

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UMA FONTE CHAVEADA
COM CONVERSOR RESSONANTE SÉRIE

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

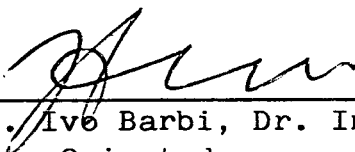
NILTON FRANCISCO OLIVEIRA DA SILVA

FLORIANÓPOLIS, MAIO 1988

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UMA FONTE CHAVEADA
COM CONVERSOR RESSONANTE SÉRIE

Nilton Francisco Oliveira da Silva

DISSERTAÇÃO JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM
ENGENHARIA ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FOR
MA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

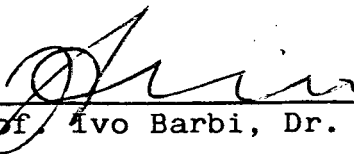


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador



Prof. Marcio Cherem Schneider, Dr.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

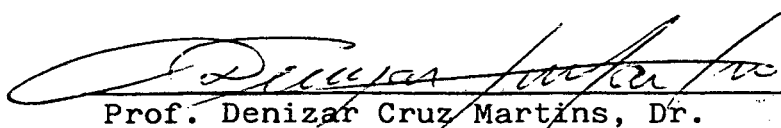
BANCA EXAMINADORA



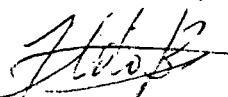
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Eng.º Ildo Bet, M.Sc.

À DEUS

À MEUS PAIS FRANCISCO E ELZA

À MINHAS IRMÃS DÓRIS E ELZA MARIA

À NAMORADA ISABEL CRISTINA

À MINHA FAMÍLIA

À TODOS OS MEUS AMIGOS

AO TRABALHADOR BRASILEIRO PELO APOIO FINANCEIRO

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA	i
RESUMO	vi
ABSTRACT	vii
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	
1.1 - Introdução	01
1.2 - Comparação entre os Tipos de Fontes	01
1.2.1 - Fontes Lineares	01
1.2.2 - Fontes Chaveadas	02
1.2.3 - Fontes à Ressonância	03
1.3 - Conclusão	04
CAPÍTULO II - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	
2.1 - Introdução	05
2.2 - Estrutura a Estudar	05
2.2.1 - Sequências de Funcionamento	07
2.3 - Análise Quantitativa do Conversor	11
2.3.1 - Modelo Matemático do Primeiro Circuito Equi- valente	11
2.3.2 - Modelo Matemático do Segundo Circuito Equi- valente	16
2.3.3 - Análise no Plano de Fase	17
2.3.4 - Para $V_{in} < 2 NV_0$	26
2.3.5 - Comportamento da Fonte a um Curto Circuito na Carga	27
2.3.5.1 - Análise das Sequências de Funcionamento .	28

2.3.6 - Comportamento da Fonte a Perda de Carga ($R = \infty$)	35
2.5 - Comutação	35
2.6 - Conclusão	36

CAPÍTULO III - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

3.1 - Introdução	37
3.2 - Correntes no Conversor	37
3.2.1 - Corrente Média nas Chaves	37
3.2.2 - Corrente de Pico na Linha	38
3.2.3 - Cálculo das Correntes no Transistor	39
3.2.4 - Corrente Média no Transistor	40
3.2.5 - Corrente Eficaz no Transistor	41
3.2.6 - Cálculo dos Parâmetros	42
3.2.7 - Correntes nos Diodos D_1 e D_2	46
3.2.8 - Correntes nos Diodos D_3 e D_4	47
3.2.9 - Corrente no Indutor L_R	49
3.2.10 - Corrente no Capacitor C_R	50
3.2.11 - Corrente no Transformador TR	51
3.2.12 - Corrente no Capacitor de Saída	52
3.3 - Dimensionamento do Circuito Ressonante	54
3.4 - Conclusão	56

CAPÍTULO IV - DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DA FONTE

4.1 - Introdução	57
4.2 - Projeto do Transformador	58
4.2.1 - Cálculo do Número de Espiras do Enrolamen- to Primário (N_p)	61

4.2.2 - Cálculo do Número de Espiras do Enrolamento Secundário (N_s)	61
4.2.3 - Escolha do Núcleo do Transformador	61
4.3 - Projeto do Indutor (L_R)	64
4.3.1 - Cálculo do Número de Espiras (N)	64
4.3.2 - Cálculo do Entreferro (l_e)	66
4.4 - Cálculo de Seção de Condutores	67
4.5 - Efeito "SKIN"	67
4.6 - Cálculo da Variação de Temperatura em Núcleos com Convecção de Calor Natural	68
4.7 - Cálculo de Perdas em Condutores	69
4.8 - Cálculo de Perdas no Núcleo	70
4.9 - Cálculo do Capacitor (C_R)	75
4.10 - Dimensionamento dos Transistores	76
4.10.1 - Cálculo da Corrente e Tensão Máximas	77
4.11 - Dimensionamento dos Diodos (D_1, D_2, D_3, D_4)	83
4.12 - Dimensionamento da Fonte	83
4.12.1 - Circuito Ressonante Série	84
4.12.2 - Corrente Máxima nos Diodos D_1 e D_2	84
4.12.3 - Tempo t_1 da Forma de Onda	85
4.12.4 - Tempo t_2 da Forma de Onda	85
4.12.5 - Máximo Valor do Meio Período (T)	86
4.12.6 - Corrente Média na Carga referida ao Primário	86
4.12.7 - Corrente Mínima nas Chaves	86
4.12.8 - Corrente Máxima nas Chaves	86
4.12.9 - Corrente Média nas Chaves	87
4.12.10 - Corrente Eficaz nas Chaves	88
4.12.11 - Cálculo do Transformador	89
4.12.12 - Cálculo do Indutor	92

6.4.2 - Cálculo do Compensador	132
6.4.3 - Estabilidade no Plano de Bode	133
6.6 - Conclusão	133
CONCLUSÕES GERAIS	135
APÊNDICE I	136
APÊNDICE II	138
APÊNDICE III	140
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	142

SIMBOLOGIA

α	- Constante
A	- Área
A_f	- Área do Fio
A_j	- Área da janela em núcleos
A_N	- Área efetiva de um núcleo magnético
B	- Densidade de campo magnético
$B_{m\acute{a}x}$	- Densidade máxima de campo magnético
β	- Constante
C_0	- Capacitor de saída
C_R	- Capacitor do circuito ressonante
C_T	- Coeficiente térmico
δ	- Profundidade de penetração de corrente
D	- Diodo
D_T	- Diodo em antiparalelo com o transistor
e	- Força eletromotriz
F	- Frequência do conversor
F_c	- Frequência de chaveamento
F_R	- Frequência de ressonância

F_S	- Freqüência de chaveamento
ϕ	- Fluxo magnético
H	- Campo magnético
I	- Corrente
I_{CE}	- Corrente no capacitor de entrada
I_{CO}	- Corrente no capacitor de saída
I_D	- Corrente do diodo
I_L	- Corrente no indutor
I_{L0}	- Corrente inicial no indutor
I_{L0}'	- Derivada da corrente inicial no indutor
$I_{m\acute{a}x}$	- Corrente máxima de curto-circuito
I_{med}	- Corrente média
I_0	- Corrente de saída
I_P	- Corrente de pico
$I_{P(A)}$	- Corrente de pico para máxima tensão de entrada
$I_{P(B)}$	- Corrente de pico para mínima tensão de entrada
I_{T_R}	- Corrente no transformador
$K, K_f \text{ e } K_h$	- Constantes
l_e	- Comprimento do entreferro
η	- rendimento

n	- Expoente
N	- Número de espiras
	- Profundidade de condução de corrente
P	- Potência
P_C	- Perdas em condução
P_D	- Perdas no diodo
P_{ent}	- Potência de entrada
P_F	- Perdas no ferro
P_h	- Perdas devido a histerese
P_L	- Perdas totais no núcleo
P_N	- Perdas no núcleo
P_O	- Potência de saída
P_T	- Perdas no transistor
R	- Resistor
$R_{DS(on)}$	- Resistência do Mosfet em condução
R_{eq}	- Resistor equivalente
R_L	- Resistência de Carga
$R_{\theta_{CD}}$	- Resistência térmica capsula-dissipador
$R_{\theta_{DA}}$	- Resistência térmica dissipador-ambiente

$R_{\theta_{JA}}$	- Resistência térmica junção-ambiente
$R_{\theta_{JC}}$	- Resistência térmica junção-capsula
t	- Tempo
T	- Período
T_1, T_2	- Transistores
T_A	- Temperatura ambiente
T_j	- Temperatura da junção
T_R	- Transformador
T_{iR}	- Tiristor
μ	- Permeabilidade do meio
μ_r	- Permeabilidade relativa
V_C	- Tensão no capacitor
V_{C0}	- Tensão inicial no capacitor
V_{C0}'	- Derivada da tensão inicial no capacitor
V_{DSS}	- Tensão entre dreno e fonte
V_{in}	- Tensão de entrada
V_L	- Tensão na carga
$V_{m\acute{a}x}$	- Tensão máxima no transformador
V_0	- Tensão de saída

- V_P - Tensão no primário do transistor
- V_S - Tensão no secundário do transformador
- V_T - Tensão no transistor
- V_{T0} - Tensão do diodo em condução
- w - Freqüência angular
- Z_0 - Impedância característica do circuito ressonante

R E S U M O

Este trabalho trata de um estudo de uma fonte chaveada a ressonância, que utiliza um conversor série a transistor MOSFET.

Seu emprego se destina à alimentação de microcomputadores e indústria aeroespacial onde aumento de rendimento e redução de volume são desejados.

É elaborado um estudo teórico detalhado da fonte, em função do qual são dimensionados seus componentes. Com os valores destes componentes é simulada a fonte, e são comparados estes resultados com os obtidos em um protótipo construído a partir destes valores.

É também realizada a modelagem da fonte e a sua regulação, empregando-se controle realimentado.

A B S T R A C T

This work is a study of a resonant switched power supply using a MOSFET series transistor converter.

It is used to supply power to microcomputers and in aerospace industry, where more efficiency and volume reduction are desired.

A detailed theoretical study of the power supply is made, on the basis of which its components are calculated, with these component values a power supply is simulated. The simulation results are compared with those obtained in a prototype built from those component values.

The modelling of the power supply is made as well as its regulation under feedback control.

C A P Í T U L O I

INTRODUÇÃO

1.1 - Introdução

Com o advento das fontes chaveadas abriram-se novas perspectivas na área de conversores DC-DC, possibilidades como a redução dos componentes passivos em função da frequência de funcionamento e aumento expressivo do rendimento passaram a ser a tônica das investigações. Mas devido as limitações provocadas pelas não idealidades dos componentes os avanços neste sentido ficaram prejudicados, pois a comutação fica demasiadamente complicada como o aumento da frequência de chaveamento chegando a comprometer as vantagens até então conseguidas. Visando resolver este problema, que inviabiliza o funcionamento em altas frequências, atualmente é proposto o uso de ressonância em fontes chaveadas. Neste Capítulo será feita uma comparação entre os tipos de fontes, onde é mais vantajosa a sua aplicação e quais são as suas desvantagens.

1.2 - Comparação entre os Tipos de Fontes

1.2.1 - Fontes Lineares

A fonte linear é usada:

- . Quando se deseja ripple e ruídos extremamente baixos;

- . Quando o valor da tensão de saída é muito próximo do valor da tensão de entrada;
- . Quando se quer uma rápida resposta transitória;
- . Quando não se quer produzir interferência em rádio frequência (RFI) e interferência eletromagnética (EMI);
- . Quando não se possui chaves rápidas, ou seja, transistores com bom desempenho na comutação.

E tem como desvantagem:

- . Apresentar rendimento menor que 45%, o que implica em maior volume, maior peso e por consequência maior preço.

1.2.2 - Fontes Chaveadas

A fonte chaveada é usada:

- . Quando se deseja trabalhar com potências acima de 25W, a partir de onde o rendimento se torna importante e passa a aumentar o volume;
- . Quando tem-se uma grande variação na corrente de carga e se quer uma boa regulação sem comprometer o rendimento;
- . Quando se deseja varias saídas em uma única fonte, porque com poucos componentes e sem maiores

problemas pode se obter quantas saídas se desejar;

- . Quando se tem uma grande diferença de tensão entre a entrada e a saída e se deseja isolamento galvânico entre ambas;
- . Quando se deseja reduzir o volume ocupado pelos componentes reativos (indutores e capacitores) do filtro de saída.

E tem como desvantagem:

- . Apresentar interferência em rádio frequência (RFI) e interferência eletromagnética (EMI), e para serem minimizadas exigem blindagem e filtro de rede, que aumentam o seu custo;
- . O uso de componentes especiais para a comutação em alta frequência.

1.2.3 - Fontes a Ressonância

A fonte a ressonância poderá ser usada:

- . Quando se deseja reduzir a interferência em rádio frequência (RFI) e a interferência eletromagnética a níveis bem menores que nas fontes chaveadas convencionais;
- . Quando se deseja eliminar as perdas em comuta

ção, ou seja, evitar que a comutação das chaves ocorra com a existência simultânea de tensão e corrente;

- . Quando se deseja trabalhar com maior frequência e maior rendimento, acima de 85%;
- . Quando se deseja reduzir volume e peso.

E tem como desvantagem:

- . O fato de necessitar de um circuito ressonante adicional, ou seja, um indutor L_R e um capacitor C_R ;
- . Ter um alto ripple de corrente na saída.

1.3 - Conclusão

Apesar das vantagens do conversor a ressonância sobre as fontes chaveadas, e destas sobre as lineares do ponto de vista tecnológico, isto não implica que estas últimas fiquem obsoletas. Porque fatores como simplicidade de projeto e faixa de potência da fonte, fazem com que do ponto de vista de custo (o fator fundamental) determina que cada fonte tenha uma faixa mais favorável de aplicação, ficando a ressonância com os setores mais nobres como alimentação de microcomputadores e indústria aeroespacial, onde peso e volume são fundamentais.

CAPÍTULO II

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

2.1 - Introdução

Neste Capítulo será analisado o funcionamento da fonte proposta.

A seguir será apresentada a seqüência de funcionamento do conversor, e sua análise qualitativa.

