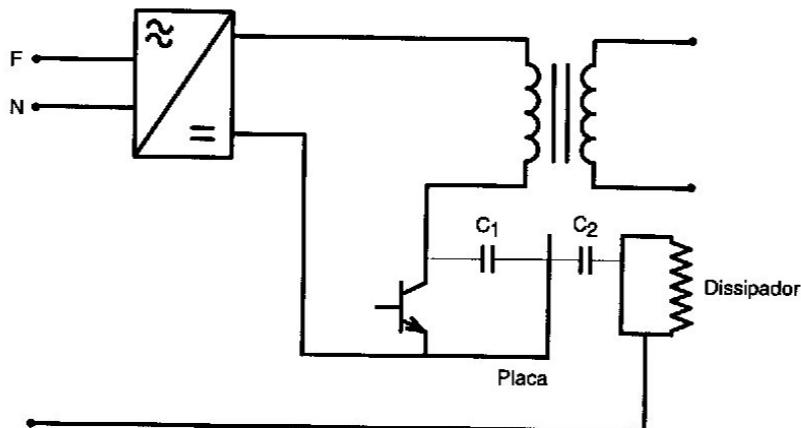


Fig. 9.7: Placa condutora entre o interruptor e o dissipador.

As correntes parasitas circulam por C_1 , pelo interruptor e pela placa condutora. São empregados dois isoladores de mica, um entre a placa e o dissipador, e outro entre a placa e o coletor do transistor.

d) Emprego de filtro de rede.

d.1) Para correntes simétricas (Fig. 9.8)

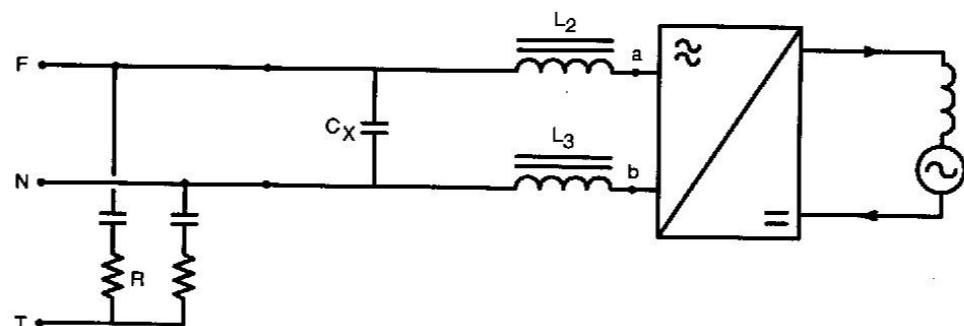


Fig. 9.8: Filtro de rede para correntes parasitas simétricas.

O capacitor C_x apresenta baixa impedância para as correntes simétricas e impede que elas circulem pelos resistores R que constituem a impedância de rede.

A filtragem dessas correntes é completada por dois indutores com núcleo de ferro, L_2 e L_3 .

O circuito equivalente para as correntes simétricas está representado na Fig. 9.9.

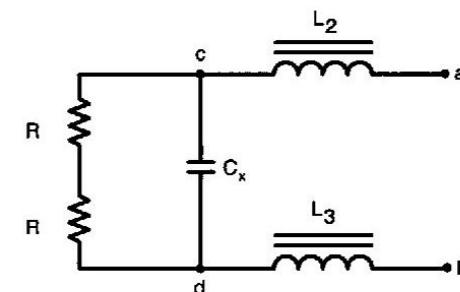


Fig. 9.9: Circuito equivalente para as correntes simétricas.

A impedância entre os pontos cd é dada pela relação 9.8.

$$Z_{cd} = \frac{-j2RX_C}{2R - jX_C} = \frac{-j2R/\omega C_X}{2R - \frac{j}{\omega C_X}} \quad (9.8)$$

$$Z_{cd} = \frac{2R}{1 + j2R\omega X_C} \quad (9.9)$$

Na medida que C_x aumenta, Z_{cd} diminui e as interferências geradas pelas correntes simétricas se reduzem.

d.2) Para correntes assimétricas (Fig. 9.10)

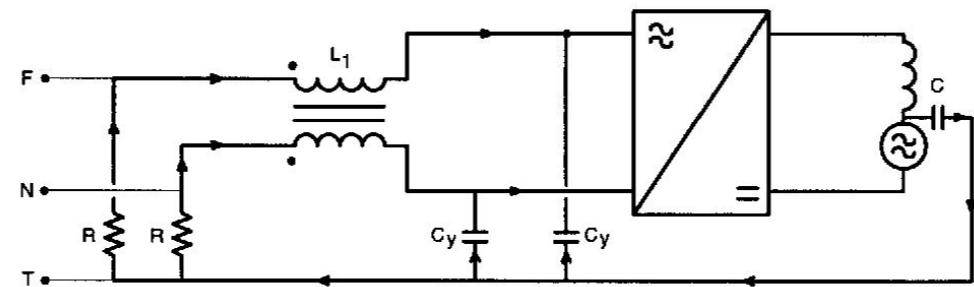


Fig. 9.10: Filtro de rede para correntes parasitas assimétricas.

O filtro é constituído por dois capacitores C_y e por um indutor construído com um núcleo toroidal de ferrite com dois enrolamentos de alta indutância.

O transformador é enrolado de tal modo que para a corrente principal, positiva num lado, negativa no outro, a indutância resultante é igual à indutância total de dispersão. Se for empregado enrolamento bifilar, com núcleo toroidal, a dispersão torna-se praticamente nula. Nesse caso, se os dois enrolamentos forem iguais em número de espiras, o núcleo não saturará e a oposição à corrente principal será realmente nula.

A oposição às correntes parasitas assimétricas será igual ao dobro da indutância medida de um dos lados. Nesse fato reside o interesse do emprego de um indutor de dois enrolamentos num único núcleo.

ϕ_1 - fluxo mútuo produzido por i_1 .

$\phi_{\ell 1}$ - fluxo de dispersão produzido por i_1 .

ϕ_2 - fluxo mútuo produzido por i_2 .

$\phi_{\ell 2}$ - fluxo de dispersão produzido por i_2 .

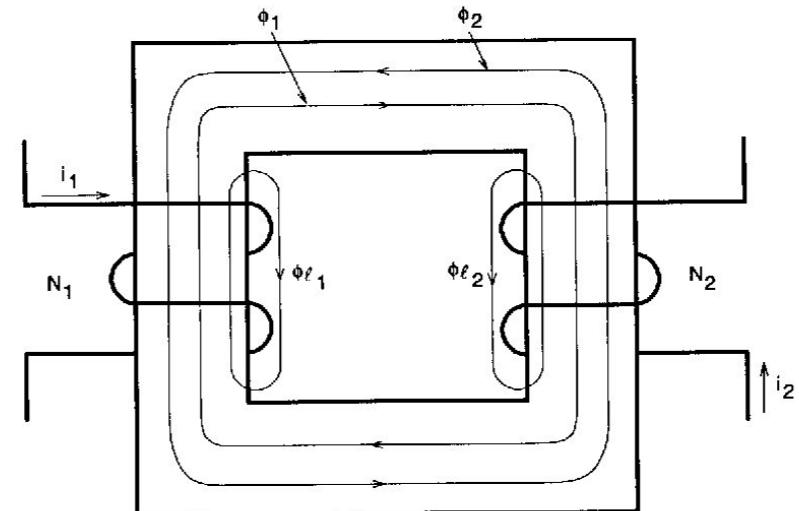


Fig. 9.11: Fluxos em um núcleo com dois enrolamentos.

$$\text{Seja } N_1 = N_2 \quad (9.10)$$

$$i_1 = i_2 \quad (9.11)$$

Assim:

$$\phi_1 = \phi_2 \quad (9.12)$$

$$\phi_{\ell 1} = \phi_{\ell 2} \quad (9.13)$$

$$\phi = \phi_1 - \phi_2$$

(9.14)

ϕ - fluxo total mútuo no núcleo

Assim, para os sentidos das correntes mostradas, $\phi = 0$ e o único fluxo existente é o disperso.

Se uma das correntes se inverter, tem-se:

$$\phi = 2\phi_1 = 2\phi_2$$

(9.15)

d.3) Filtro de rede completo

O filtro de rede completo está representado na Fig. 9.12, com valores típicos.

O filtro de rede é uma medida que permite atenuar ainda mais eficazmente as correntes parasitas; é recomendado que se empregue juntamente com um dos métodos descritos neste capítulo.

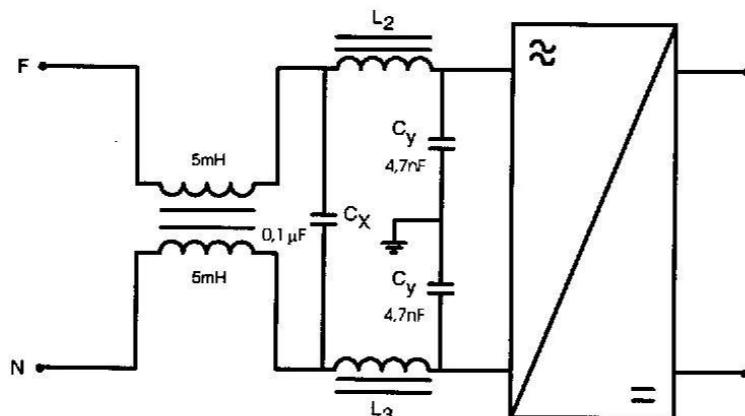


Fig. 9.12: Filtro completo de rede.

9.7 - Influência da capacidade entre enrolamentos

Seja a Fig. 9.13.