2.2 - Estrutura a Estudar |8|

A principal característica da fonte a ser estudada é a existência de um circuito ressonante em série como o transformador e diodos para garantir a simetria dos semiciclos de funcionamento.

Na Figura 2.1 está representado o diagrama esquemático do conversor ressonante.

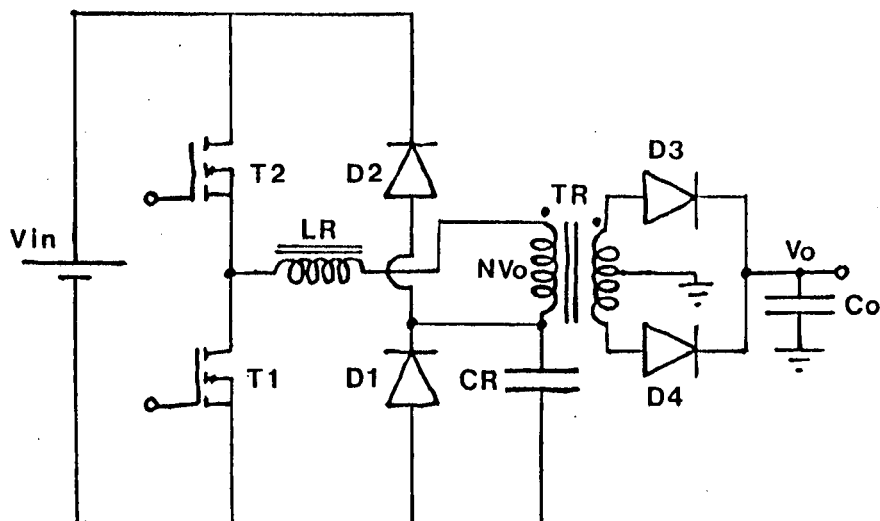


Figura 2.1 - Esquema do Conversor

Sendo:

- T_R - Transformador de saída
- T_1, T_2 - Transistores de chaveamento
- D_1, D_2 - Diodos que garantem a simetria dos semiciclos de funcionamento
- D_3, D_4 - Diodos de saída
- C_0 - Capacitor de filtragem de saída
- C_R - Capacitor do circuito ressonante
- L_R - Indutor do circuito ressonante

Para efeito de análise as tensões V_{in} e V_0 serão consideradas constantes e todos os componentes são ideais.

2.2.1 - Seqüências de Funcionamento

Primeira Etapa

Condições Iniciais: $V_C = 0$ $I_L = 0$

V_C - Tensão no capacitor do circuito ressonante

I_L - Corrente no indutor do circuito ressonante

T_2 começa a conduzir e V_C e I_L variam senoidalmente até que V_C seja igual a V_{in} , sendo a carga alimentada através do transformador de saída T_R .

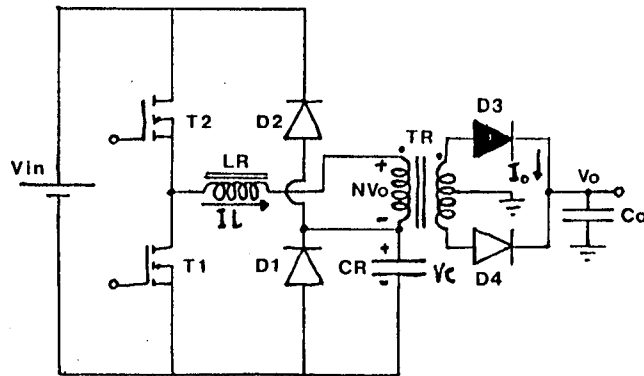


Figura 2.2 - Primeira Etapa de Funcionamento

Segunda Etapa

Condições Iniciais: $V_C = V_{in}$ $I_L = I_d$

O diodo D_2 começa a conduzir a corrente I_L que é comutada do capacitor C_R , I_L decresce linearmente através do transformador de saída T_R até que I_L seja nula, após T_2 bloqueia.

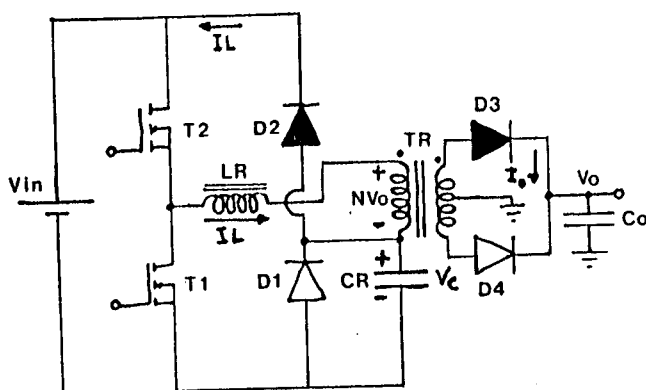


Figura 2.3 - Segunda Etapa de Funcionamento

Terceira Etapa

Condições Iniciais: $V_C = V_{in}$ $I_L = 0$

O transformador T_R começa a conduzir, e a corrente I_L se inverte assim como a tensão do transformador de saída (T_R) referida ao primário, e a tensão no capacitor C_R começa a decrescer senoidalmente até que V_C seja igual a zero.

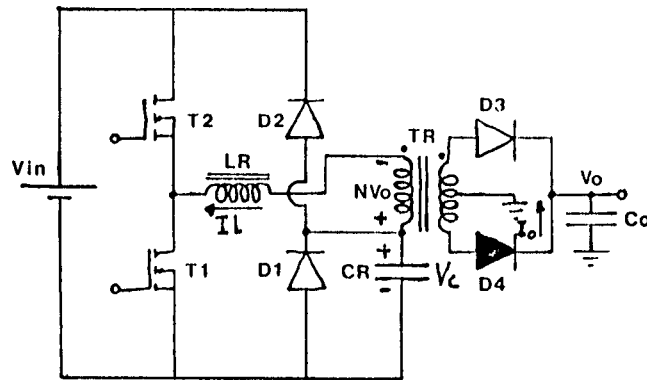


Figura 2.4 - Terceira Etapa de Funcionamento

Quarta Etapa

Condições Iniciais: $V_C = 0$ $I_L = I_d$

O diodo D_1 começa a conduzir a corrente I_L que é desviada do capacitor C_R , I_L decresce linearmente através do transformador de saída T_R , até que I_L seja nula, após T_1 bloqueia.

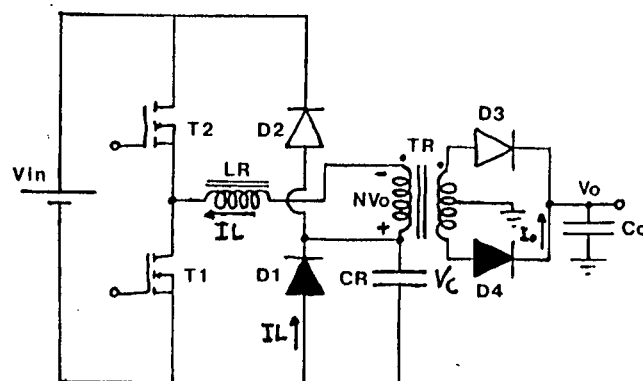


Figura 2.5 - Quarta Etapa de Funcionamento

Condições Finais: $V_C = 0$ $I_L = 0$

As condições finais desta quarta etapa são iguais a iniciais da primeira etapa.

Forma de Onda:

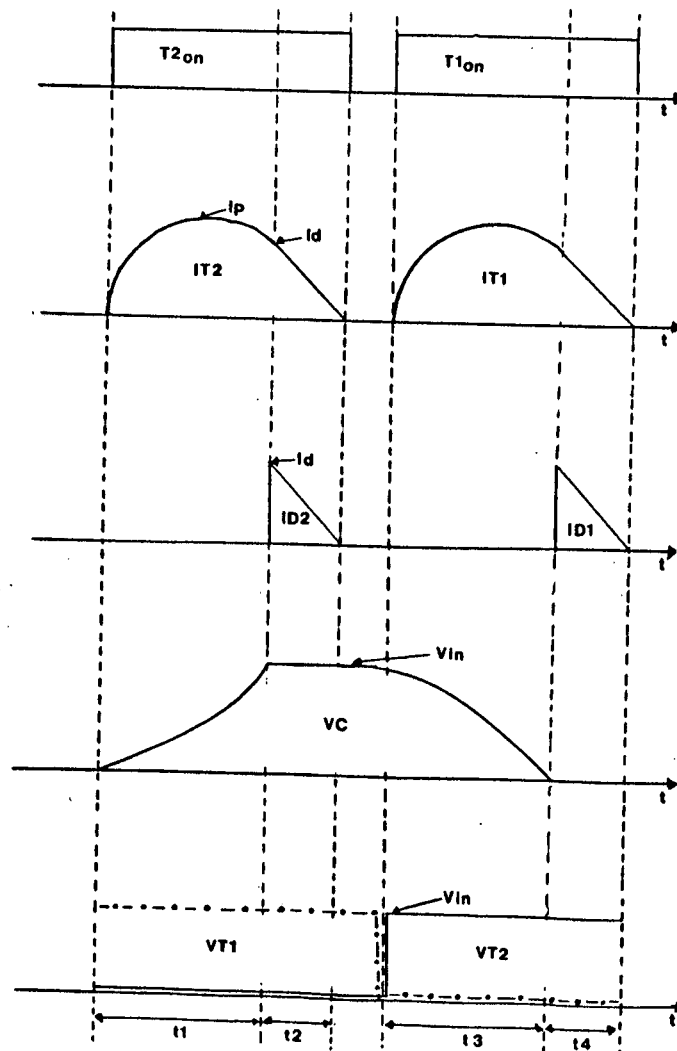


Figura 2.6 - Formas de Onda no Circuito

2.3 - Análise Qualitativa do Conversor | 1 |

Para tornar possível a análise qualitativa no conversor é necessário que o mesmo esteja representado por um circuito equivalente simplificado.

Na verdade no caso particular desta fonte, tem-se dois circuitos equivalentes. Um para o caso em que o circuito L_R e C_R está oscilando, que é a etapa ressonante propriamente dita, e outra que é um circuito de roda livre do indutor L_R pelos diodos D_1 e D_2 através do transformador T_R .

2.3.1 - Modelo Matemático do Primeiro Circuito Equivalente

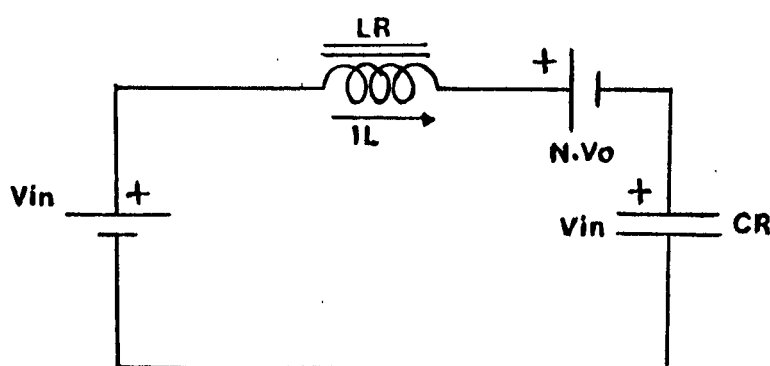


Figura 2.7 - Primeiro Circuito Equivalente

O circuito da Figura 2.7 pode ser representado pela equação 2.1:

$$L_R \frac{d}{dt} I_L + V_C = (V_{in} - NV_0) \quad (2.1)$$

Sendo:

$$I_L = C_R \frac{d}{dt} V_C \quad (2.2)$$

$$E = (V_{in} - NV_0) \quad (2.3)$$

Substituindo (2.2) e (2.3) em (2.1) tem-se:

$$L_R C_R \frac{d^2}{dt^2} V_C + V_C = E \quad (2.4)$$

Aplicando a transformada de Laplace a equação (2.4), tem-se:

$$s^2 V_C - sV_{C0} - V'_{C0} + \frac{V_C}{L_R C_R} = \frac{1}{s} \frac{E}{L_R C_R} \quad (2.5)$$

$$V_C \left(s^2 + \frac{1}{L_R C_R} \right) = \frac{1}{s} \frac{E}{L_R C_R} + sV_{C0} + V'_{C0} \quad (2.6)$$

$$V_C = \frac{E}{s \left(s^2 + \frac{1}{L_R C_R} \right) L_R C_R} + \frac{sV_{C0}}{\left(s^2 + \frac{1}{L_R C_R} \right)} + \frac{V'_{C0}}{\left(s^2 + \frac{1}{L_R C_R} \right)} \quad (2.7)$$

$$V_C = \frac{1}{s} \frac{E/L_R C_R}{\left(s^2 + \frac{1}{L_R C_R} \right)} + \frac{sV_{C0}}{\left(s^2 + \frac{1}{L_R C_R} \right)} + \frac{V'_{C0}}{\left(s^2 + \frac{1}{L_R C_R} \right)} \quad (2.8)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (2.8), obtêm-se:

$$V_C = E - E \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \cdot t \right) + V_{CO} \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \cdot t \right) + V_{CO} L_R C_R \operatorname{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \cdot t \right) \quad (2.9)$$

Onde:

$$V'_{CO} = \frac{IL_0}{C_R} \quad (2.10)$$

Substituindo (2.10) em (2.9), tem-se:

$$V_C = E - (E - V_{CO}) \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \cdot t \right) + IL_0 \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \operatorname{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \cdot t \right) \quad (2.11)$$

Sendo:

$$IL = C_R \frac{dV_C}{dt} \quad (2.12)$$

Substituindo (2.11) em (2.12) tem-se:

$$\begin{aligned}
 i_L = C_R \frac{d}{dt} [E - (E - V_{C0}) \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \cdot t \right) + \\
 + \frac{i_{L0}}{C_R} \frac{L_R}{C_R} \sin \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \cdot t \right) \quad (2.13)
 \end{aligned}$$

$$i_L = \frac{(E - V_{C0})}{\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}} \sin \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \cdot t \right) + i_{L0} \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \cdot t \right) \quad (2.14)$$

Sendo:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2.15)$$

Substituindo (2.15) em (2.11) e (2.14), tem-se:

$$v_C = E - (E - V_{C0}) \cos \omega_0 t + i_{L0} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \sin \omega_0 t \quad (2.16)$$

$$i_L = \frac{(E - V_{C0})}{\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}} \sin \omega_0 t + i_{L0} \cos \omega_0 t \quad (2.17)$$

Multiplicando a equação (2.17) por j e $\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$, e somando com (2.16), obtêm-se:

$$\begin{aligned}
V_C + j IL \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} &= E - (E - V_{C0}) \cos \omega t + IL_0 \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \sin \omega t + \\
&+ j (E - V_{C0}) \sin \omega t + j IL_0 \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cos \omega t
\end{aligned} \tag{2.18}$$

$$\begin{aligned}
V_C + j IL \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} &= E - (E - V_{C0}) (\cos \omega t - j \sin \omega t) + \\
&+ IL_0 \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} (\cos \omega t + \sin \omega t)
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Sabendo-se que:

$$\cos \omega t + j \sin \omega t = e^{j\omega t} \tag{2.20}$$

$$\cos \omega t - j \sin \omega t = e^{-j\omega t} \tag{2.21}$$

Substituindo (2.20) (2.21) e (2.3) em (2.19) tem-se:

$$\begin{aligned}
V_C + j IL \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} &= (V_{in} - NV_0) - (V_{in} - NV_0 + V_{C0}) e^{-j\omega t} + \\
&+ IL_0 \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} e^{j\omega t}
\end{aligned} \tag{2.22}$$

2.3.2 - Modelo Matemático do Segundo Circuito Equivalente

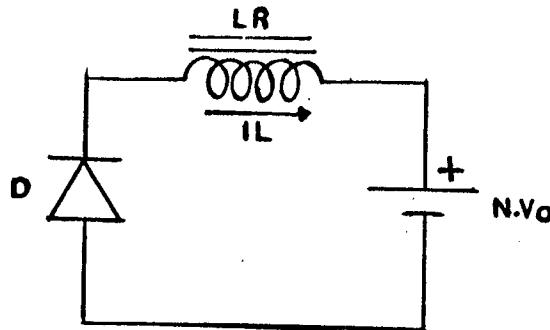


Figura 2.8 - Segundo Circuito Equivalente

Desprezando a queda de tensão no diodo (D), pode-se representar o circuito anterior pela seguinte equação:

$$L_R \frac{d}{dt} I_L + NV_0 = 0 \quad (2.23)$$

$$dI_L = - \frac{NV_0}{L_R} \cdot dt \quad (2.24)$$

$$\int_{I_0}^{I_L} I_L = - \int \frac{NV_0}{L_R} \cdot dt \quad (2.25)$$

$$I_L = I_0 - \frac{NV_0}{L_R} \cdot T \quad (2.26)$$

2.3.3 - Análise no Plano de Fase

A partir das equações obtidas anteriormente se analisa o conversor graficamente, ou seja, no plano de fase. Associando estas regiões do plano com a etapa de funcionamento correspondente.

Primeira Etapa

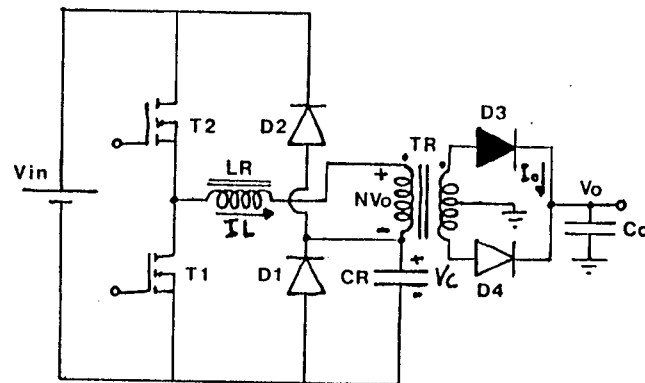


Figura 2.9 - Circuito na Primeira Etapa

O circuito da Figura 2.9, pode ser representado pelo circuito simplificado equivalente (Figura 2.10).

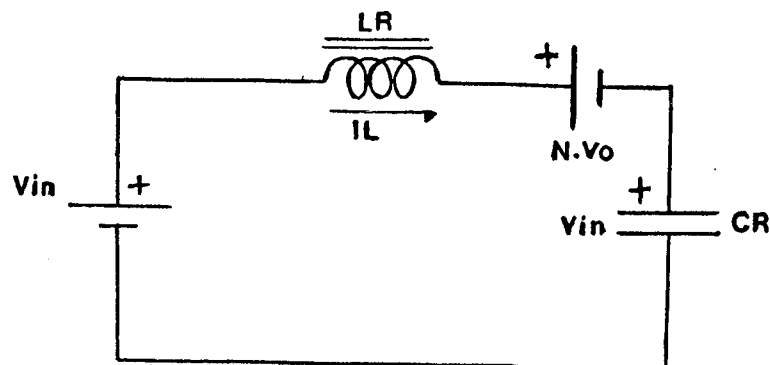


Figura 2.10 - Circuito Equivalente da Primeira Etapa

O seu comportamento pode ser descrito pela equação (2.22), e sendo $IL_0 = 0$ e $V_{C0} = 0$, tem-se:

$$V_C + j IL \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = E - E e^{-j\omega t} \quad (2.27)$$

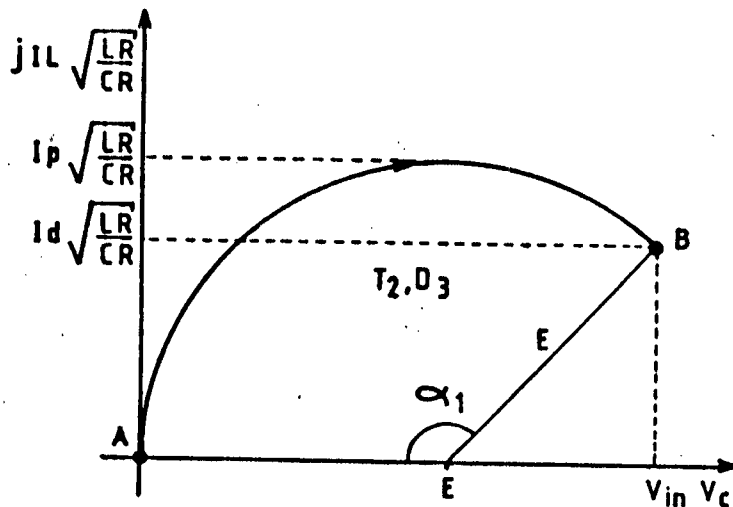


Figura 2.11 - Plano de Fase da Primeira Etapa

Na Figura 2.11 vê-se a primeira etapa do ciclo de funcionamento do conversor, que começa em A, onde as grandezas que são a corrente no indutor L_R e tensão no capacitor C_R são nulas, e evoluem senoidalmente até o ponto B, onde a tensão V_C no capacitor C_R atinge o valor da tensão de entrada V_{in} . Durante esta etapa do funcionamento as chaves T_2 e D_3 estão fechadas.

O valor de todas as grandezas referentes ao circuito podem ser obtidas do plano de fase, por exemplo o ângulo α_1 , que dá o tempo de duração desta primeira etapa.

$$T_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0} \quad (2.28)$$

No final desta etapa a tensão do capacitor V_C é igual V_{in} e a corrente no indutor I_L é igual a I_d .

Segunda Etapa

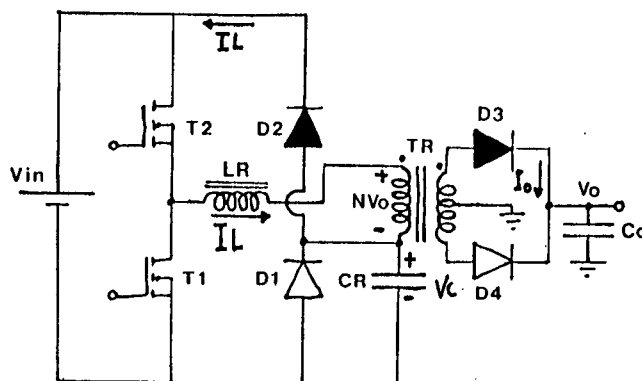


Figura 2.12 - Circuito da Segunda Etapa

O circuito da Figura 2.12 pode ser representado pelo equivalente simplificado (Figura 2.13).

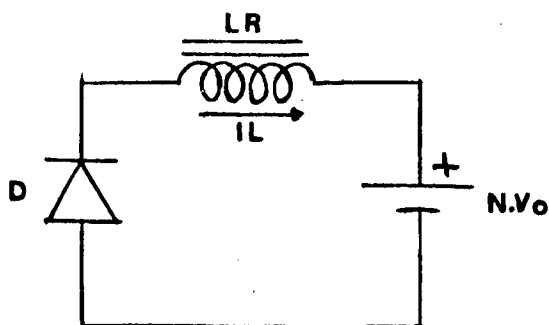


Figura 2.13 - Circuito Equivalente da Segunda Etapa

O comportamento do circuito da Figura 2.13 pode ser descrito pela equação abaixo:

$$I_L = I_d - \frac{NV_0}{L_R} \cdot t \quad (2.29)$$

Sendo:

$$K = \frac{NV_0}{L_R} \quad (2.30)$$

E substituindo (2.30) em (2.29), tem-se:

$$I_L = I_d - K \cdot t \quad (2.31)$$

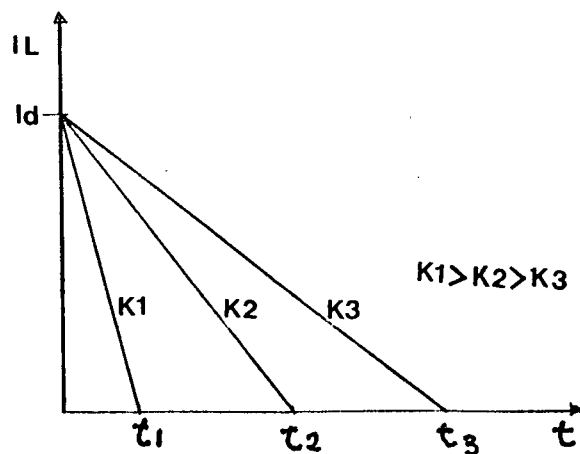


Figura 2.14 - Gráfico da Corrente I_L no Circuito

Nesta etapa vê-se que a corrente diminui linearmente de um valor I_d em "B", até chegar a zero em "C" (Figura 2.14).

No final desta etapa $I_d = 0$, e a tensão no capacitor C_R permanece constante durante todo tempo, em um valor igual a V_{in} .

Terceira Etapa

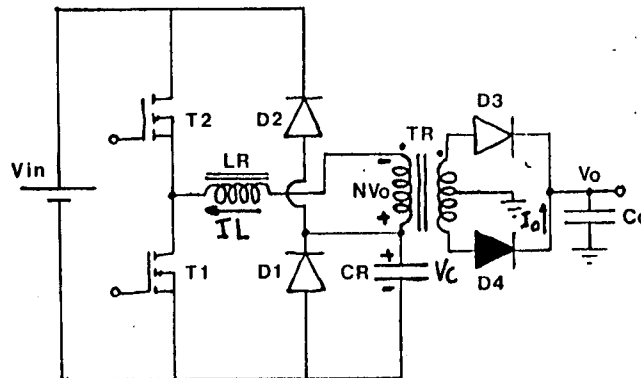


Figura 2.15 - Circuito da Terceira Etapa

O circuito da Figura 2.15 pode ser representado pelo equivalente simplificado (Figura 2.16).

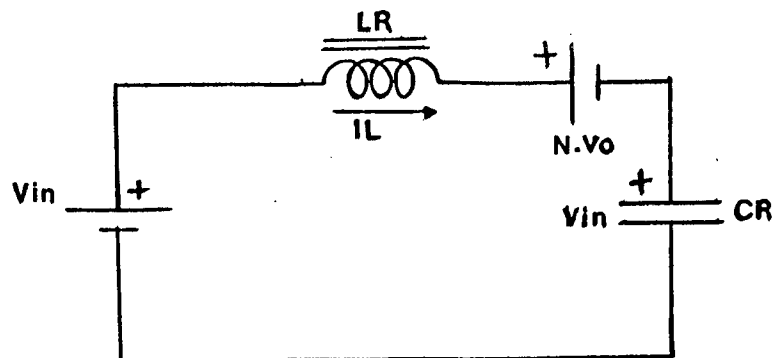


Figura 2.16 - Circuito Equivalente da Terceira Etapa

O comportamento do circuito da Figura 2.16 pode ser descrito pela equação (2.32), que é idêntica a equação (2.22).

$$V_C + j IL \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = (V_{in} - NV_0) - (V_{in} - NV_0 + V_{C0}) e^{-j\omega t} + IL_0 \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} e^{j\omega t} \quad (2.32)$$

Sabendo-se que $V_{in} = 0$, $IL_0 = 0$, $V_{C0} = V_{in}$ e NV_0 trocou de polaridade, tem-se então.

$$V_C + j IL \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = NV_0 - (NV_0 - V_{in}) e^{-j\omega t} \quad (2.33)$$

Ou melhor,

$$V_C + j IL \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = NV_0 + E e^{-j\omega t} \quad (2.34)$$

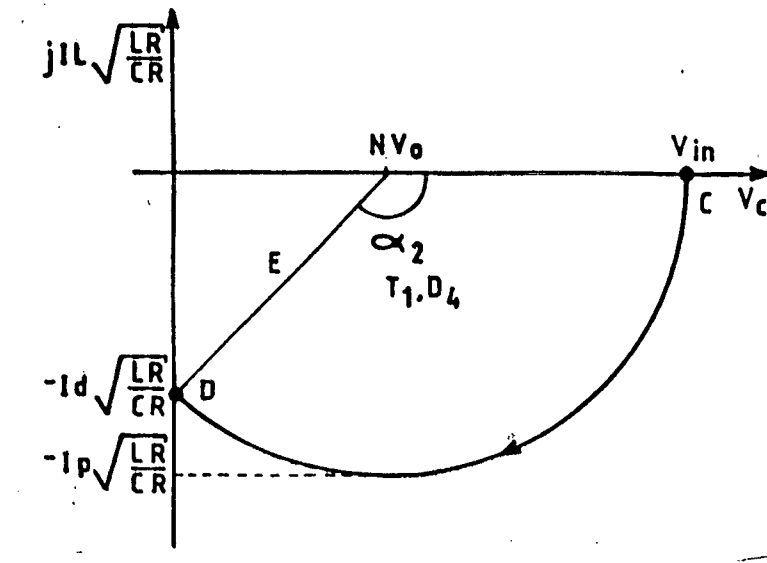


Figura 2.17 - Plano de Fase da Terceira Etapa

Na Figura 2.17 tem-se a terceira etapa de funcionamento do conversor, que começa em C onde as grandezas que são a corrente no indutor I_L é nula e a tensão no capacitor V_C é igual a V_{in} . E ambas evoluem senoidalmente até o ponto D, onde a tensão V_C é nula.