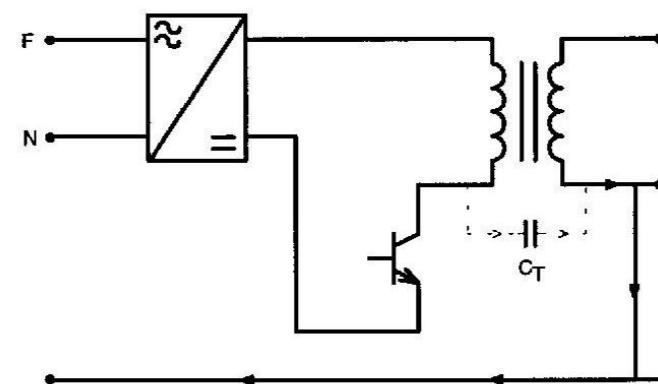


Fig. 9.13: Representação da capacidade entre enrolamentos.

Nela aparece o capacitor C_T , que propicia um outro caminho para a circulação das correntes parasitas.

O filtro de rede serve igualmente para atenuar as correntes provocadas pela presença do capacitor dos enrolamentos.

Outra medida que pode ser tomada é o emprego de duas “grades” condutoras, uma ligada ao primário e outra ao secundário do transformador, como está representado na Fig. 9.14.

As “grades” podem ser uma fina lâmina de cobre. Desse modo as correntes causadoras de ruídos gerados no primário retornam ao primário, o mesmo ocorrendo com o secundário.

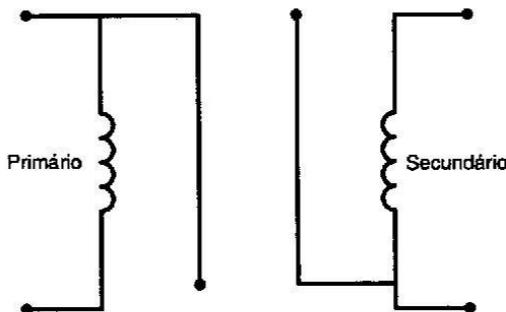


Fig. 9.14: "Grades" para atenuar o efeito da capacidade entre enrolamentos.

9.8 - Outras fontes de ruído

Todas as capacidades existentes entre fios, entre fios e terra e nos enrolamentos de eventuais transformadores de comando de base podem propagar ruído. Além disso, as correntes parasitas podem se propagar por acoplamento indutivo.

Alguns cuidados com o *layout* podem ajudar muito na eliminação de ruídos.

Malhas de grande extensão funcionam como verdadeiras antenas transmissoras.

Nas Figs. 9.15 e 9.16 estão representados dois *layouts*, um considerado bom e outro considerado ruim.

Outra fonte importante de interferência é a recuperação dos diodos no estágio de saída, que geralmente é intensa na gama de 10MHz a 30MHz. Uma solução recomendada é o emprego de diodos rápidos do tipo *soft-recovery* ou a associação de pequenos capacitores em paralelo com os diodos.

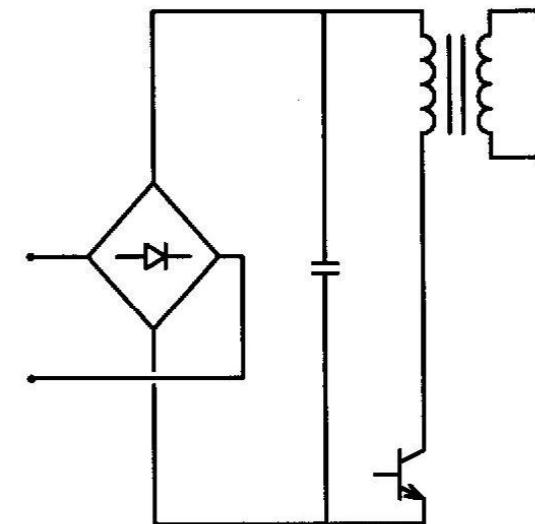


Fig. 9.15: Exemplo de layout ruim.

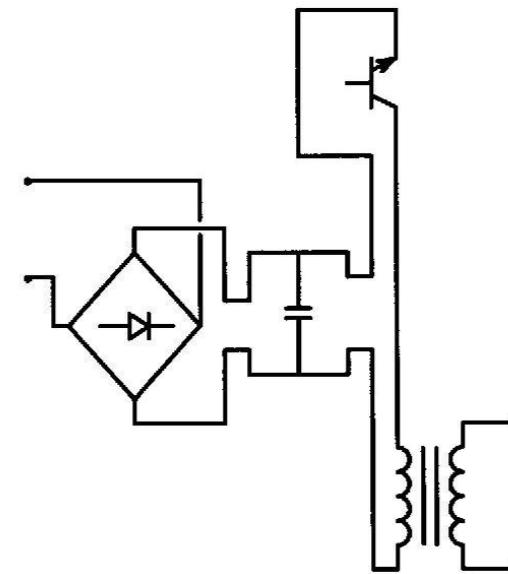


Fig. 9.16: Exemplo de layout bom.

9.9 - Exemplo de cálculo de filtro de rede

Calcular o filtro de rede para uma fonte chaveada, com os seguintes dados:

$$V_{CA} = 220V \quad (\text{tensão da rede}).$$

$$f = 60\text{Hz} \quad (\text{freqüência de rede}).$$

$$P = 150\text{W} \quad (\text{potência de entrada da fonte}).$$

$$E = 75\text{V} \quad (\text{tensão no estágio de corrente contínua, após o retificador de entrada}).$$

$$f_s = 50\text{kHz} \quad (\text{freqüência de chaveamento}).$$

$$\zeta = 500\text{ns} \quad (\text{tempo de subida da tensão de coletor do transistor}).$$

$$C = 50\text{pF} \quad (\text{capacitância entre o transistor e a carcaça}).$$

$$V_{RdB} = 54\text{dB}/\mu\text{V} \quad (\text{nível da tensão máxima permitida nos resistores da rede artificial, para } 150\text{kHz}).$$

PRIMEIRO PASSO: seja $n = 3$, assim:

$f_3 = 150\text{kHz}$. Com o emprego da expressão (9.1) obtém-se:

$$V_3 = 15,8\text{V}$$

SEGUNDO PASSO: verificação do nível de interferência de modo comum produzido sem o filtro de rede.

$$X_{C_3} = \frac{1}{\omega_3 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} \cong 21\text{k}\Omega$$

X_{C_3} - reatância oferecida pelo capacitor C para f_3 .

$$i_{C_3} = \frac{V_3}{X_{C_3}} = \frac{15,8\text{V}}{21\text{k}\Omega} = 0,752\text{mA}$$

i_{C_3} - corrente parasita através de C , na freqüência f_3 .

A queda de tensão nos dois resistores da rede artificial associados em paralelo será:

$$V_{R3} = \frac{R}{2} i_{C_3} = 75 \cdot 0,752\text{m}\Omega \text{mA} = 56,4\text{mV}$$

$$V_{R3dB} = 20 \log \frac{V_3}{1\mu\text{V}} = 20 \log \frac{56,4\text{mV}}{1\mu\text{V}}$$

$$V_{R3dB} = 20 \log 4,75 = 95\text{dB}/\mu\text{V}$$

Seja ΔV_3 a atenuação a ser oferecida pelo filtro.

Assim:

$$\Delta V_{3dB} = 95 - 54 = 41\text{dB}/\mu\text{V}$$

TERCEIRO PASSO: escolha dos capacitores C_y de modo comum.

Em geral adota-se o valor de 5nF para C_y para limitar as correntes de fuga para a massa e para proteger os usuários.

QUARTO PASSO: escolha do indutor L_o para filtrar correntes de modo comum.

O circuito equivalente é mostrado na Fig. 9.17.

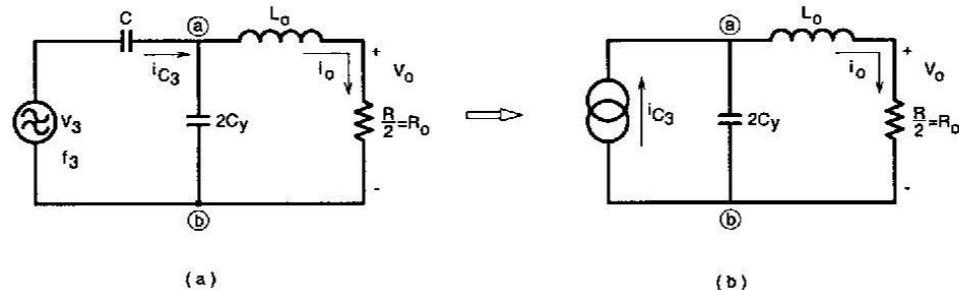


Fig. 9.17: Circuito equivalente para o cálculo do indutor de filtragem de modo comum.

$$X_{C_3} = 21\text{k}\Omega \text{ (calculado no 2º passo)}$$

$$X_{C_y} = \frac{1}{\omega_3 2C_y} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}} = 106\Omega$$

Como $X_{C_3} \gg X_{C_y}$, a corrente i_{C_3} torna-se independente do filtro de modo comum e o circuito passa a ser representado pela Fig. 9.18b.

Para $V_{o_{db}} = 54\text{dB}/\mu\text{V}$, obtém-se:

$$54 = 20 \log \frac{V_o}{1\mu\text{V}}$$

Assim:

$$V_o = 500\mu\text{V}$$

$$i_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{500\mu\text{V}}{75\Omega} = 0,0067\text{mA}$$

Como $i_o \ll i_{C_3}$, a tensão V_{ob} é dada por:

$$V_{ob} = X_{C_y} i_{C_3} = 106\Omega \cdot 0,752 \text{ mA} \approx 0,08\text{V}$$

Seja:

$$\omega_3 L_o \gg R_o \quad \text{assim}$$

$$\omega_3 L_o = \frac{V_{ob}}{i_o} = \frac{0,08\text{V}}{0,0067\text{mA}} = 11,940\Omega$$

Assim:

$$L_o = \frac{\omega_3 L_o}{2\pi f_3} = \frac{11,940}{2 \cdot \pi \cdot 150000} = 12,5\text{mH}$$

A indutância de cada enrolamento do indutor será a metade de L_o .