Durante esta etapa de funcionamento as chaves T_1 e D_4 estão fechadas.

O valor de todas as grandezas referentes ao circuito podem ser obtidas do plano de fase, por exemplo o ângulo α_2 que é igual ao ângulo α_1 dá o tempo de duração desta terceira etapa.

$$T_3 = \frac{\alpha_2}{\omega_0} \quad (2.35)$$

No final desta etapa a tensão no capacitor C_R é igual a zero e a corrente no indutor L_R é igual a $-I_d$.

Quarta Etapa

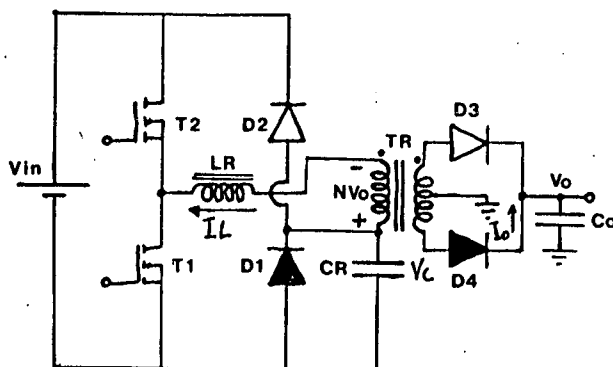


Figura 2.18 - Circuito da Quarta Etapa

O circuito da Figura 2.18 pode ser representado pelo equivalente simplificado (Figura 2.19).

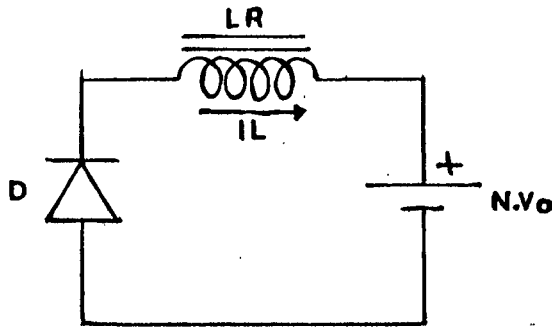


Figura 2.19 - Circuito Equivalente Quarta Etapa

O comportamento do circuito da Figura 2.19 pode ser descrito pela equação abaixo.

$$I_L = \frac{N V_0}{L_R} \cdot t - I_d \quad (2.36)$$

Sendo:

$$K = \frac{N V_0}{L_R} \quad (2.37)$$

Substituindo (2.37) em (2.36), tem-se:

$$I_L = K \cdot t - I_d \quad (2.38)$$

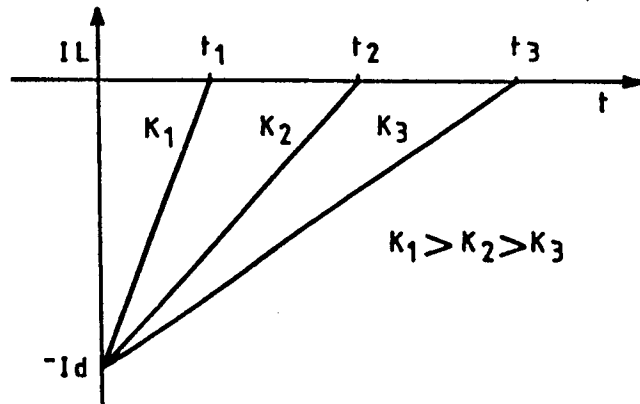


Figura 2.20 - Gráfico da Corrente I_L no Circuito

Nesta última etapa se vê que a corrente diminui linearmente de um valor I_d em "D" até chegar a zero em "A" (Figura 2.20).

No final desta etapa $I_d = 0$, e a tensão no capacitor permanece constante durante todo o tempo num valor igual a zero.

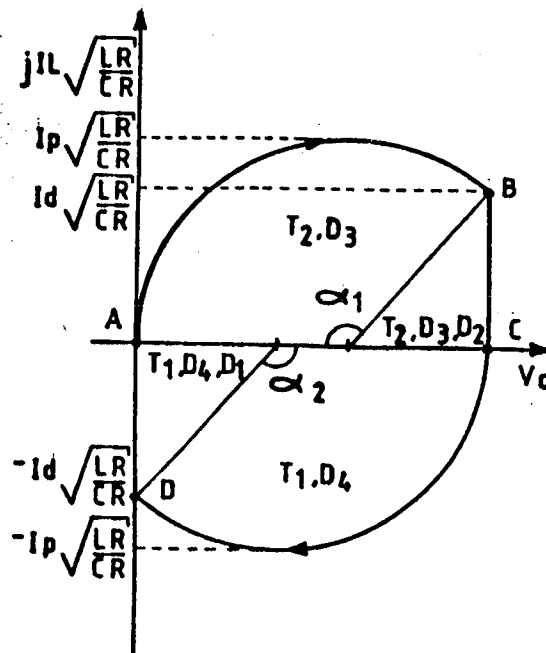


Figura 2.21 - Diagrama de Fase Completo

2.3.4 - Para $V_{in} < 2NV_0$

$$\text{Sendo } V_{in(\min)} = 2NV_0 \quad (2.39)$$

$$NV_0 = \frac{V_{in(\min)}}{2} \quad (2.40)$$

Onde NV_0 é um dado especificado pelo projetista.

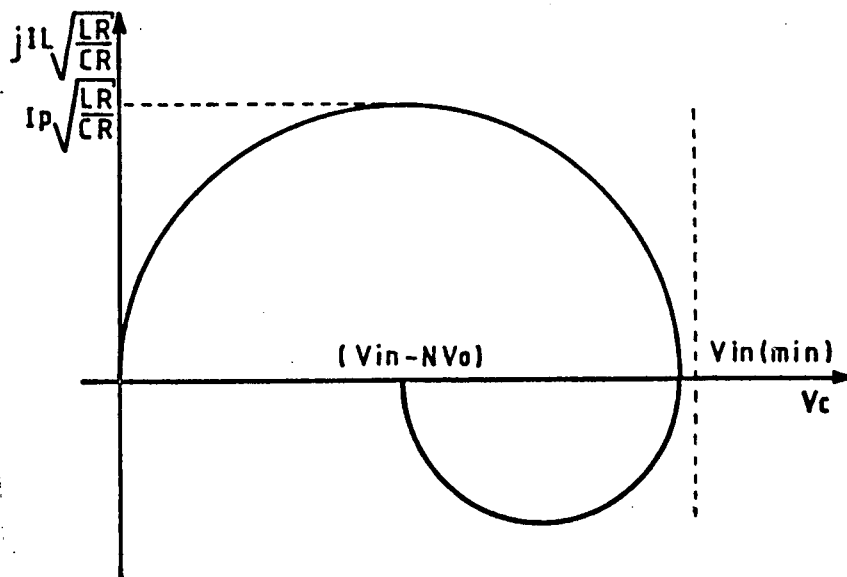


Figura 2.22 - Diagrama de Fase do Conversor para $V_{in} < V_{in(\min)}$

O comportamento do circuito é descrito pela equação (2.41), que é idêntica a equação (2.22).

$$V_C + j IL \frac{L_R}{C_R} = (V_{in} - NV_0) - (V_{in} - NV_0 - V_{CO}) e^{-j\omega t} + IL_0 e^{j\omega t} \quad (2.41)$$

Para V_{in} menor que $V_{in(min)}$ o conversor torna-se instável, pois o capacitor C_R não consegue se carregar a um valor de tensão igual a $V_{in(min)}$ e a sua tensão converge para um valor igual a $(V_{in} - NV_0)$ em um ciclo de chaveamento apenas, onde então o conversor para de funcionar, ou seja, não transfere energia para carga. Esta situação pode ocorrer quando o conversor está alimentando baterias.

Neste caso os tempos de condução das chaves T_1 e T_2 são dados pela equação a seguir:

$$t_1 = t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (2.42)$$

Somente os transistores T_1 e T_2 e os diodos D_3 e D_4 conduzem, os diodos D_1 e D_2 não conduzem em nenhum instante.

2.3.5 - Comportamento da Fonte a um Curto Circuito na Carga.

$(NV_0 = 0)$ (Do Ponto de Vista Ideal)

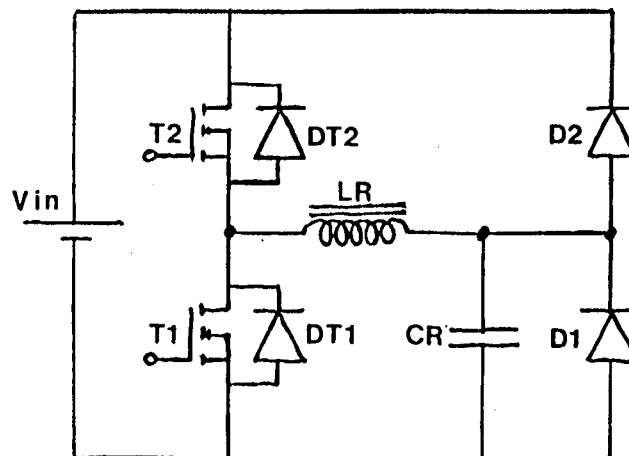


Figura 2.23 - Modelo do Conversor com Curto Circuito na Carga

No circuito da Figura 2.23 foram introduzidos os diodos DT_1 e DT_2 que já existem intrinsicamente nos mosfets, e que foram omitidos até então por não terem função no circuito.

2.3.5.1 - Análise das Sequências de Funcionamento

Primeira Etapa

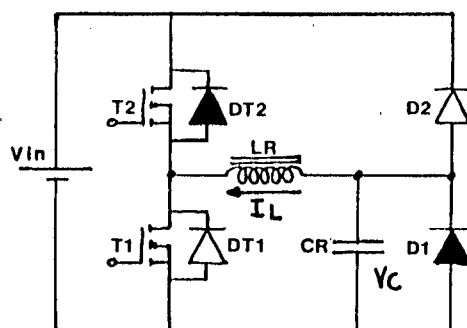


Figura 2.24 - Primeira Etapa de Funcionamento

Condições Iniciais: $V_C = 0$ $I_L = -I_{m\acute{a}x}$

T_2 é fechado mas I_L passa a fluir por D_1 e DT_2 e I_L decresce linearmente desde $-I_{m\acute{a}x}$ até zero.

Segunda Etapa

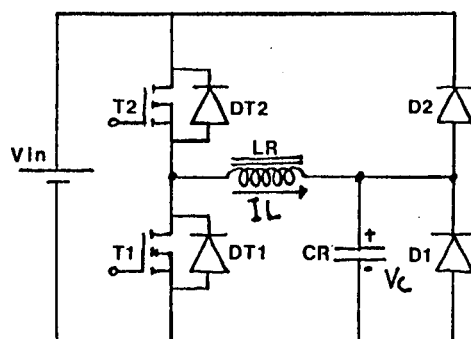


Figura 2.25 - Segunda Etapa de Funcionamento

Condições Iniciais: $V_C = 0$ $I_L = 0$

T_1 é fechado e a corrente I_L começa a crescer senoidalmente, juntamente com a tensão V_C no capacitor C_R , até esta atingir um maior valor igual V_{in} e I_L igual a $I_{m\acute{a}x}$.

Terceira Etapa

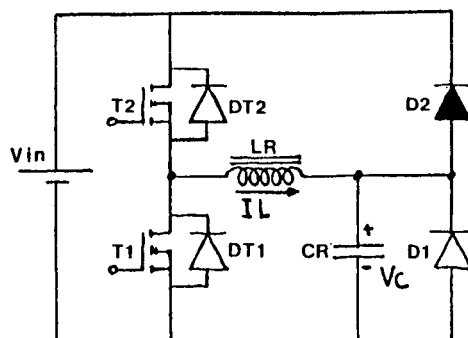


Figura 2.26 - Terceira Etapa de Funcionamento

Condições Iniciais: $V_C = V_{in}$ $I_L = I_{m\acute{a}x}$

A corrente I_L está em roda livre sobre o diodo D_2 e o transistor T_2 .

Quarta Etapa

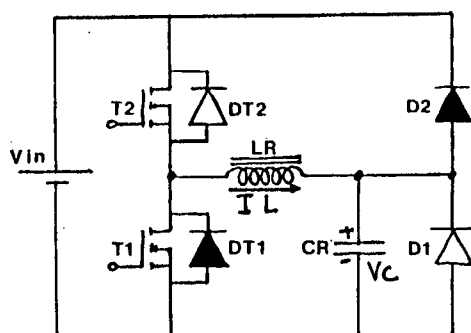


Figura 2.27 - Quarta Etapa de Funcionamento

Condições Iniciais: $V_C = V_{in}$ $I_L = I_{m\acute{a}x}$

T_1 é fechado mas I_L passa a fluir através de D_2 e DT_1 decresce linearmente desde I_{pico} até zero.

Quinta Etapa

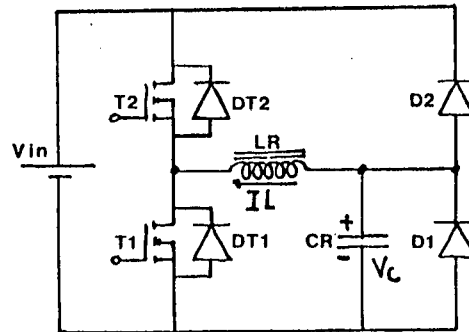


Figura 2.28 - Quinta Etapa de Funcionamento

Condições Iniciais: $V_C = V_{in}$ $I_L = 0$

A corrente I_L começa a crescer senoidalmente no sentido negativo, e a tensão no capacitor C_R decresce senoidalmente até V_C ser igual a zero e I_L ser igual a $-I_{m\acute{a}x}$.

Sexta Etapa

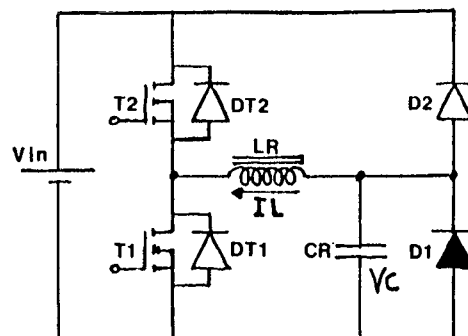


Figura 2.29 - Sexta Etapa de Funcionamento

A corrente I_L está em roda livre sobre o diodo D_1 e o transistor T_1 .

E as condições finais são:

$$V_{in} = 0 \quad I_L = -I_{m\acute{a}x}$$

Iguais as iniciais da primeira etapa.

Formas de Onda

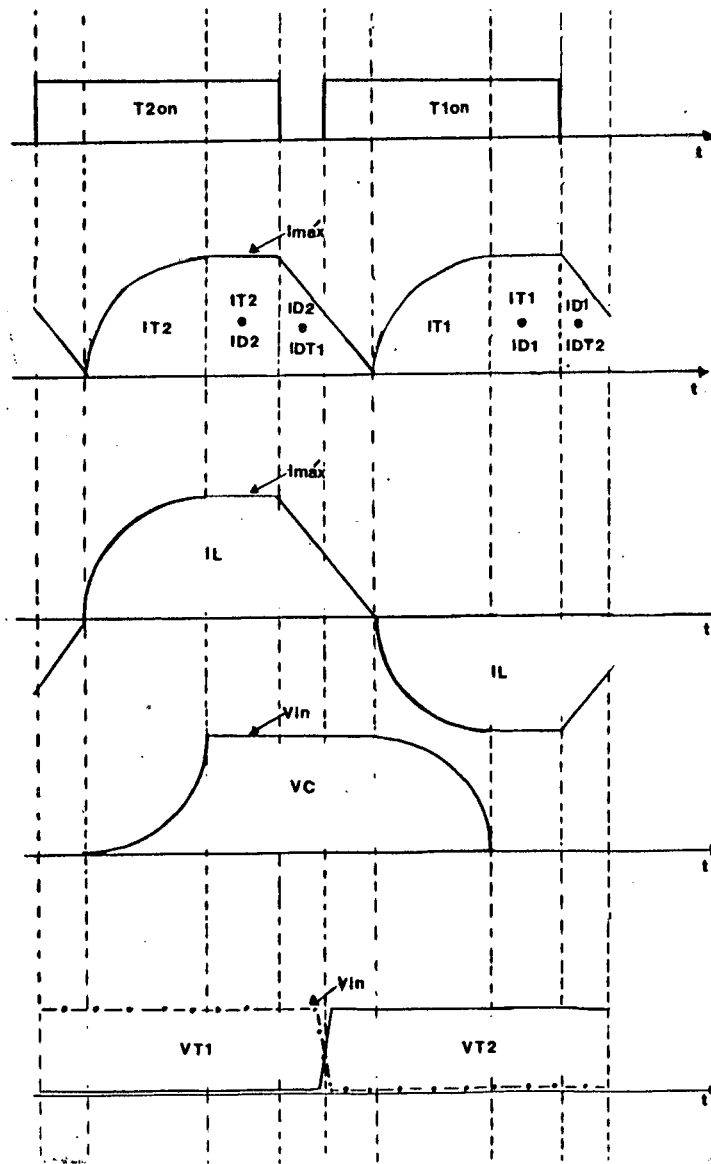


Figura 2.30 - Formas de Onda no Curto Circuito

2.3.5.2 - Análise no Plano de Fase

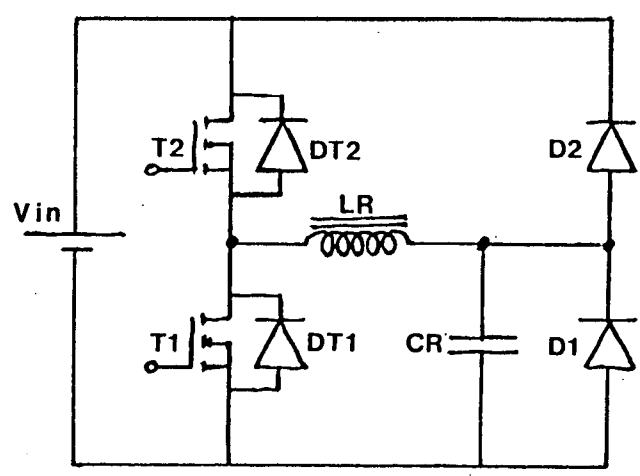


Figura 2.31 - Modelo do Conversor em Curto Circuito

O conversor pode ser representado pela equação (2.43) nas etapas senoidais, ou seja:

$$V_C + j I_L \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = (V_{in} - NV_0) - (V_{in} - NV_0 + V_{C0}) e^{-j\omega t} + I_0 \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} e^{+j\omega t} \quad (2.43)$$

Sendo $NV_0 = 0$ e $I_0 = 0$, temos:

$$V_C + j I_L \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = V_{in} - (V_{in} - V_{C0}) e^{-j\omega t} \quad (2.44)$$

E nas etapas em que a corrente decresce linearmente, tem-se:

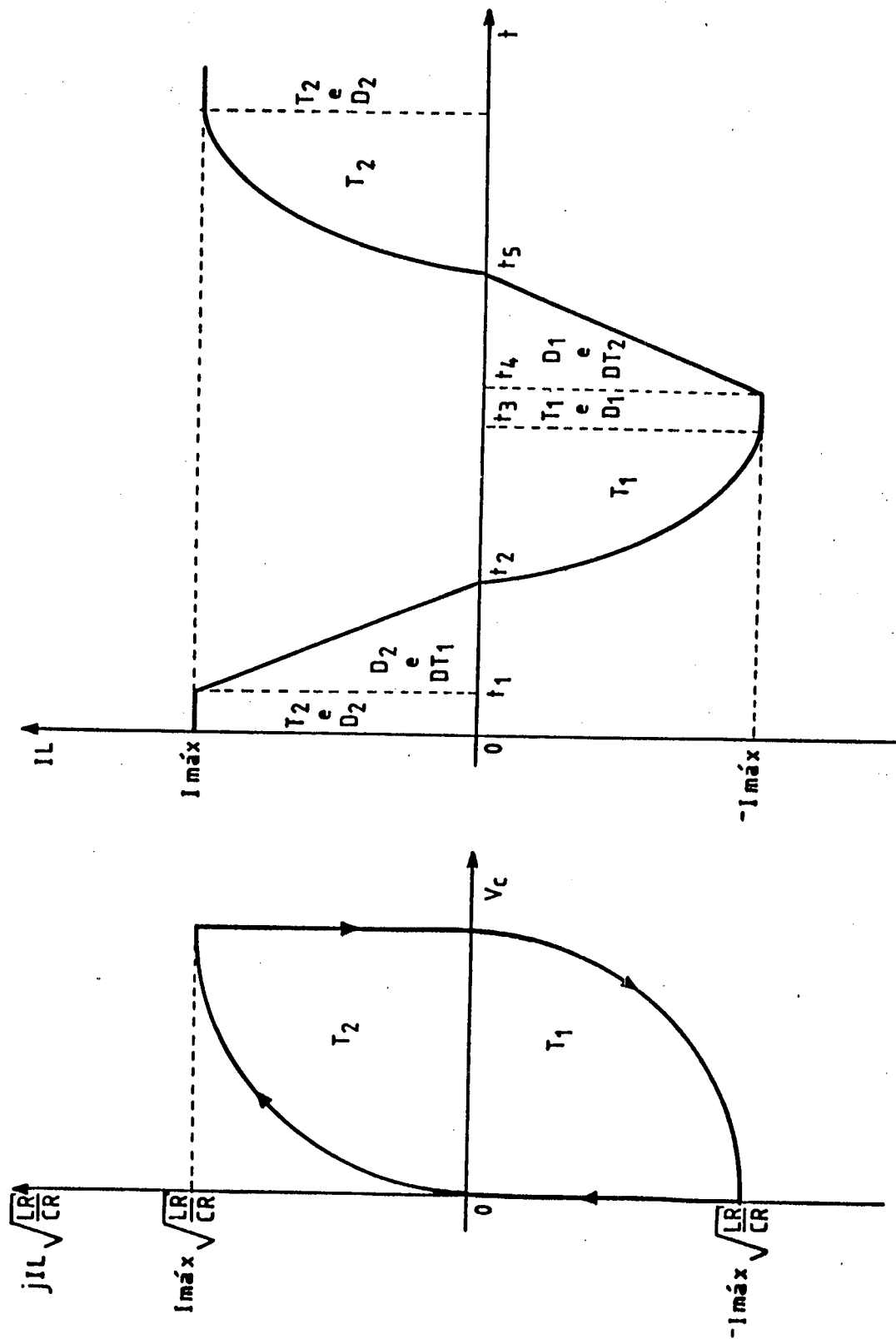


Figura 2.32 - Plano de Fase e Diagrama de IL em Função de t

2.3.6 - Comportamento da Fonte a Perda de Carga ($R = \infty$)

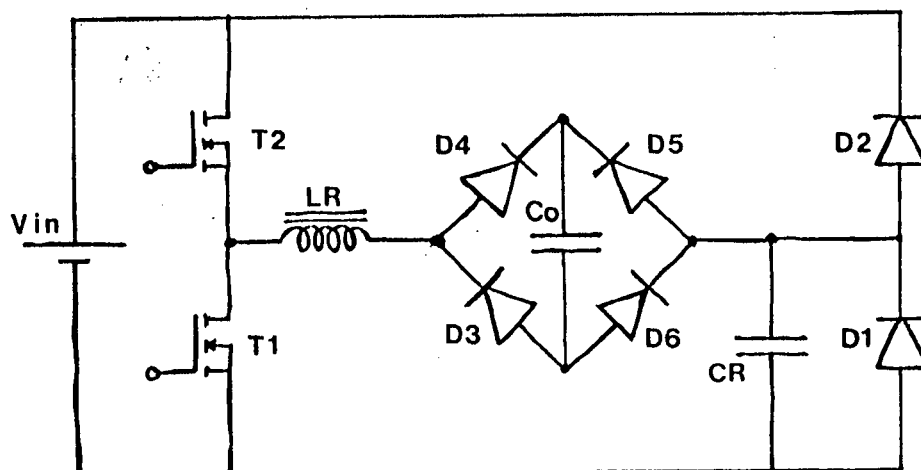


Figura 2.33 - Modelo do Conversor para Perda de Carga

Quando este conversor está sem carga a tensão no capacitor C_0 , ou seja, NV_0 começa a crescer e quando $2NV_0 > V_{in}$ acontece a mesma coisa que no item 2.3.4, em que o conversor para de funcionar em um ciclo de chaveamento, e a tensão no capacitor C_R fica em valor igual a $(V_{in} - NV_0)$.

2.5 - Comutação

Uma das principais características e vantagem dos conversores a ressonância é a inexistência de perdas em comutação, isto se deve a corrente começar a crescer após a chave ser fechada, e a chave ser aberta só após a corrente se anular, portanto não existe corrente e tensão simultaneamente durante a comutação. Devido a isto os diodos retificadores na saída do conversor não precisam ser rápidos pois a comutação não é mais crítica.

tica. Isto também reduz muito a emissão do ruído para a rede pois não existe altas correntes comutadas, o que torna menos crítico o filtro de rede.

2.6 - Conclusão

Com o auxílio do plano de fase se conseguiu visualizar o funcionamento da fonte e verificou-se que as condições iniciais das variáveis do circuito ressonante I_{L_R} e V_{C_R} ficaram claramente definidas e com valores iguais a zero, o que se tratando de conversores a ressonância implica em uma boa simplificação da análise matemática, facilitando bastante o projeto do conversor. Este tipo de conversor também é beneficiado pela peculiaridade de não possuir perdas de chaveamento, que tem um valor muito elevado quando se trabalha com alta frequência e potência, propiciando isto alto rendimento com robustez, que são fatores determinantes na opção pela ressonância principalmente nas áreas de aplicação mais nobres como na indústria aeroespacial.

CAPÍTULO III

ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR3.1 - Introdução

Neste Capítulo primeiramente será analisada a corrente que circula nas chaves, no indutor, no transformador e nos diodos.

Sendo que a partir desta corrente pode-se analisar qualquer outra corrente do circuito, e então com esta calculada pode-se dimensionar todos os componentes do conversor.

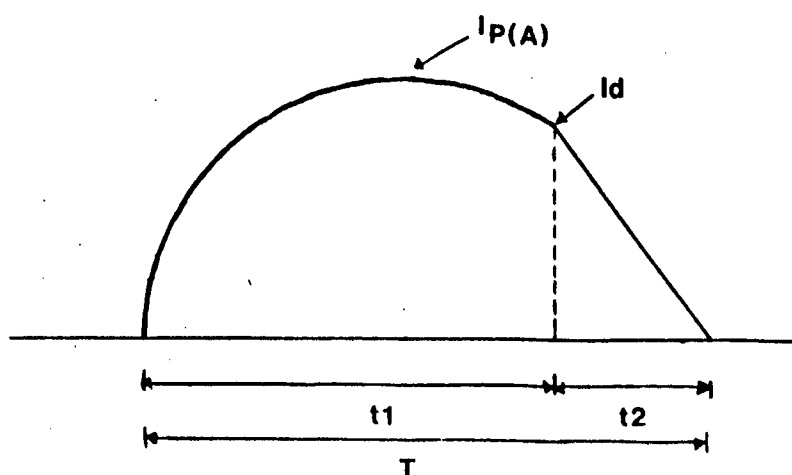
3.2 - Correntes no Conversor | 8 |3.2.1 - Corrente Média nas Chaves

Figura 3.1 - Corrente em uma Chave

Cálculo da corrente média na carga referida ao primário (I):

$$P_{ent} = I_{med} \cdot NV_0 \quad (3.1)$$

$$NV_0 = \frac{V_{in(min)}}{2} \quad (3.2)$$

Substituindo (3.2) em (3.1)

$$P_{ent} = I_{med} \frac{V_{in(min)}}{2} \quad (3.3)$$

$$I_{med} = 2 \frac{P_{ent}}{V_{in(min)}} \quad (3.4)$$

3.2.2 - Corrente de Pico na Linha

A partir da corrente média que é fornecida ao transformador, a seguir obtém-se o valor do pico da corrente que nele circula. Considerando a forma da corrente senoidal não se cometerá erros pois deseja-se nesta parte apenas o valor máximo.