Assim:

$$L_1 = \frac{L_o}{2} = 6,25\text{mH}$$

QUINTO PASSO: escolha de C_x .

Seja i_{C_x} , a corrente na freqüência da rede de alimentação que circula em C_x . O valor de i_{C_x} é limitado a 1% da corrente de entrada da fonte i .

$$i = \frac{P}{V} = \frac{150}{220} = 0,68A$$

Assim:

$$i_{C_x} = 0,001 i = 0,0068A$$

$$C_x = \frac{i_{C_x}}{2\pi f V} = \frac{0,0068}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 220} = 0,084\mu F$$

Será adotado o valor comercial, assim:

$$C_x = 0,1\mu F$$

SEXTO PASSO: escolha de L_2 e L_3

A queda de tensão ΔV_L provocada pelos indutores L_2 e L_3 associados em série deve ser menor ou igual a 1% da tensão de alimentação.

Assim:

$$V = 220V$$

$$\Delta V_L = 0,01V = 0,01 \cdot 220 = 2,2V$$

Desse modo:

$$\omega (L_2 + L_3) i = \Delta V_L$$

$$L_2 + L_3 = \frac{\Delta V_L}{\omega_0 i} = \frac{2,2}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,68} = 8,58mH$$

$$L_2 = L_3 = \frac{L_2 + L_3}{2} = 4,28mH$$

SÉTIMO PASSO: escolha do resistor de descarga.

As normas prevêem a inclusão de um resistor de descarga em paralelo com o capacitor C_x , cujo valor é calculado pela seguinte expressão:

$$R_D = \frac{t}{2,21 C_x}$$

Onde:

$$t = 1s$$

Assim:

$$R_D = \frac{10^6}{2,21 \cdot 0,1} \cong 4,5M\Omega; 1/8W$$

OITAVO PASSO: resultados do cálculo

$$C_x = 0,1\mu F; 250V; \text{polipropileno}$$

$C_y = 5nF$; 250V; polipropileno

$L_2 = L_3 = 4,28mH$

$L_1 = 6,25mH$, para cada enrolamento do núcleo toroidal de ferrite.

$R_D = 4,5M\Omega$; 1/8W

O capacitor C_y não pode entrar em curto, pois colocaria a carcaça metálica da fonte em contato com um terminal da rede, oferecendo perigo de choque elétrico. Por isto, devem ser empregados capacitores especialmente projetados para supressão de interferências assimétricas que resistam a tensões alternadas de 1500V_{AC} e 3000V_{DC}.

As especificações para o capacitor C_x são menos rigorosas, pois uma eventual ruptura provocaria apenas curto-círcuito entre fase e neutro. Eles são projetados para suportarem picos de tensão menores ou iguais a 1200V.

Vale observar que os indutores para filtragem das correntes simétricas, L_2 e L_3 não são empregados pela maioria dos fabricantes de fontes chaveadas.

Na Fig. 9.18 são apresentados os parâmetros obtidos pelos cálculos.

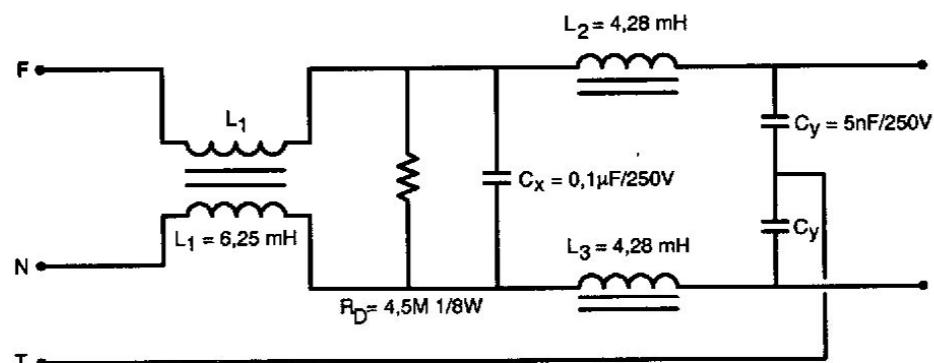


Fig. 9.18: Filtro de rede calculado.

CAPÍTULO 10

EXEMPLO DE PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DE UMA FONTE CHAVEADA BASEADO NO CONVERSOR FLYBACK

10.1 - Introdução

Neste capítulo será desenvolvida uma fonte chaveada, aplicada como fonte auxiliar, com nove saídas. As tensões de saída são: +15V, -15V e 24V. Pela potência envolvida (16W) a topologia mais adequada para a implementação é o conversor Flyback em modo de condução descontínua.

10.2 - Especificações de projeto

Sejam as seguintes especificações de projeto:

$V_i = 125V \pm 20\%$	Tensão de entrada;
$V_{o_1} = +15V$ e $I_{o_1} = 100mA$	Tensão e corrente na saída nº 01;
$V_{o_2} = -15V$ e $I_{o_2} = 100mA$	Tensão e corrente na saída nº 02;
$V_{o_3} = +15V$ e $I_{o_3} = 100mA$	Tensão e corrente na saída nº 03;
$V_{o_4} = -15V$ e $I_{o_4} = 100mA$	Tensão e corrente na saída nº 04;
$V_{o_5} = +24V$ e $I_{o_5} = 100mA$	Tensão e corrente na saída nº 05;

$V_{o_6} = +24V$ e $I_{o_6} = 100mA$	Tensão e corrente na saída nº 06;
$V_{o_7} = +24V$ e $I_{o_7} = 100mA$	Tensão e corrente na saída nº 07;
$V_{o_8} = +24V$ e $I_{o_8} = 100mA$	Tensão e corrente na saída nº 08;
$V_{o_9} = +15V$ e $I_{o_9} = 50mA$	Tensão e corrente na saída nº 09;
$f_s = 40kHz$	Freqüência de comutação;
$D_{max} = 0,45$	Máxima razão cíclica;
$\Delta V_o = 5\% \text{ de } V_o$	Ondulação de tensão na saída.

A saída nº 09 de $+15V$ e $50mA$, é utilizada como fonte de alimentação para a polarização do circuito integrado dedicado e para o acionamento do transistor MOSFET. A mesma serve também para melhorar a regulação de tensão das saídas não controladas.

10.3 - Arquitetura do sistema

Nas Figs. 10.1 e 10.2 é mostrada a topologia completa da fonte chaveada incluindo os estágios de potência e controle.

10.4 - Projeto da fonte

10.4.a - Tensões nos secundários

As tensões de saída, adicionando-se $3V$ com a finalidade de usar-se reguladores lineares, serão:

$$V_{o_1} = 18V \text{ e } \Delta V_{o_1} = 0,9V$$

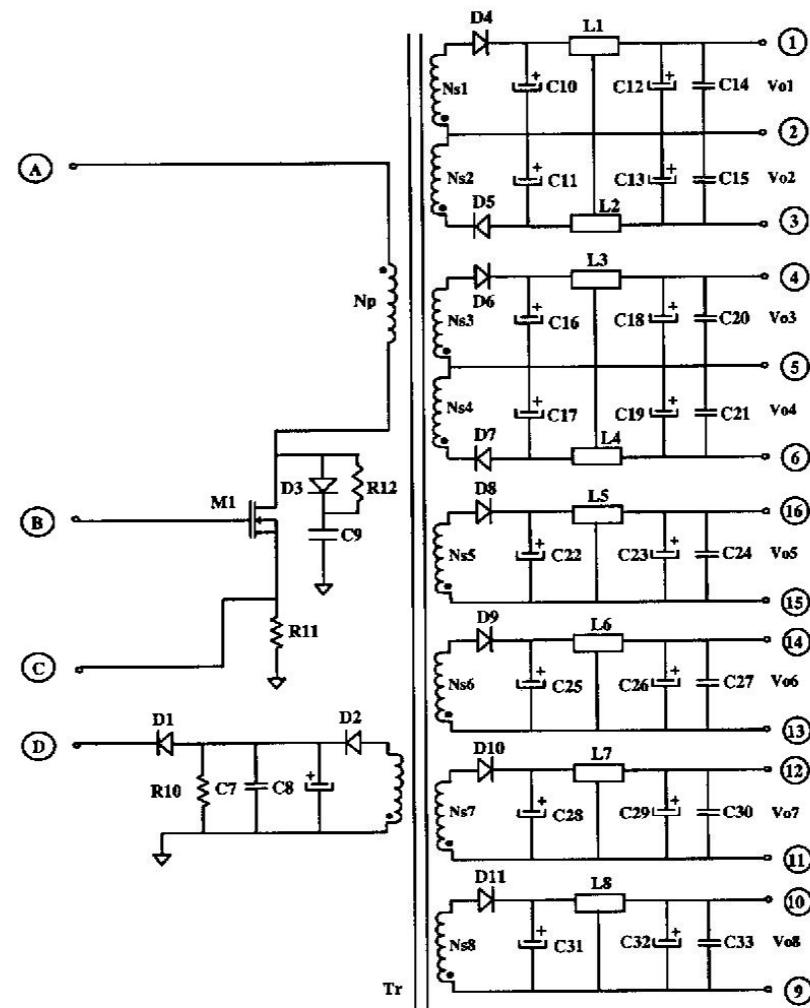


Fig. 10.1: Circuito de potência da fonte chaveada com o conversor Flyback.