Para tensão de entrada mínima $I_P(B)$:

$$I_{med} = I_P(B) \cdot \frac{2}{\pi} \quad (3.5)$$

$$I_{P(B)} = \frac{\pi}{2} \cdot I_{med} \quad (3.6)$$

Para tensão de entrada máxima $I_{P(A)}$:

$$I_{P(A)} = \frac{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}}{\frac{V_{in(min)}}{2}} \cdot I_{P(B)} \quad (3.7)$$

3.2.3 - Cálculo das Correntes no Transistor

Nesta parte serão calculadas as correntes média e eficaz no transistor para dimensioná-lo, aqui se calculará para o pior caso ou seja, carga máxima e tensão de entrada máxima, a partir desta análise se derivarão as demais para o dimensionamento dos outros componentes dada a generalidade da mesma.

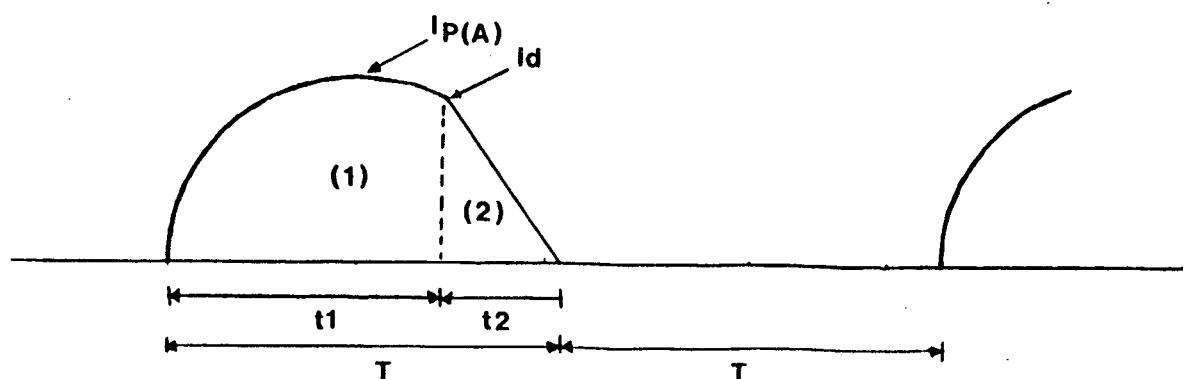


Figura 3.2 - Corrente no Transistor

3.2.4 - Corrente Média no Transistor (I_{med})

$$I_{1med} = \frac{1}{2T} \int_0^{t_1} I_{P(A)} \cdot \text{sen } \omega t \cdot dt \quad (3.8)$$

$$I_{1med} = \frac{I_{P(A)}}{2T \omega} \cdot [-\cos \omega t]_0^{t_1} \quad (3.9)$$

$$I_{1med} = \frac{I_{P(A)}}{2T \omega} \cdot (1 - \cos \omega t_1) \quad (3.10)$$

$$I_{2med} = \frac{1}{2T} \int_0^{t_2} \left[I_d - \frac{V_{in(min)}}{2 L_R} \cdot t \right] \cdot dt \quad (3.11)$$

$$I_{2med} = \frac{1}{2T} \left[I_d \cdot t - \frac{V_{in(min)}}{2 L_R} \cdot \frac{t^2}{2} \right]_0^{t_2} \quad (3.12)$$

$$I_{2med} = \frac{1}{2T} \left[I_d \cdot t_2 - \frac{V_{in(min)}}{2 L_R} \cdot \frac{(t_2)^2}{2} \right] \quad (3.13)$$

$$I_{med} = I_{1med} + I_{2med} \quad (3.14)$$

3.5.2 - Corrente eficaz no Transistor (I_{ef})

$$I_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{t_1} (I_P(A) \text{ sen } \omega t)^2 \cdot dt} \quad (3.15)$$

Sendo que:

$$\text{sen}^2 x = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2x \quad (3.16)$$

Temos:

$$I_{1ef} = I_P(A) \cdot \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{t_1} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2 \omega t\right) dt} \quad (3.17)$$

$$I_{1ef} = I_P(A) \cdot \sqrt{\frac{1}{2T} \left[\frac{t}{2} - \frac{1}{4 \omega} \text{ sen } 2 \omega t \right]_0^{t_1}} \quad (3.18)$$

$$I_{1ef} = I_P(A) \cdot \sqrt{\frac{t_1}{4T} - \frac{\text{sen}(2 \omega t_1)}{8 \omega T_1}} \quad (3.19)$$

$$I_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{t_2} \left(I_d - \frac{V_{in(min)}}{2 I_R} \cdot t \right)^2 dt} \quad (3.20)$$

$$I_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{t_2} \left[(I_d)^2 - 2 \cdot \frac{V_{in(min)}}{2} \cdot \frac{I_d}{L_R} \cdot t + \left(\frac{V_{in(min)}}{2} \right)^2 \cdot \frac{t^2}{L_R} \right] \cdot dt} \quad (3.21)$$

$$I_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{2T} \left[I_d^2 \cdot t_2 - I_d \cdot \frac{V_{in(min)}}{2L_R} \cdot (t_2)^2 + \left(\frac{V_{in(min)}}{2 \cdot L_R} \right)^2 \cdot \frac{(t_2)^2}{3} \right] \cdot dt} \quad (3.22)$$

$$I_{ef} = \sqrt{(I_{1ef})^2 + (I_{2ef})^2} \quad (3.23)$$

3.2.6 - Cálculo dos Parâmetros

Agora se calculará os parâmetros necessários para solução das equações anteriores:

Cálculo de I_d , T , t_1 e t_2

Sendo:

$$I_L = \frac{(E - V_{C0})}{Z_0} \text{ sen } \omega t \quad (3.24)$$

$$V_C = - (E - V_{C0}) \text{ cos } \omega t + E \quad (3.25)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_R}} \quad \text{e} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (3.26)$$

Quando a tensão no capacitor C_R é igual a tensão de entrada no caso $V_{in(m\acute{a}x)}$, a corrente no indutor L_R decresce linearmente com o valor inicial I_d , isto no instante t_1 .

Substituindo em (3.25):

$$\begin{aligned} V_{in(m\acute{a}x)} = & - [V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}] \cos \omega_0 t + \\ & + V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Ent\~{a}o:

$$\cos \omega_0 t_1 = - \frac{\frac{V_{in(min)}}{2}}{[V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}]} \quad (3.28)$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \cos^{-1} \left\{ - \frac{\frac{V_{in(min)}}{2}}{[V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}]} \right\} \quad (3.29)$$

Sendo que:

$$\cos^{-1} (-x) = \frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} (x) \quad (3.30)$$

Tem-se:

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \left[\frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} \frac{\frac{V_{in(min)}}{2}}{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}} \right] \quad (3.31)$$

Substituindo (3.26) em (3.31) obtêm-se:

$$t_1 = \sqrt{L_R \cdot C_R} \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} \frac{\frac{V_{in(min)}}{2}}{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}} \right] \quad (3.32)$$

Substituindo Id na equação (3.24) tem-se:

$$I_d = \frac{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}}{Z_0} \text{sen } \omega_0 t_1 \quad (3.33)$$

Substituindo (3.26), (3.27) e (3.32) em (3.33) ob-
têm-se:

$$I_d = \frac{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}}{\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}} \text{sen} \left\{ \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_R}} \cdot \sqrt{L_R \cdot C_R} \left[\frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} \frac{\frac{V_{in(min)}}{2}}{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}} \right] \right\} \quad (3.34)$$

$$I_d = \frac{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}}{\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}} \text{ sen } \left[\frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} \frac{\frac{V_{in(min)}}{2}}{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}} \right] \quad (3.35)$$

Sendo que:

$$\text{sen } \left(\frac{\pi}{2} + x \right) = \text{cos } (x) \quad (3.36) \quad , \text{ ent\~{a}o:}$$

$$I_d = \frac{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}}{\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}} \text{ cos } \left[\text{sen}^{-1} \frac{\frac{V_{in(min)}}{2}}{V_{in(m\acute{a}x)} - \frac{V_{in(min)}}{2}} \right] \quad (3.37)$$

O c\~{a}lculo do tempo T_2 \u00e9 mais simples pois \u00e9 o tempo que a corrente I_d leva para decrescer linearmente.

Do circuito obt\u00eam-se:

$$I_d = \frac{NV_0}{L_R} \cdot t_2 \quad (3.38)$$

$$t_2 = \frac{I_d L_R}{NV_0} \quad (3.39)$$

Substituindo (3.2) em (3.39), tem-se:

$$t_2 = \frac{2 \cdot I_d \cdot L_R}{V_{in(min)}}$$

(3.40)

3.2.7 - Corrente nos Diodos D_1 e D_2

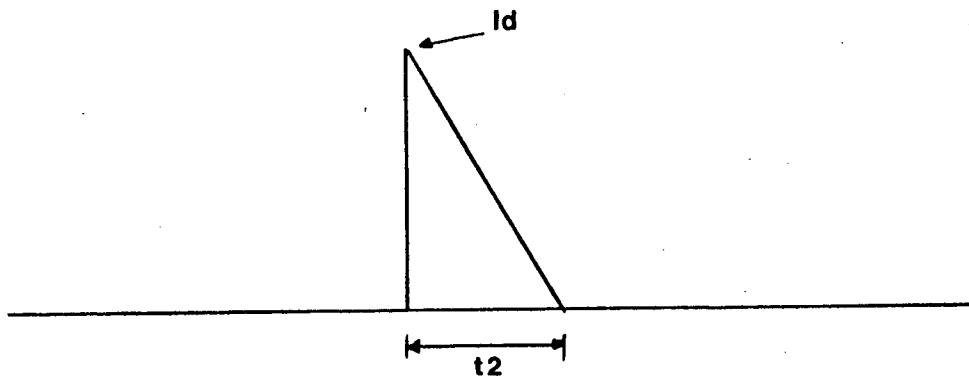


Figura 3.3 - Forma da Corrente nos Diodos D_1 e D_2

Corrente média nos diodos (ID_{1med}):

$$ID_{1med} = ID_{2med}$$

$$ID_{1med} = ID_{2med} = \frac{1}{2T} \left[I_d \cdot T_2 - \frac{V_{in(min)}}{2} \cdot \frac{(T_2)^2}{L_R} \right]$$

(3.41)

Corrente eficaz nos diodos (ID_{1ef}):

$$ID_{1ef} = ID_{2ef}$$

$$ID_{1ef} = ID_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{2T} [Id^2 \cdot T_2 - Id \cdot \frac{V_{in(min)}}{2 \cdot L_R} \cdot (T_2)^2 + \frac{V_{in(min)}}{2 \cdot L_R} \cdot \frac{(T_2)^2}{3}]}$$

(3.42)

3.2.8 - Corrente nos Diodos D_3 e D_4 :

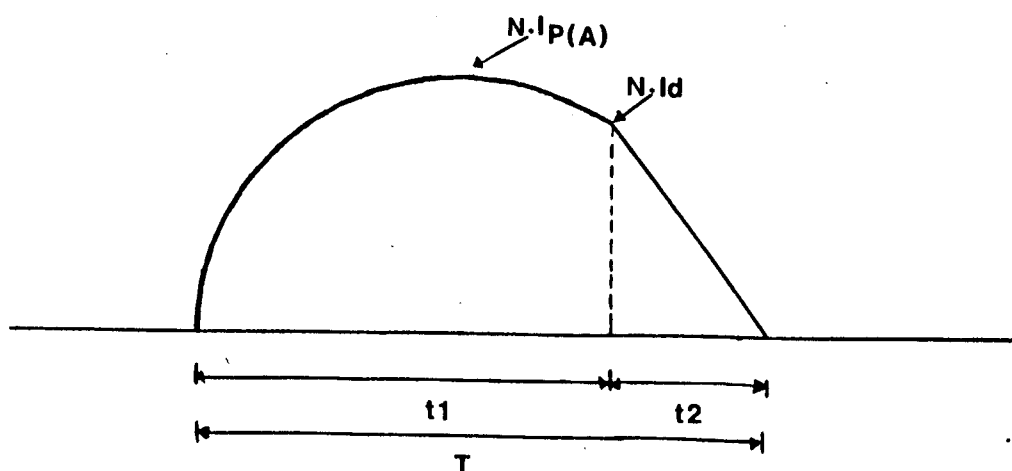


Figura 3.4 - Forma da Corrente nos Diodos D_3 e D_4

Como pode ser visto a corrente nos diodos de saída é igual a corrente das chaves multiplicada pela relação de

transformação (N).