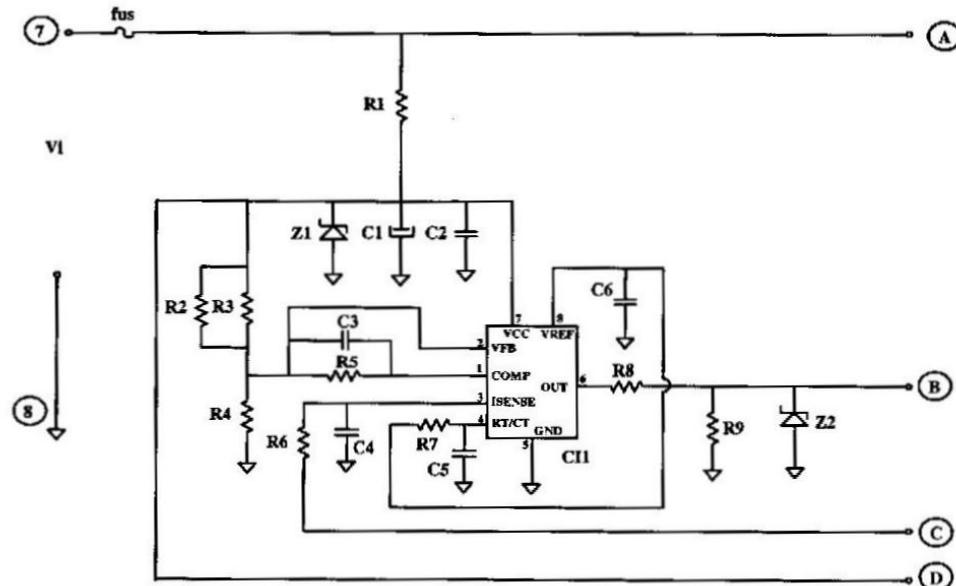


Fig. 10.2: Circuito de controle da fonte chaveada com o conversor Flyback.

$$V_{o_2} = 18V \text{ e } \Delta V_{o_2} = 0,9V$$

$$V_{o_3} = 18V \text{ e } \Delta V_{o_3} = 0,9V$$

$$V_{o_4} = 18V \text{ e } \Delta V_{o_4} = 0,9V$$

$$V_{o_5} = 27V \text{ e } \Delta V_{o_5} = 1,35V$$

$$V_{o_6} = 27V \text{ e } \Delta V_{o_6} = 1,35V$$

$$V_{o_7} = 27V \text{ e } \Delta V_{o_7} = 1,35V$$

$$V_{o_8} = 27V \text{ e } \Delta V_{o_8} = 1,35V$$

$$V_{o_9} = 15V \text{ e } \Delta V_{o_9} = 0,7V$$

A razão cíclica mínima de operação adotada será $D_{min} = 0,25$.

O rendimento esperado da estrutura é de $\eta = 0,7$. A permeabilidade magnética do ar é $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Tm/A}$.

10.4.b - Potência de entrada e saída da fonte

A potência de saída da fonte chaveada é dada por:

$$P_o = \sum_{k=1 \dots 9} |V_{o_k}| |I_{o_k}| = 18,75W$$

A potência de entrada será:

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{18,75}{0,7} = 26,79W$$

10.4.c - Projeto do transformador

Adotando-se para as variáveis de entrada os valores dados a seguir:

$$k_p = 0,5$$

Fator de utilização do primário;

$$k_w = 0,4$$

Fator de utilização da área do enrolamento;

$$J = 300 \text{ A/cm}^2$$

Densidade de corrente nos condutores;

$$J_{\max} = 350 \text{ A/cm}^2$$

Densidade máxima de corrente nos condutores;

$$V_d = 1 \text{ V}$$

Queda de tensão nos diodos;

$$\Delta B = B = 0,18 \text{ T} = 1,8 \cdot 10^3 \text{ G}$$

Densidade de fluxo magnético;

$$\Delta B_{\max} = 0,2 \text{ T}$$

Máxima variação da densidade de fluxo magnético.

O produto $A_e A_w$ é determinado por:

$$A_e A_w = \frac{1,1 P_o 10^4}{k_p k_w J f_s \Delta B} = \frac{1,1 \cdot 18,75 \cdot 10^4}{0,5 \cdot 0,4 \cdot 300 \cdot 40000 \cdot 0,18} = 0,477 \text{ cm}^4$$

Desta forma o núcleo escolhido é o E 30/14 da Thornton.

Os dados deste núcleo são:

$$A_e = 1,2 \text{ cm}^2 \quad A_w = 0,85 \text{ cm}^2 \quad A_e A_w = 1,02 \text{ cm}^4$$

O entreferro do transformador é calculado por:

$$\delta = \frac{2 \mu_0 P_o 10^8}{\Delta B^2 A_e \eta f_s} = \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 18,75 \cdot 10^8}{(0,18)^2 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2} \cdot 0,7 \cdot 40000} = 0,043 \text{ cm}$$

$$\lg = \frac{\delta}{2} = \frac{0,043}{2} = 0,022 \text{ cm}$$

A corrente do primário é dada por:

$$I_p = \frac{2 P_o}{\eta V_{in \min} D_{\max}} = \frac{2 \cdot 18,75}{0,7 \cdot 100 \cdot 0,45} = 1,19 \text{ A}$$

O número de espiras do primário é calculado por:

$$N_p = \frac{B \delta}{0,4 \pi I_p} = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 0,022}{0,4 \cdot \pi \cdot 1,19} = 53 \text{ espiras}$$

O número de espiras dos secundários será:

$$N_{s_k} = N_p \frac{(V_{o_k} + V_d)(1 - D_{\max})}{V_{in \min} D_{\max}}$$

Assim:

$$N_{s_1} = 13 \text{ espiras} \quad N_{s_4} = 13 \text{ espiras} \quad N_{s_7} = 19 \text{ espiras}$$

$$N_{s_2} = 13 \text{ espiras} \quad N_{s_5} = 19 \text{ espiras} \quad N_{s_8} = 19 \text{ espiras}$$

$$N_{s_3} = 13 \text{ espiras} \quad N_{s_6} = 19 \text{ espiras} \quad N_{s_9} = 11 \text{ espiras}$$

10.4.d - Cálculo dos capacitores

Os capacitores de filtro de saída são calculados por:

$$C_k = \frac{I_{o_k} D_{\max}}{f_s \Delta V_{o_k}}$$

Assim:

$$C_{10} = 1,25\mu F$$

$$C_{11} = 1,25\mu F$$

$$C_{16} = 1,25\mu F$$

$$C_{17} = 1,25\mu F$$

$$C_{22} = 0,83\mu F$$

$$C_{25} = 0,83\mu F$$

$$C_{28} = 0,83\mu F$$

$$C_{31} = 0,8\mu F$$

A corrente de pico através dos enrolamentos secundários é definida por:

$$I_{s_k} = \frac{2I_{o_k}}{(1-D_{\max})}$$

Assim:

$$I_{s_1} = 0,364A$$

$$I_{s_2} = 0,364A$$

$$I_{s_3} = 0,364A$$

$$I_{s_4} = 0,364A$$

$$I_{s_5} = 0,364A$$

$$I_{s_6} = 0,364A$$

$$I_{s_7} = 0,364A$$

$$I_{s_8} = 0,364A$$

$$I_{s_9} = 0,182A$$

A resistência série equivalente máxima dos capacitores será:

$$RSE_k = \frac{\Delta V_{o_k}}{I_{s_k}}$$

Assim:

$$RSE_1 = 2,475\Omega$$

$$RSE_2 = 2,475\Omega$$

$$RSE_3 = 2,475\Omega$$

$$RSE_4 = 2,475\Omega$$

$$RSE_5 = 3,713\Omega$$

$$RSE_6 = 3,713\Omega$$

$$RSE_7 = 3,713\Omega$$

$$RSE_8 = 3,713\Omega$$

$$RSE_9 = 3,85\Omega$$

Desta forma, os capacitores de filtro escolhidos são:

$$C_{10} = 47\mu F \times 40V$$

$$C_{11} = 47\mu F \times 40V$$

$$C_{16} = 47\mu F \times 40V$$

$$C_{17} = 47\mu F \times 40V$$

$$C_{22} = 47\mu F \times 40V$$

$$C_{25} = 47\mu F \times 40V$$

$$C_{28} = 47\mu F \times 40V$$

$$C_{31} = 47\mu F \times 40V$$

10.4.e - Dimensionamento dos diodos

A corrente de pico nos diodos é dada por:

$$I_{d_{pk}} = I_{s_k}$$

Assim:

$$\begin{array}{lll} I_{d_{p_1}} = 0,364A & I_{d_{p_2}} = 0,364A & I_{d_{p_3}} = 0,364A \\ I_{d_{p_4}} = 0,364A & I_{d_{p_5}} = 0,364A & I_{d_{p_6}} = 0,364A \\ I_{d_{p_7}} = 0,364A & I_{d_{p_8}} = 0,364A & I_{d_{p_9}} = 0,182A \end{array}$$

A corrente média nos diodos será:

$$I_{d_{med_k}} = I_{o_k}$$

Assim:

$$\begin{array}{lll} I_{d_{med_1}} = 0,1A & I_{d_{med_2}} = 0,1A & I_{d_{med_3}} = 0,1A \\ I_{d_{med_4}} = 0,1A & I_{d_{med_5}} = 0,1A & I_{d_{med_6}} = 0,1A \\ I_{d_{med_7}} = 0,1A & I_{d_{med_8}} = 0,1A & I_{d_{med_9}} = 0,05A \end{array}$$