Corrente média nos diodos (ID_{3med}):

$$ID_{3med} = ID_{4med}$$

$$ID_{3med} = N \cdot I_{med} \quad (3.43)$$

Substituindo (3.14) em (3.43), tem-se:

$$ID_{3med} = ID_{4med} = N [I_{1med} + I_{2med}] \quad (3.44)$$

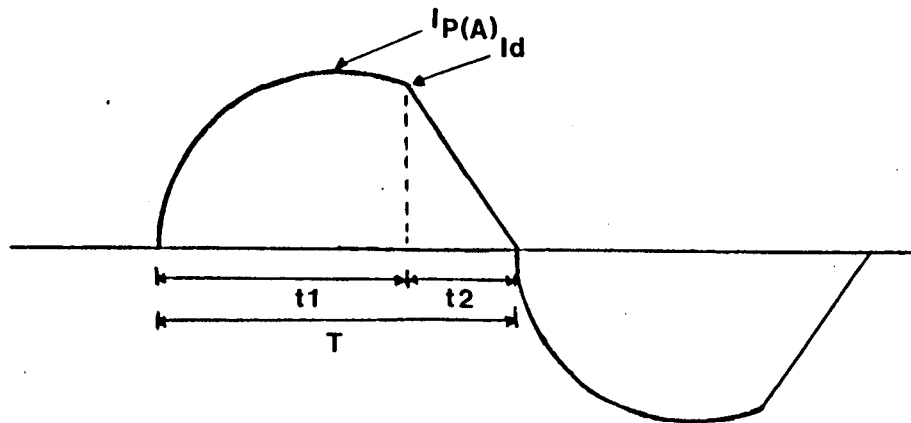
Corrente eficaz nos diodos (ID_{3ef}):

$$ID_{3ef} = ID_{4ef}$$

$$ID_{3ef} = N \cdot I_{ef} \quad (3.45)$$

Substituindo (3.23) em (3.45), tem-se:

$$ID_{3ef} = ID_{4ef} = N \cdot \sqrt{(I_{1ef})^2 + (I_{2ef})^2} \quad (3.46)$$

3.2.9 - Corrente no Indutor L_R Figura 3.5 - Forma da Corrente no Indutor L_R

A corrente que circula no indutor como se pode ver tem valor médio nulo e o valor eficaz ($I_{L_{ef}}$) é então:

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{2} \cdot I_{ef} \quad (3.47)$$

Substituindo (3.23) em (3.47), tem-se:

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{2 \cdot [(I_{1ef})^2 + (I_{2ef})^2]} \quad (3.48)$$

3.2.10 - Corrente no Capacitor C_R

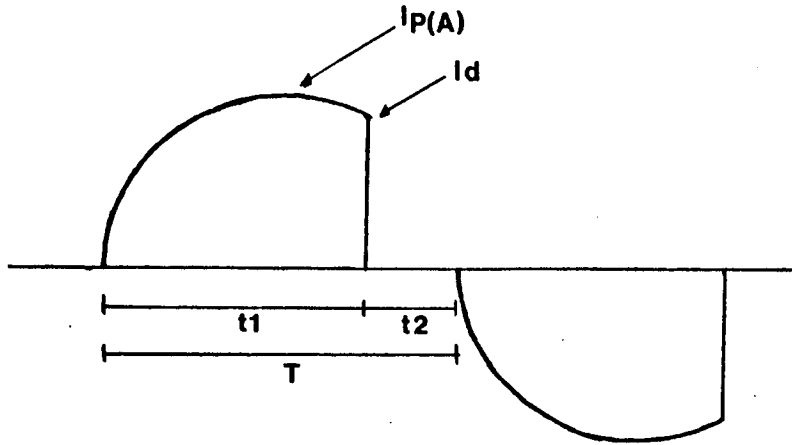


Figura 3.6 - Forma da Corrente no Capacitor C_R

A corrente que circula no capacitor, como a que circula no indutor tem valor médio igual a zero e o seu valor eficaz é apenas parte do eficaz que circula no indutor, por conseqüência tem-se então:

$$I_{Cef} = \sqrt{2} \cdot I_{1ef}$$

(3.49)

3.2.11 - Corrente no Transformador (TR):

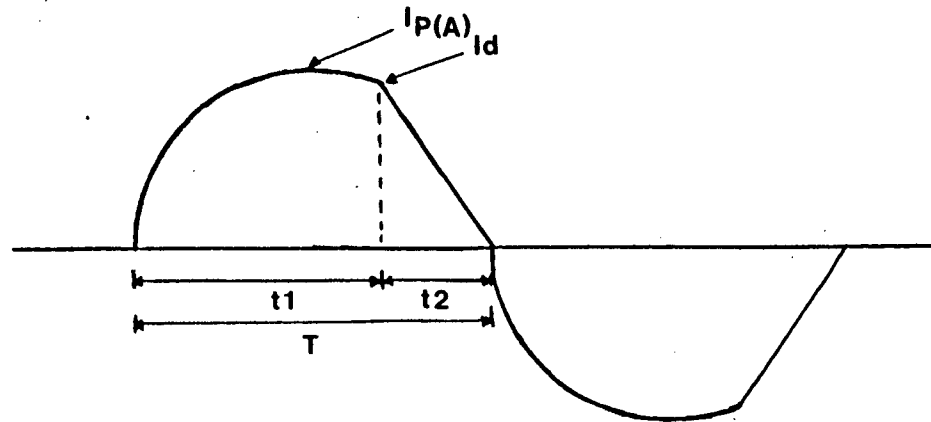


Figura 3.7 - Corrente no Primário do Transformador

No enrolamento primário do transformador o valor da corrente eficaz que circula é igual a corrente eficaz no indutor L_R , portanto:

$$I_{1T_{Ref}} = I_{L_{Ref}} \quad (3.50) \quad \text{então:}$$

$$I_{1T_{Ref}} = \sqrt{2 \cdot [(I_{1ef})^2 + (I_{2ef})^2]} \quad (3.51)$$

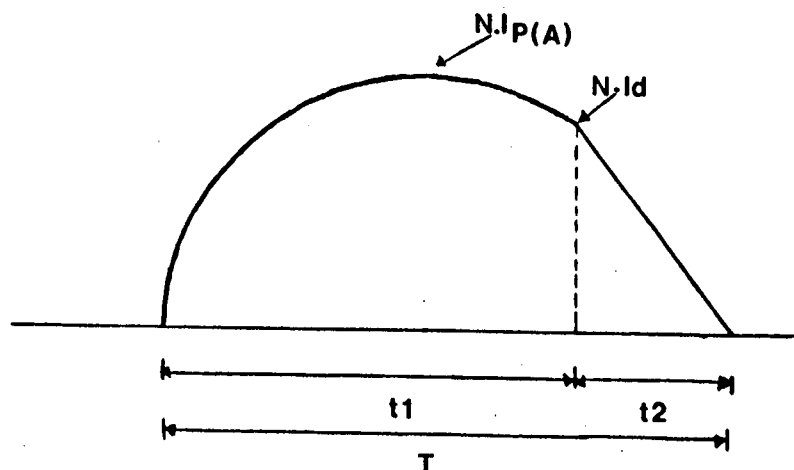


Figura 3.8 - Corrente no Secundário do Transformador

No secundário do transformador tem-se dois enrolamentos, sendo que cada um conduz metade da corrente, ou seja, a sua corrente é igual a dos diodos D_3 ou D_1 , logo:

$$I_{2T_{Ref}} = I_{D_{3ef}} \quad (3.52) \quad \text{então:}$$

$$I_{2T_{Ref}} = N \cdot \sqrt{(I_{1ef})^2 + (I_{2ef})^2} \quad (3.53)$$

3.3.12 - Corrente no Capacitor de Saída

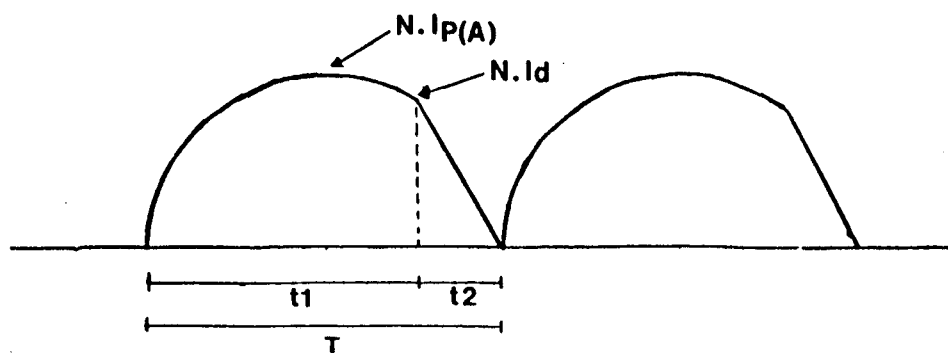


Figura 3.8 - Corrente no Capacitor de Saída

A corrente que circulará no capacitor de saída será apenas a componente alternada da corrente de saída (I_{C0}), já que para a componente contínua da corrente de saída o capacitor pode ser considerado como um circuito aberto.

$$I_{C0} = \sqrt{(I_{L_{ef}})^2 - (I_0)^2} \quad (3.54)$$

Sendo que a corrente eficaz que é entregue ao capacitor e a carga tem valor igual ao valor eficaz da corrente que circula no primário do transformador multiplicado pela relação de transformação N , logo:

$$I_{L_{ef}} = N \cdot I_{T_{Ref}} \quad (3.55)$$

E sendo:

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} \quad (3.56)$$

Substituindo (3.55) e (3.56) em (3.54), tem-se:

$$I_{C0} = \sqrt{(N \cdot I_{T_{Ref}})^2 - \left(\frac{P_0}{V_0}\right)^2} \quad (3.57)$$

3.3 - Dimensionamento do Circuito Ressonante | 8 |

O circuito da fonte série ressonante pode ser representado pelo modelo simplificado a seguir.

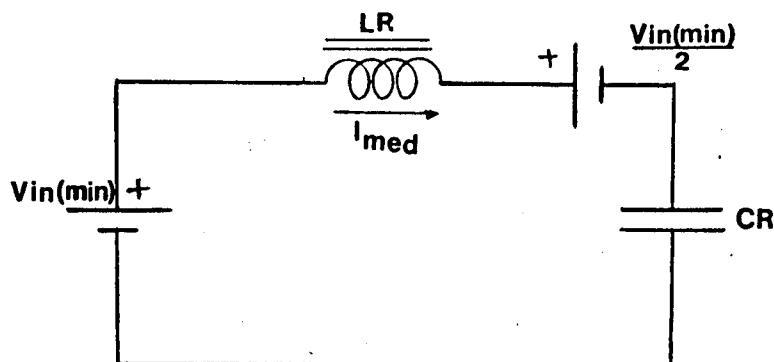


Figura 3.9 - Modelo Simplificado da Fonte

A potência de saída levando-se em conta o rendimento pode ser equacionada da seguinte maneira.

$$P_0 = \eta \cdot \frac{V_{in(min)}}{2} \cdot I_{med} \quad (3.58)$$

Como a corrente média é calculada através da corrente de pico considerando a forma de onda senoidal, tem-se:

$$I_{med} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{pico} \quad (3.59)$$

E como a corrente de pico   fun o apenas do circuito ressonante tem-se que:

$$f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{Z_0^2 \cdot C_R \cdot C_R}} \quad (3.66)$$

$$C_R = \frac{1}{2\pi \cdot f_R \cdot Z_0} \quad (3.67)$$

O valor da indutância do circuito série ressonante pode ser calculado substituindo (3.64) em (3.65).

$$f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R \cdot \frac{L_R}{Z_0^2}}} \quad (3.68)$$

$$L_R = \frac{Z_0}{2\pi \cdot f_R} \quad (3.69)$$

3.4 - Conclusão

Neste Capítulo conseguiu-se obter um conjunto de equações bastante simples, com os quais se pode dimensionar qualquer componente da fonte.

C A P Í T U L O I V

DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DA FONTE

4.1 - Introdução

Neste Capítulo primeiramente serão obtidas equações para o dimensionamento dos componentes, e por fim se fará um exemplo projeto de uma fonte, para realização de um protótipo.

4.2 - Projeto do Transformador

O transformador que é um dos principais componentes da fonte, também é um dos que ocupa mais volume, e sendo a redução de volume juntamente com o aumento de rendimento os principais objetivos do conversor, é muito importante a utilização máxima deste componente. O que se procura na verdade é um ponto ótimo de tamanho do núcleo, indução magnética e bitola dos condutores. O valor exato deste ponto na prática é muitíssimo difícil de ser encontrado pois as variáveis em jogo são muitas e difíceis de serem relacionadas. Para se conseguir com mais simplicidade um bom transformador se usam alguns valores práticos que dão uma boa proximidade com os valores ótimos.

Alguns outros cuidados também devem ser dados ao transformador como no efeito SKIN, pois o conversor trabalha em alta frequência e como o efeito SKIN diminui a bitola do condutor do ponto de vista elétrico isto afasta do ponto de funcionamento ótimo.

4.2.1 - Cálculo do Número de Espiras do Enrolamento Primário (N_P)

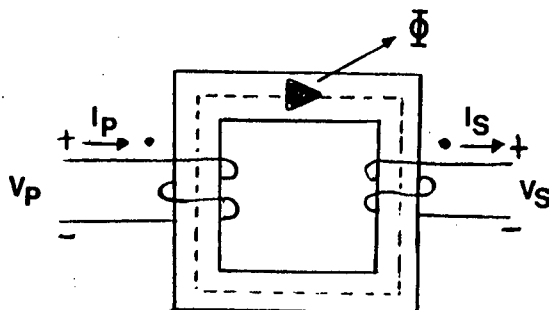


Figura 4.1 - Típico Transformador de dois Enrolamentos

A tensão induzida (e) é dada pela lei de Faraday.

$$e = - N_P \frac{d}{dt} \phi \quad (4.1)$$

Sendo que o fluxo é função da indução magnética (B), e da seção transversal do núcleo (AN) do transformador. Sabendo-se que a indução magnética varia senoidalmente no transformador pode-se equacioná-la como segue:

$$B = B_{\text{máx}} \text{ sen } (2\pi F \cdot t) \quad (4.2)$$

O fluxo magnético (ϕ) através de uma superfície pode ser definido como:

$$\phi = \int_{A_N} B \cdot dA_N \quad (4.3)$$

O sinal da integral pode ser positivo ou negativo dependendo da escolha da normal à superfície, e neste caso escolheu-se de modo que a integral seja negativa, e resolvendo a integral:

$$\phi = - B \cdot A_N \quad (4.4)$$

Substituindo (4.2) em (4.4) obtém-se:

$$\phi = - B_{\text{máx}} \text{ sen } (2\pi \cdot F \cdot t) \cdot A_N \quad (4.5)$$

e com a substituição de (4.5) em (4.1) finalmente tem-se o valor da força eletromotriz que é:

$$e = -N_P \frac{d}{dt} [- B_{\text{máx}} \text{ sen } (2\pi F t) \cdot A_N]$$

$$e = -N_P \cdot -B_{\text{máx}} \cdot 2\pi \cdot F \cdot \text{cos } (2\pi F t) \cdot A_N$$

$$e = 2\pi \cdot N_P \cdot F \cdot A_N \cdot B_{\text{máx}} \text{ cos } (2\pi F t) \quad (4.6)$$

O valor da força eletromotriz (e) é igual ao valor da tensão primária do transformador (V_P).

$$V_P = V_{\text{máx}} \cos (2\pi F t) \quad (4.7)$$

$$V_P = e \quad (4.8)$$

tem-se então:

$$V_{\text{máx}} \cos (2\pi F t) = 2\pi \cdot N_P \cdot F \cdot A_N \cdot B_{\text{máx}} \cdot \cos (2\pi F t) \quad (4.9)$$