A tensão de pico sobre os diodos será:

$$V_{d_{pk}} = V_{o_k} + V_{in_{max}} \frac{N_{s_k}}{N_p}$$

Assim:

$$\begin{array}{lll} V_{d_{p_1}} = 54,792V & V_{d_{p_2}} = 54,792V & V_{d_{p_3}} = 54,792V \\ V_{d_{p_4}} = 54,792V & V_{d_{p_5}} = 80,774V & V_{d_{p_6}} = 80,774V \end{array}$$

$$V_{d_{p_7}} = 80,774V \quad V_{d_{p_8}} = 80,774V \quad V_{d_{p_9}} = 46,132V$$

10.4.f - Seção dos condutores

A corrente eficaz no primário será:

$$I_{p_{ef_{max}}} = I_p \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 1,19 \sqrt{\frac{0,45}{3}} = 0,461A$$

A área do condutor necessário é:

$$S_{cu_p} = \frac{I_{p_{ef_{max}}}}{J} = \frac{0,461}{300} = 1,537 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

As correntes nos enrolamentos secundários serão:

$$I_{s_{ef_{max_k}}} = I_{s_k} \sqrt{\frac{1-D_{max}}{3}}$$

Assim:

$$\begin{array}{lll} I_{s_{ef_{max_1}}} = 0,156A & I_{s_{ef_{max_2}}} = 0,156A & I_{s_{ef_{max_3}}} = 0,156A \\ I_{s_{ef_{max_4}}} = 0,156A & I_{s_{ef_{max_5}}} = 0,156A & I_{s_{ef_{max_6}}} = 0,156A \end{array}$$

$$I_{s_{ef\max_7}} = 0,156A \quad I_{s_{ef\max_8}} = 0,156A \quad I_{s_{ef\max_9}} = 0,078A$$

A área dos condutores será:

$$S_{cu_{sk}} = \frac{I_{s_{ef\max_k}}}{J}$$

Assim:

$$S_{cu_{s1}} = 5,19 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2 \quad S_{cu_{s2}} = 5,19 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$$

$$S_{cu_{s3}} = 5,19 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2 \quad S_{cu_{s4}} = 5,19 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$$

$$S_{cu_{s5}} = 5,19 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2 \quad S_{cu_{s6}} = 5,19 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$$

$$S_{cu_{s7}} = 5,19 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2 \quad S_{cu_{s8}} = 5,19 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$$

$$S_{cu_{s9}} = 2,595 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$$

A profundidade de penetração devido ao efeito pelicular pode ser determinada por:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{40000}} = 0,0375 \text{ cm}$$

O diâmetro máximo será:

$$d_{\max} = 2\Delta = 2 \cdot 0,0375 = 0,075 \text{ cm}$$

Portanto, a seção dos condutores do transformador será:

$$\text{Primário: Fio 24 AWG} \quad - \quad S_{cu_{24AWG}} = 0,002047 \text{ cm}^2$$

$$\text{Secundário: Fio 29 AWG} \quad - \quad S_{cu_{29AWG}} = 0,000642 \text{ cm}^2$$

O número de condutores em paralelo no primário será:

$$N_{fios_p} = \frac{S_{cu_p}}{S_{cu_{24AWG}}} = \frac{0,001537}{0,002047} \cong 1$$

Já para os enrolamentos do secundário o número de condutores em paralelo é dado por:

$$N_{fios_{sk}} = \frac{S_{cu_{sk}}}{S_{cu_{29AWG}}} \cong 1$$

Portanto, os enrolamentos do transformador são:

- Primário: 53 espiras com 1 fio 24 AWG;
- Secundário 01: 13 espiras com 1 fio 29 AWG;
- Secundário 02: 13 espiras com 1 fio 29 AWG;
- Secundário 03: 13 espiras com 1 fio 29 AWG;
- Secundário 04: 13 espiras com 1 fio 29 AWG;
- Secundário 05: 19 espiras com 1 fio 29 AWG;

- Secundário 06: 19 espiras com 1 fio 29 AWG;
- Secundário 07: 19 espiras com 1 fio 29 AWG;
- Secundário 08: 19 espiras com 1 fio 29 AWG;
- Secundário 09: 11 espiras com 1 fio 29 AWG.

A possibilidade de execução do transformador é calculada por:

$$S_{cu_{24AWG_{isol}}} = 0,002586\text{cm}^2 \text{ e } S_{cu_{29AWG_{isol}}} = 0,000872\text{cm}^2$$

$$S_{cu_{isol}} = S_{cu_p} N_p + \sum_{1 \dots 9} (S_{cu_{s_k}} N_{s_k})$$

Portanto:

$$k_u = \frac{S_{cu_{isol}}}{A_w} = 0,304$$

Pode-se concluir que é possível construir o transformador, pois $k_u > 0,3$.

10.4.g - Dimensionamento do interruptor

A tensão máxima sobre o interruptor é dada por:

$$V_{S_{max}} = V_{in_{max}} \frac{1}{1 - D_{max}} = 150 \frac{1}{1 - 0,45} = 272,73\text{V}$$

A corrente média no interruptor é:

$$I_{S_{med}} = \sum_{1 \dots 9} \left(\frac{N_{s_k}}{N_p} I_{o_k} \right) = 0,252\text{A}$$

A corrente eficaz do interruptor é dada por:

$$I_{S_{ef}} = \frac{V_{in_{max}} I_p}{V_{in_{min}} D_{max}} \sqrt{\frac{D_{max}^3}{3}} = \frac{150 \cdot 1,19}{100 \cdot 0,45} \sqrt{\frac{(0,45)^3}{3}} = 0,692\text{A}$$

O interruptor disponível para implementação é o IRF 740. As principais características deste componente são:

$$V_{DS_{max}} = 400\text{V} \quad I_D = 6,3\text{A} @ T = 100^\circ\text{C}$$

$$R_{DS_{on}} = 1,1\Omega @ T = 100^\circ\text{C} \quad R_{th_{jc}} = 1^\circ\text{C} / \text{W}$$

$$t_r = 120\text{ns} \quad t_f = 140\text{ns}$$

As perdas em condução são dadas por:

$$P_{perd_{cond}} = R_{DS_{on}} I_{S_{ef}}^2 = 1,1 \cdot 0,692 = 0,526\text{W}$$

Já as perdas na comutação são:

$$P_{perd_{com}} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) I_p V_{S_{max}} = \frac{40000}{2} (120 + 140) \cdot 10^{-9} \cdot 1,19 \cdot 272,73 = 1,688\text{W}$$

As perdas totais no interruptor serão:

$$P_{\text{perd}_{\text{total}}} = P_{\text{perd}_{\text{cond}}} + P_{\text{perd}_{\text{com}}} = 0,526 + 1,688 = 2,214 \text{ W}$$

Considerando a temperatura ambiente como $T_{\text{amb}} = 50^\circ\text{C}$ e a temperatura máxima na junção de $T_{j_{\max}} = 100^\circ\text{C}$ e a resistividade térmica entre cápsula e dissipador de $R_{\text{th}_{cd}} = 0,25^\circ\text{C}/\text{W}$ tem-se:

$$R_{\text{th}_{da}} = \frac{T_{j_{\max}} - T_{\text{amb}} - P_{\text{perd}_{\text{total}}} R_{\text{th}_{jc}}}{P_{\text{perd}_{\text{total}}}} = \frac{100 - 50 - 2,214 \cdot 1}{2,214} = 21,58^\circ\text{C}/\text{W}$$

10.4.h - Dimensionamento dos dissipadores de calor dos reguladores lineares

As características térmicas dos dissipadores lineares da série 7815 são:

$$R_{jc} = 4^\circ\text{C}/\text{W} \quad T_{j_{\max}} = 100^\circ\text{C} \quad T_{\text{amb}} = 50^\circ\text{C} \quad R_{cd} = 0,25^\circ\text{C}/\text{W}$$

A potência perdida sobre cada regulador é:

$$P_{\text{perd}_{\text{cond}}} = 0,4 \text{ W}$$

Portanto:

$$R_{da} = \frac{T_{j_{\max}} - T_{\text{amb}} - P_{\text{perd}_{\text{cond}}} (R_{jd} + R_{cd})}{P_{\text{perd}_{\text{cond}}}} = \frac{100 - 50 - 0,4(4 + 0,25)}{0,4} = 120,75^\circ\text{C}/\text{W}$$

Conclui-se que não são necessários dissipadores de calor nos reguladores lineares.

10.5 - Especificações dos componentes

Todos os componentes utilizados para o desenvolvimento do conversor são especificados na Tabela 1.

Tabela 10.1 – Especificações dos Componentes.

Quant.	Referência	Descrição	Tipo	Valor
1	C ₁	Capacitor eletrolítico		100uF, 40V
10	C ₂ , C ₇ , C ₁₄ , C ₁₅ , C ₂₀ , C ₂₁ , C ₂₄ , C ₂₇ , C ₃₀ , C ₃₃	Capacitores multicamada		100nF
1	C ₃	Capacitor multicamada		1nF
1	C ₄	Capacitor multicamada		470pF
1	C ₅	Capacitor multicamada		2,2nF
1	C ₆	Capacitor multicamada		10nF
17	C ₈ , C ₁₀ , C ₁₁ , C ₁₂ , C ₁₃ , C ₁₆ , C ₁₇ , C ₁₈ , C ₁₉ , C ₂₂ , C ₂₃ , C ₂₅ , C ₂₆ , C ₂₈ , C ₂₉ , C ₃₁ , C ₃₂	Capacitores eletrolíticos		47uF/40V
1	C ₉	Capacitor polipropileno		220nF/400V
10	D ₁ , D ₂ , D ₄ , D ₅	Diódos ultra-	MUR120	1A, 200V

	D ₆ , D ₇ , D ₈ , D ₉ , D ₁₀ , D ₁₁	rápidos		
1	D ₃	Diodo ultra-rápido	MUR140	1A, 400V
2	L ₁ , L ₃ ,	Reguladores lineares	LM7815	1A, +15V
2	L ₂ , L ₄	Reguladores lineares	LM7915	1A, -15V
4	L ₅ , L ₆ , L ₇ , L ₈	Reguladores lineares	LM7824	1A, +24V
1	M ₁	Transistor MOSFET	IRF740	6,3A, 400V
1	R ₁	Resistor		47kΩ, 2W
1	R ₂	Resistor		220kΩ, 1/3W
1	R ₃	Resistor		22kΩ, 1/3W
1	R ₄	Resistor		3,9kΩ, 1/3W
1	R ₅	Resistor		150kΩ, 1/3W
2	R ₆ , R ₉	Resistores		1kΩ, 1/3W
1	R ₇	Resistor		10kΩ, 1/3W
1	R ₈	Resistor		10Ω, 1/3W
1	R ₁₀	Resistor		330Ω, 1W
1	R ₁₁	Resistor		0,5Ω (2 resistores em paralelo de 1Ω/1W)
1	R ₁₂	Resistor		33kΩ, 2W
1	T _r	Transformador Flyback	E-30/14 Thornton	N _P = 53esp, 1 fio 24AWG N _{S₁} = N _{S₂} = N _{S₃} = N _{S₄} = 13esp , 1 fio 29AWG N _{S₅} = N _{S₆} = N _{S₇} = N _{S₈} = 19esp , 1 fio 29AWG N _{S₉} = 1 esp 1 fio 29AWG l _g = 0,3mm (entreferro do núcleo)
1	Z ₁	Zener		18V, 1W
1	Z ₂	Zener		16V, 0,5W
1	CI ₁	Circuito integrado	UC2844 ou UC3844	
1	Fus	Fusível		2A

CONSIDERAÇÕES SOBRE O EMPREGO DE CAPACITORES**a) Circuito Equivalente do Capacitor**

Um capacitor tem o seguinte circuito equivalente (Fig. A1.1).

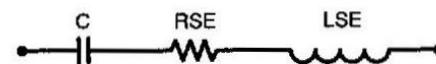


Fig. A1.1: Circuito equivalente série do capacitor.

Onde: C - capacidade.

RSE - resistência série equivalente.

LSE - indutância série equivalente.

Nas freqüências usuais em eletrônica de potência ($f < 100$ kHz), o efeito da LSE pode ser ignorado.

A componente alternada da corrente que circula pelo capacitor produz dois efeitos:

- a) Perdas, que podem provocar excessivo aquecimento e danificar o capacitor, que são calculadas pela seguinte expressão:

$$P = RSE \cdot I_{ef}^2$$

b) Componente alternada da tensão

Seja ΔI_p o valor de pico da corrente alternada.

Assim:

$$\Delta V_p = RSE \cdot \Delta I_p$$

b) Fator de Perdas

Seja o modelo paralelo do capacitor, representado pelo circuito seguinte (Fig. A1.2).

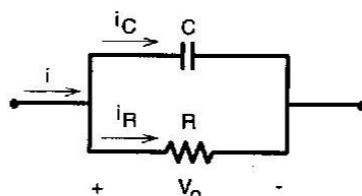


Fig. A1.2: Circuito equivalente paralelo do capacitor.

Seja:

$$V_o = V_p \operatorname{sen} \omega t \quad (\text{A1.1})$$

$$Q = V_o I_C \quad (\text{A1.2})$$

$$P = V_o I_R \quad (\text{A1.3})$$

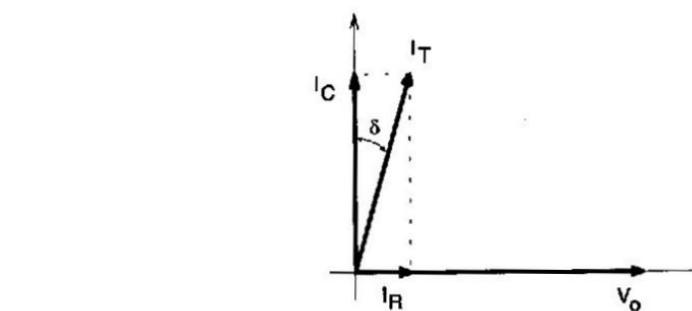


Fig. A1.3: Diagrama Fasorial.

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{I_R}{I_C} \quad (\text{A1.4})$$

$$I_R = \operatorname{tg} \delta I_C \quad (\text{A1.5})$$

$$I_C = \frac{V_o \omega C V_o}{X_C} \quad (\text{A1.6})$$

Assim:

$$P = V_o^2 \omega C \operatorname{tg} \delta \quad (\text{A1.7})$$

$$V_o = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (\text{A1.8})$$

$$V_o^2 = \frac{V_p^2}{2} \quad \boxed{P = \frac{V_p^2 \omega C}{2} \operatorname{tg} \delta} \quad (\text{A1.9})$$

$$I_p^2 = V_p^2 \omega^2 C^2 \Rightarrow V_p^2 = \frac{I_p^2}{\omega^2 C^2}$$

$$P = \frac{I_p^2}{2\omega C} \operatorname{tg}\delta$$

(A1.10)

Por outro lado,

$$P = \text{RSE} I_{ef}^2 = \text{RSE} \frac{I_p^2}{2}$$

(A1.11)

$$\text{RSE} \frac{I_p^2}{2} = \frac{I_p^2}{2\omega C} \operatorname{tg}\delta$$

$$\text{RSE} = \frac{\operatorname{tg}\delta}{\omega C} \Rightarrow \text{RSE} = \frac{\operatorname{tg}\delta}{2\pi f C}$$

(A1.12)

$\operatorname{tg}\delta$ - fator de perdas.

Assim, conhecendo-se o fator de perdas e a freqüência de operação pode-se determinar o valor de RSE.

Tanto RSE quanto $\operatorname{tg}\delta$ variam com a temperatura e com a freqüência.

O valor de $\operatorname{tg}\delta$ aumenta com a freqüência e diminui com a temperatura.

Normalmente o fabricante do capacitor fornece os valores de $\operatorname{tg}\delta$ e RSE para 120Hz, que é a freqüência que aparece no filtro de entrada das fontes chaveadas, para 25 °C.

Fornecê também o valor de I_N , que é a corrente eficaz máxima, senoidal, 120Hz, para uma temperatura ambiente de 85°C.

Os capacitores eletrolíticos de alta freqüência são empregados na filtragem da saída das fontes chaveadas. Nesse caso o fabricante fornece o valor eficaz da corrente que pode ser utilizada em 100kHz e 85 °C de temperatura ambiente.

Em seguida apresenta curvas com fatores de correção para freqüências e temperaturas diferentes. Com essas informações a questão térmica fica resolvida. Contudo, para efeito de cálculo da tensão de *ripple*, o valor de RSE é difícil de ser determinado.

c) Quedas de Tensão

Quando uma corrente alternada passa por um capacitor produz duas componentes de tensão, em quadratura como está mostrado na Fig. A1.4.

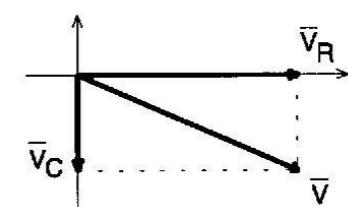
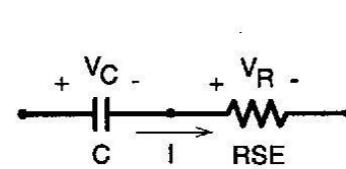


Fig. A1.4: Quedas de tensão no circuito equivalente do capacitor.

Onde:

$$\bar{V} = RSE\bar{I} + \frac{\bar{I}}{j\omega C} \quad (A1.13)$$

ou

$$\bar{V} = \bar{V}_R + \bar{V}_C \quad (A1.14)$$

Na maioria dos casos, em fontes chaveadas, $\bar{V}_C \ll \bar{V}_R$.

Assim, toma-se:

$$V = V_R \quad (A1.15)$$

ou seja, considera-se apenas o *ripple* produzido pela RSE.

d) Medição da RSE

Seja o seguinte circuito (Fig. A1.5):

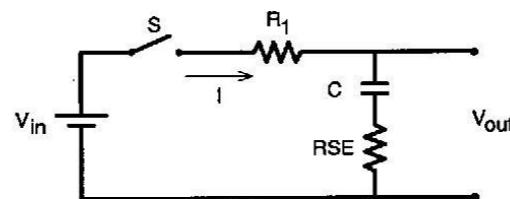


Fig. A1.5: Circuito de medição da RSE.

A chave S é mantida fechada durante um intervalo de tempo Δt . As formas de onda relevantes são mostradas na Fig. A1.6.

$R_1 \gg RSE$. Assim:

$$I = \frac{V_{in}}{R_1} \quad (A1.16)$$

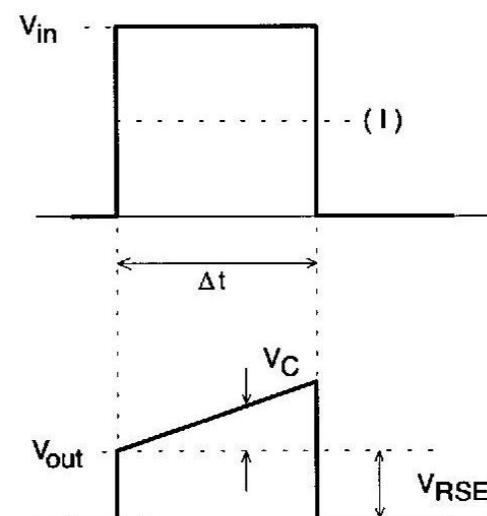


Fig. A1.6: Formas de ondas geradas pelo circuito da Fig. A1.5.

Assim:

V_{RSE} - valor medido com osciloscópio.

$$V_{RSE} = RSEI_1 \quad (A1.17)$$

$$V_{RSE} = \frac{RSE V_{in}}{R_1} \quad (A1.18)$$

Portanto:

$$RSE = \frac{V_{RSE} R_1}{V_{in}} \quad (A1.19)$$

e) **Tecnologias dos Capacitores para Fontes Chaveadas**

Nas fontes chaveadas convencionais são empregados diversos tipos de capacitores nos estágios de potência, citamos como exemplo:

- a) Filtro do retificador de entrada: São empregados capacitores eletrolíticos de alumínio com alto produto CV e baixas perdas;
- b) Filtros de saída: São empregados capacitores eletrolíticos de alumínio, de baixa indutância e baixa RSE, aptos a operarem em altas freqüências;
- c) Circuitos SNUBBER: São empregados capacitores com dielétricos de polipropileno, especiais para regime de pulso com alta taxa de subida.

CÁLCULO TÉRMICO DE TRANSFORMADORES E INDUTORES COM NÚCLEO DE FERRITE

- a) Por questões de rendimento as perdas devem ser limitadas.**
- b) Causas das perdas:**
 - Perdas no núcleo, por histerese e correntes parasitas;
 - Perdas nos enrolamentos.
- c) As perdas no núcleo de ferrite são calculadas pela seguinte expressão empírica:**

$$P_C / \text{cm}^3 = \Delta B_m^{2,4} (K_H f + K_E f^2) \quad (\text{A2.1})$$

ΔB_m - excursão da densidade de fluxo em Teslas;

f - freqüência de operação em Hz;

K_H - coeficiente de perdas por histerese;

$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$, para a ferrite (valor referencial);

K_E - coeficiente de perdas por correntes parasitas;

$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$ (valor referencial).

A expressão revela que as perdas no núcleo aumentam com a freqüência de operação e com a excursão da densidade de fluxo. Para freqüências inferiores a 40kHz, geralmente as perdas no núcleo são desprezadas. À medida que f aumenta, o projetista reduz ΔB_m para controlar as perdas.

d) As perdas em um enrolamento, por efeito Joule, são calculadas como segue.

$$P_w = RI_{ef}^2 \quad (A2.2)$$

$$R = \frac{\rho}{S} \ell = \frac{\rho}{S} N \ell_t \quad (A2.3)$$

Assim:

$$P_w = \frac{\rho}{S} N \ell_t I_{ef}^2 \quad (A2.4)$$

$\frac{\rho}{S}$ - Ω/cm dado em tabela em função da bitola do fio;

N - número de espiras;

ℓ_t - comprimento de uma espira em cm;

I_{ef} - valor eficaz da corrente em A.

A resistência por unidade de comprimento é, portanto, a perda nos enrolamentos, depende da bitola do fio, que por sua vez depende da densidade de corrente adotada.

Nos projetos onde as perdas no núcleo são desconsideradas, a densidade de corrente é definida pela expressão (A2.5):

$$J_{30} = 420.(A_e A_w)^{-0,24} A/cm^2 \quad (A2.5)$$

O valor escolhido para a densidade de corrente com a expressão (A2.5) deve provocar um acréscimo de temperatura de 30°C no transformador, acima da temperatura ambiente.

Nos casos onde as perdas no núcleo não podem ser ignoradas, a densidade de corrente é reduzida, e calculada com o emprego da expressão (A2.6).

$$J_{15} = 297(A_e A_w)^{-0,24} A/cm^2 \quad (A2.6)$$

O cálculo é feito para que as contribuições das perdas no cobre e no núcleo na elevação de temperatura sejam iguais a 15°C, com uma variação total de 30°C.

As expressões indicam que a densidade máxima de corrente permitida decresce com o crescimento do tamanho do núcleo. Isto se explica porque a área de dissipação de calor cresce menos que o volume que produz calor.

- e) Quando circula corrente alternada nos enrolamentos do transformador, a resistência aumenta devido ao efeito pelicular e/ou ao efeito de proximidade.

A resistência para corrente alternada é definida pela relação (A2.7).

$$R_{CA} = F_R R_{CC} \quad (A2.7)$$

R_{CA} - resistência para corrente alternada;

R_{CC} - resistência para corrente contínua;

F_R - fator de resistência.

O fator de resistência F_R depende da profundidade de penetração Δ da corrente e do número de camadas. Δ é calculado com a expressão (A2.8).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (A2.8)$$

Δ - cm;

f - Hz.

F_R e, portanto, R_{CA} aumenta com o aumento de f e com o número de camadas.

Nas freqüências próximas ou superiores a 100kHz, é fortemente recomendado o emprego de uma única camada de fios para cada enrolamento, para reduzir as perdas devido ao efeito de proximidade.

Quando a profundidade de penetração Δ for menor que o raio do condutor, deve-se associar condutores em paralelo, formando o que se conhece por fio *Litz*. Nesse caso o raio de cada fio deve ser menor que a profundidade de penetração Δ e a resistência equivalente pode ser aquela especificada para corrente contínua.

- f) As perdas totais no transformador ou indutor são calculadas com o emprego da expressão (A2.9).

$$P_T = P_W + P_C \quad (A2.9)$$

P_T - perdas totais;

P_W - perdas nos enrolamentos.

$$P_C = (P_C/cm^3)V_e \quad (A2.10)$$

V_e - volume do núcleo em cm^3 especificado pelo fabricante.

$$V_e \cong 5,7(A_e A_w)^{0,68} cm^3 \quad (A2.11)$$

- g) A elevação de temperatura ΔT é obtida com a expressão (A2.12).

$$\Delta T = P_T R_T \quad (A2.12)$$

R_T - resistência térmica em $^{\circ}C/W$.

$$R_T = 23(A_e A_w)^{-0.37} \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (\text{A2.13})$$

h) Exemplo de cálculo térmico de um indutor.

Seja um indutor com os seguintes dados:

- $A_e A_w = 5,59 \text{ cm}^4$
- $B_{sat} = 0,3 \text{ T}$
- $\ell_t = 7,53 \text{ cm}$ (comprimento médio de uma espira)
- $N = 184$ espiras de fio 19AWG
- $I = 2,34 \text{ A}$ (valor eficaz)
- $\rho/S = 0,00035 \Omega/\text{cm}$ (resistência por cm)
- $\Delta B = 0,15 \text{ T}$ (excursão da densidade de fluxo)
- $f = 40 \text{ kHz}$
- $P_C/\text{cm}^3 = 0,01 \text{ W/cm}^3$ (perdas por unidade de volume)
- $V_e = 18,70 \text{ cm}^3$ (volume do núcleo)

h.1) Perdas no Cobre:

$$P_W = I^2 N \ell_t \frac{\rho}{S}$$

$$P_W = 2,34^2 \cdot 184 \cdot 7,53 \cdot 0,00035$$

$$P_W = 2,66 \text{ W}$$

h.2) Perdas no Núcleo:

$$P_C = (P_C/\text{cm}^3)V_e = 0,01 \cdot 18,70 = 0,1870 \text{ W}$$

h.3) Elevação de temperatura:

$$P_T = P_W + P_C \quad (\text{perdas totais})$$

$$P_T = 2,59 + 0,187 = 2,84 \text{ W}$$

$$R_T = 23(A_e A_w)^{-0.37} \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_T = 23/5,59^{-0.37} = \frac{23}{1,89} = 12,16 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

R_T - resistência térmica do núcleo.

Assim:

$$\Delta T = P_T R_T = 2,84 \cdot 12,16$$

$$\Delta T = 34,50 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Neste exemplo, verifica-se que a contribuição das perdas do núcleo na elevação de temperatura é insignificante e pode ser ignorada.

i) Exemplo de cálculo envolvendo o efeito pelicular.

Seja um enrolamento de um transformador com os seguintes dados:

$$f = 100 \text{ kHz}$$

Nº de camadas = 1

I_{ef} = 5A

J = 300A/cm²

A área do condutor será:

$$S = \frac{I}{J} = \frac{5}{300} = 0,01666\text{cm}^2$$

De acordo com a tabela de fios, deve-se empregar o condutor 15 AWG, cujo diâmetro é de 0,156cm.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} = \frac{7,5}{\sqrt{100000}} = 0,024\text{cm}$$

Desse modo, o diâmetro máximo de um fio nessa freqüência deverá ser:

$$D_{\max} = 2\Delta = 2 \cdot 0,024 = 0,048\text{cm}$$

Na tabela é indicado o fio 25 AWG, com uma área de 0,001614cm².

Assim, o número de fios a serem empregados em paralelo será:

$$n = \frac{S_{15}}{S_{25}} = \frac{0,01666}{0,001614} \cong 10$$

APÊNDICE 3

ESCOLHA DO NÚCLEO COM RESTRIÇÃO DE PERDAS NO FERRITE

Para operação com altas freqüências, as perdas que ocorrem no núcleo devem ser consideradas ao se determinar as suas dimensões.

Seja o caso geral representado pela expressão (A3.1).

$$A_e A_w = \frac{P}{\beta f J \Delta B} \quad (A3.1)$$

P - potência da fonte;

β - parâmetro que depende do tipo de transformador ou indutor.

$$\text{Seja } \alpha = K_H f + K_E f^2 \quad (A3.2)$$

$$\text{Assim } (P_C / \text{cm}^3) = \Delta B^{2.4} \alpha \quad (A3.3)$$

$$\Delta B = \left[\frac{(P_C / \text{cm}^3)}{\alpha} \right]^{0.42} \quad (A3.4)$$

$$P_C = \frac{P_T}{2} = \frac{\Delta T}{2R_T} = \frac{15}{R_T} \quad (A3.5)$$

$$R_T = \frac{23}{(A_e A_w)^{0,37}} \quad (A3.6)$$

$$\text{Assim: } P_C = 0,652(A_e A_w)^{0,37} \quad (A3.7)$$

$$V_e = 5,7(A_e A_w)^{0,68} \quad (A3.8)$$

Desse modo:

$$(P_C / \text{cm}^3) = 0,1144/(A_e A_w)^{0,31} \quad (A3.9)$$

Substituindo (A3.9) em (A3.4) obtém-se:

$$\Delta B = \left[\frac{0,1144}{(A_e A_w)^{0,31}} \frac{1}{\alpha} \right]^{0,42} \quad (A3.10)$$

A densidade de corrente para 15°C de contribuição do cobre na temperatura total é:

$$J = \frac{297}{(A_e A_w)^{0,240}} \quad (A3.11)$$

Levando as expressões (A3.10) e (A3.11) na expressão (A3.1), obtém-se:

$$A_e A_w = \left(\frac{P}{120\beta f} \right)^{1,6} \alpha^{0,67} \quad (A3.12)$$

$$\text{ou } A_e A_w = \left(\frac{P 10^4}{120\beta f} \right)^{1,6} (K_H f + K_E f^2)^{0,67} \quad (A3.13)$$

O valor de β para transformadores é igual a 0,1.

Para cálculo dos indutores é empregada a expressão (A3.14).

$$A_e A_w = \left(\frac{L \Delta I I_{L_{ef}} 10^4}{120\beta} \right)^{1,6} (K_H f + K_E f^2)^{0,67} \quad (A3.14)$$

onde:

$I_{L_{ef}}$ - valor eficaz da corrente no indutor;

ΔI - ondulação da corrente;

$\beta = 0,7$.

Exemplo Numérico:

Seja o transformador para uma fonte chaveada Forward com as seguintes especificações:

$$P = 150W$$

$$f = 100\text{kHz}$$

Determinar as dimensões do núcleo a ser adotado considerando a elevação de temperatura propiciada no ferrite.

Seja:

$$K_H = 4 \cdot 10^{-4}$$

$$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$$

Assim:

$$y = (K_H f + K_E f^2)^{0,67} = (4 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{-5} + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 10^{10})^{0,67}$$

$$y = (4 + 4)^{0,67} = 4,03$$

$$\beta = 0,1$$

$$A_e A_w = \left(\frac{P 10^4}{120 \beta f} \right)^{1,6} y$$

$$A_e A_w = \left(\frac{150 \cdot 10^4}{120 \cdot 0,1 \cdot 100000} \right)^{1,6} 4,03$$

$$A_e A_w = 5,76 \text{cm}^4$$

Escolhe-se o núcleo E55-21 de acordo com a Tabela de Núcleos de Ferrite.

Por curiosidade, vamos calcular o produto $A_e A_w$ para $f = 20\text{kHz}$, $P = 100W$, $J = 300\text{A/cm}^2$ e $\Delta B = 0,3\text{T}$, sem restrições de perdas no Ferrite.

$$A_e A_w = \frac{2P}{K_w K_p J f \Delta B} 10^4$$

$$A_e A_w = \frac{2 \cdot 10^2 \cdot 10^4}{0,2 \cdot 3 \cdot 10^2 \cdot 20000 \cdot 0,3}$$

$$A_e A_w = 5,56 \text{cm}^4$$

O núcleo adotado será o E55.

Os valores de K_p e K_w são dados na tabela 1.

Tabela 1

EMPREGO	K _w	K _p
Indutor Buck ou Boost Cond. Contínua	0,7	1,0
Indutor Boost Cond. Descontínua	0,7	1,0
Transformador Flyback Cond. Contínua	0,4	0,5
Transformador Flyback Cond. Descontínua	0,4	0,5

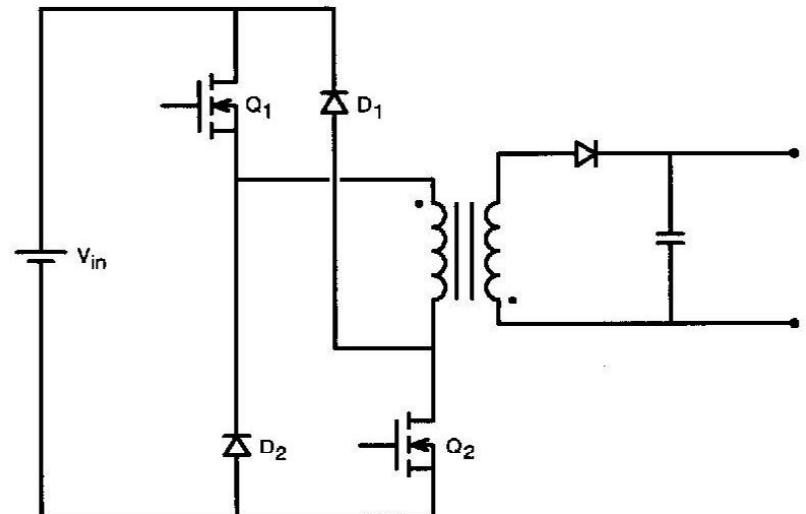
**OUTRAS TOPOLOGIAS DE FONTES
CHAVEADAS****a) Flyback com dois interruptores**

Fig. A4.1: Flyback com dois interruptores.

Vantagens em relação ao Flyback com um único interruptor:

- D_1 e D_2 operam como limitadores não-dissipativos das tensões dos interruptores, devolvendo à fonte a energia acumulada nas indutâncias de dispersão; desse modo o *snubber* dissipativo não é necessário.

b) Menores problemas com rádio interferência.

c) As tensões nominais dos interruptores são menores, reduzindo o custo dos mesmos.

b) Forward com dois interruptores

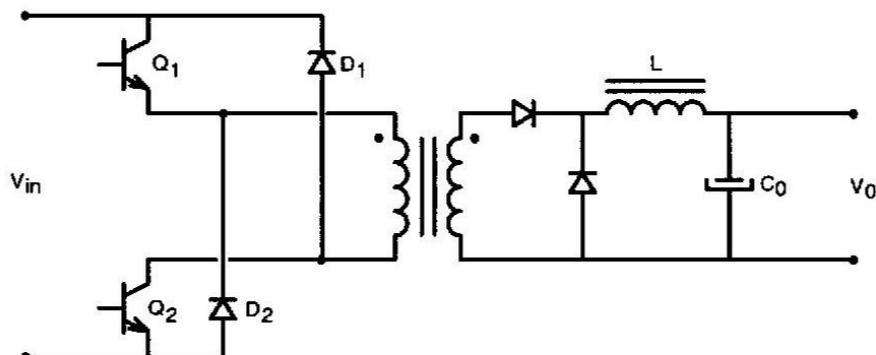


Fig. A4.2: Forward com dois interruptores.

Vantagens em relação ao *Forward* com um único interruptor:

a) Tensão sobre um interruptor é a metade do valor.

b) D_1 e D_2 devolvem à fonte V_{in} a energia acumulada na indutância de dispersão. Desse modo, o *snubber*, quando empregado, destina-se exclusivamente a reduzir as perdas de comutação no interruptor.

c) Não há necessidade de enrolamentos de desmagnetização no transformador.

d) O rendimento e a confiabilidade são maiores.

c) Uma variação do *Half-Bridge*

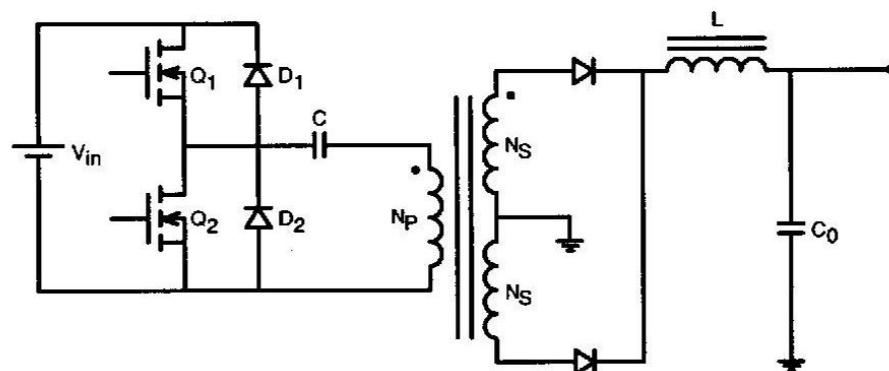


Fig. A4.3: Variação do *Half-Bridge*.

A não ser pelo fato de não exigir um ponto médio na fonte V_{in} , não há aparentemente vantagens em relação ao conversor *Half-Bridge*. C é o capacitor destinado a impedir a presença de corrente média no primário do transformador, o que o levaria à saturação.

APÊNDICE 5

NÚCLEOS DE FERRITE TIPO E

Tabela 2

Núcleo	A _e (cm ²)	A _w (cm ²)	l _e (cm)	l _t (cm)	v _e (cm ³)	A _e A _w (cm ⁴)
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	1,2	11,6	42,50	8,85

Material: IP6

Temperatura Curie: > 160°C

A_e - área de perna central;

A_w - área da janela do carretel;

l_e - comprimento magnético;

l_t - comprimento médio de um espira;

v_e - volume de ferrite;

B_{sat} - 0,3 T (para 85°C);

$\mu_0 = 1$ (CGS) - permeabilidade do ar;

= $4\pi \cdot 10^{-7}$ (SI);

$\mu_r = 3000$ (CGS) para B = 100GAUSS (0,1T).

APÉNDICE 6

TABELA DE FIOS ESMALTADOS

Tabela 3

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm ²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm ²)	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm ²
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427

16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847

22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm ²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm ²)	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm ²
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114

34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028

40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018