Pelo fato de se trabalhar normalmente com valor eficaz, faz-se com que a tensão primária se relacione com a indução magnética máxima nestes termos.

$$V_{\text{máx}} = \sqrt{2} V_P \quad (4.10)$$

Substituindo (4.10) em (4.9), tem-se:

$$\sqrt{2} V_P = 2\pi \cdot N_P \cdot F \cdot A_N \cdot B_{\text{máx}} \quad (4.11)$$

$$V_P = 4,44 \cdot N_P \cdot F \cdot A_N \cdot B_{\text{máx}} \quad (4.12)$$

$N_P = \frac{V_P \cdot 10^5}{K \cdot F \cdot A_N \cdot B_{\text{máx}}} \quad (4.13)$
--

$K = 4,44$ PARA TENSÃO SENOIDAL

$K = 4$ PARA TENSÃO QUADRADA

4.2.2 - Cálculo do Número de Espiras do Enrolamento Secundário

(N_s)

O número de espiras do enrolamento secundário é calculado considerando-se que não existe dispersão de fluxo entre os enrolamentos, ou seja, os fluxos das bobinas são iguais.

$$\frac{d}{dt} \phi_P = \frac{V_P}{N_P} \quad (4.14)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_S = \frac{V_S}{N_S} \quad (4.15)$$

Como os fluxos são iguais, tem-se:

$$\boxed{N_S = N_P \frac{V_S}{V_P}} \quad (4.16)$$

4.2.3 - Escolha do Núcleo do Transformador

Em um transformador quando especificadas determinadas grandezas a potência a ser transferida pelo mesmo fica limitada ao seu tamanho, o que deseja-se aqui é especificar um transformador cujo núcleo comporte a transferência de energia do primário para o secundário que se deseja.

$$P = V_P \cdot I_P \quad (4.17)$$

Substituindo a equação (4.12) em (4.17), tem-se:

$$P = 4 \cdot N_P \cdot F \cdot A_N \cdot B_{\text{máx}} \cdot I_P \quad (4.18)$$

Para definir-se com precisão qual núcleo pode-se usar, deve-se relacionar a corrente primária I_P com a área da janela do núcleo do transformador (A_j).

A experiência mostra que a área da janela do núcleo se relaciona com a área ocupada pelo cobre (A_C) nela por um fator de ocupação não maior que 35%.

$$A_C = 2 \cdot N_P \cdot A_f \quad (4.19)$$

$$A_j = \frac{A_C}{0,35} \quad (4.20)$$

$$A_j = \frac{2 \cdot N_P \cdot A_f}{0,35} \quad (4.21)$$

Da equação (4.18) tem-se:

$$A_N = \frac{P}{4 \cdot N_P \cdot F \cdot B_{\text{máx}} \cdot I_P} \quad (4.22)$$

Fazendo-se o produto das áreas;

$$A_j \cdot A_N = \frac{2 \cdot N_P \cdot A_f}{0,35} \cdot \frac{P}{4 \cdot N_P \cdot F \cdot B_{\text{máx}} \cdot I_P} \quad (4.23)$$

$$A_j \cdot A_N = \frac{1.42 \cdot P}{F \cdot B_{\text{máx}} \cdot \frac{I_P}{A_f}} \quad (4.24)$$

Como pode-se definir a densidade de corrente (D) como a relação da corrente que circula no fio (I_P) e a área deste fio (A_f).

$$D = \frac{I_P}{A_f} \quad (4.25)$$

Substituindo (4.25) em (4.24), tem-se:

$$A_j \cdot A_N = \frac{1.42 \cdot P}{F \cdot B_{\text{máx}} \cdot D} \cdot 10^3 \quad (4.26)$$

Sendo que:

P = Potência de saída do transformador, w;

F = Frequência, KHz;

$B_{\text{máx}}$ = Indução magnética máxima, G;

D = Densidade de corrente, A/mm²

$A_j \cdot A_N$ = Produto área da janela do núcleo pela área da seção da perna do núcleo, cm⁴.

4.3 - Projeto do Indutor (L_R) |8|

O projeto do indutor é um dos mais importantes na fonte, pois a capacidade de energia que a fonte pode transferir à saída passa pela sua capacidade de armazenar energia, e o valor da indutância estipulada pelo projetista para o indutor deve ser obtida e mantida em qualquer condição sob pena de comprometer o princípio de funcionamento do conversor.

4.3.1 - Cálculo do Número de Espiras (N)

O cálculo do número de espiras em um indutor é importante porque está diretamente associado às perdas por efeito Joule no indutor assim como a energia e dimensão do núcleo do indutor. A energia armazenada no indutor pode ser calculada pela equação (4.27).

$$W = \frac{1}{2} L_R I^2 \quad (4.27)$$

E para o pior caso tem-se que $I = I_{P(A)}$, logo;

$$W = \frac{1}{2} L_R \cdot (I_{P(A)})^2 \quad (4.28)$$

Portanto o núcleo a ser utilizado no indutor deve ter no mínimo uma capacidade de armazenar energia igual a de pior condição no circuito, ou seja:

$$\frac{1}{2} \cdot B \cdot A_N \cdot H \cdot \ell_e \cdot 10^{-8} \geq W \quad (4.29)$$

A força magnetomotriz no caso é:

$$H \cdot \ell_e = \frac{2 \cdot W}{B \cdot A_N} \cdot 10^8 \quad (4.30)$$

Que pode ser também mostrada da seguinte forma:

$$H \cdot \ell_e = N \cdot I_P(A) \quad (4.31)$$

E o número de espiras pode ser obtido substituindo a equação (4.30) em (4.31),

$$\frac{2 \cdot W \cdot 10^8}{B \cdot A_N} = N \cdot I_P(A) \quad (4.32)$$

$$N = \frac{2 \cdot W \cdot 10^8}{B \cdot A_N \cdot I_P(A)} \quad (4.33)$$

4.3.2 - Cálculo do Entreferro (ℓ_e)

A parte fundamental de um indutor é o seu entreferro pois é nele que se ajusta o valor da indutância que ele apresentará, como também é nele que fica armazenada praticamente toda energia. E o valor deste entreferro pode ser calculado assim;

$$H \ell_e = N_I \quad (4.34)$$

$$\ell_e = \frac{N_I}{H} \quad (4.35)$$

O campo magnético (H) pode ser relacionado com a indução magnética (B) da seguinte forma:

$$H = \frac{B}{\mu} \quad (4.36)$$

Substituindo (4.36) em (4.35) tem-se:

$$\ell_e = \mu \cdot \frac{N_I \cdot 10^4}{B} \quad (4.37)$$

4.4 - Cálculo de Seção de Condutores

O cálculo da área de condutores é um dos fatores críticos no projeto de transformadores e indutores, e como as perdas no cobre e a área de ocupação dos enrolamentos estão ligadas a densidade de corrente nos condutores, portanto bastará um pequeno erro na especificação desta densidade para comprometer termicamente o transformador ou indutor. Escolhido um valor adequado de densidade de corrente, pode-se obter a seção do condutor a partir da equação (4.38).

$$A_f = \frac{I}{D} \quad (4.38)$$

4.5 - O Efeito "SKIN" |3|

É um fenômeno que representa a diminuição da densidade de corrente da periferia para o centro do condutor, e pelo qual flui uma corrente alternada, e quanto maior a frequência da corrente menor é a profundidade de condução da mesma, ou seja, a área transversal efetiva do condutor fica reduzida, aumentando a resistência do condutor e por consequência as perdas por efeito Joule. Este fenômeno deve ser observado não só nos enrolamentos dos transformadores e indutores mas em quaisquer condutores do conversor que circular corrente alternada de elevada frequência.

O valor da profundidade de penetração da corrente no condutor, ou melhor, o maior raio que um condutor pos-

sa ter para um total aproveitamento de sua área de cobre quando por ele circula uma corrente alternada pode ser calculado pela equação (4.39).

$$\delta = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\rho \cdot 10^7}{\mu_r \cdot F}} \quad (4.39)$$

Onde:

- δ - Profundidade de penetração, m;
- ρ - Resistividade do condutor, $\Omega \cdot m$;
- F - Frequência, Hz
- μ_r - Permeabilidade relativa, H . m

4.6 - Cálculo da Variação de Temperatura em Núcleos com Convecção de Calor Natural

Uma das especificações mais importantes em um transformador ou indutor é a máximo aumento de temperatura acima da temperatura ambiente que o núcleo pode admitir. Pois além deste aumento de temperatura poder comprometer termicamente os outros componentes do conversor, ela também pode causar as perdas das propriedades magnéticas do material se atingir a temperatura Curie.

Esta variação de temperatura depende da área de convecção e das perdas no transformador ou indutor e pode ser calculada pela equação (4.40).

$$\Delta t = \frac{850 P_L}{A_S} \quad (4.40)$$

Sendo:

- Δt - Variação da temperatura no núcleo, °C
 A_S - Área de convecção de calor, cm²
 P_L - Perdas no componente (no cobre e no núcleo), w.

Os resultados obtidos com a equação (4.40) tem a vantagem de oferecer resultados de boa precisão comparada com equações mais exatas e complexas e que a pequena diferença nos cálculos é no sentido de sobredimensionar a variação de temperatura calculada. Para fontes chaveadas um acréscimo da temperatura de até 30°C é considerado como valor prático.

4.7 - Cálculo das Perdas nos Condutores (P_C)

As perdas no cobre quando compensado o efeito "SKIN" com o uso de multicondutores é facilmente obtida sabendo-se apenas o valor da corrente que circula nele, a resistividade do material do condutor, o seu comprimento e seção transversal.

$$P_C = I^2 \cdot R \quad (4.41)$$

$$R = \rho \frac{\ell}{A} \quad (4.42)$$

Substituindo (4.42) em (4.41), tem-se:

$$P_C = \frac{\rho \cdot \ell \cdot I^2 \cdot 10^6}{A} \quad (4.43)$$

Onde:

- P_C - Perdas no condutor, w
- ρ - Resistividade do material, $\Omega \cdot m$
- ℓ - Comprimento do condutor, m
- A - Seção transversal do condutor, mm^2
- I - Corrente eficaz no condutor, A

4.8 - Cálculo das Perdas no Núcleo

As perdas no núcleo de transformadores e indutores tem duas causas principais: as correntes parasitas ou de Foucault e as perdas por histerese magnética.

As perdas por corrente parasita podem ser explicadas facilmente. Quando aplica-se uma tensão em um enrolamento, pode ser transformador ou indutor, este reage com uma força eletromotriz em sentido contrário, mas para que essa força eletromotriz possa existir é necessária uma variação de fluxo no núcleo que envolve a bobina, em contra partida esta variação de

fluxo induz forças eletromotrizes na massa do núcleo e por consequência correntes parasitas. Para os materiais ferromagnéticos os núcleos são normalmente laminados para aumentar a sua resistividade, que quanto maior for menor serão as correntes parasitas e por consequência as perdas. Já no caso dos ferrites, devido a sua estrutura cristalina possui baixa condutividade elétrica portanto não é muito afetado pelas correntes de Foucault. A perda de potência causada pelas correntes parasitas pode ser expressa pela equação (4.44).

$$P_f = K_f \cdot \text{Vol} \cdot (F \cdot B_{\text{máx}})^2 \quad (4.44)$$

Sendo:

- P_f - Perdas por correntes de Foucault, w
- K_f - Constante que depende do material do núcleo,
w/(cm³ . Hz² . T²)
- Vol - Volume efetivo do núcleo, cm³
- F - Frequência, Hz
- $B_{\text{máx}}$ - Indução magnética, T.

A perda por histerese magnética pode ser explicada baseada na Figura 4.2.

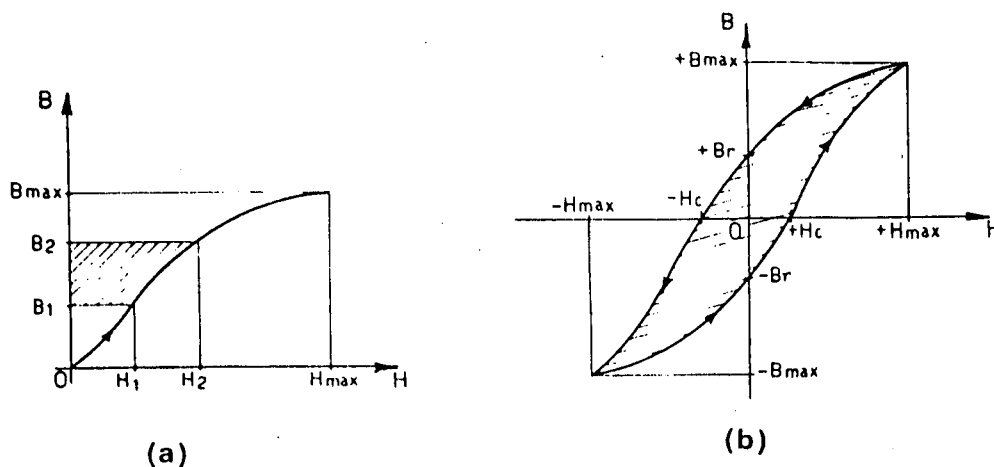


Figura 4.2 - (a) Curva de Magnetização $B = f(H)$
 (b) Curva de Histerese de um Material

Sabe-se que a energia armazenada numa região de campo magnético de intensidade H e indução B é dada pela integral:

$$w = \int_{B_1}^{B_2} H \, dB \quad (4.45)$$

Sendo que a energia necessária para provocar um acréscimo de indução de $(B_2 - B_1)$, está representada pela área hachurada na Figura 4.2 (a), mas se deseja-se voltar ao ponto 1 novamente não bastará retirar a energia acrescentada, é necessário na verdade retirar-se mais energia ainda.

Na Figura 4.2 (b) pode-se visualizar melhor o fenômeno, o ciclo de histerese nela mostrado representa a diferença entre a energia absorvida e a devolvida pelo núcleo num

período completo de magnetização, ou seja, a integral anteriormente mostrada não é nula e está representada pela área hachurada que é o valor da energia perdida para vencer a reação interna das partículas do material magnético, que ora se orientam num sentido e ora em outro sentido. A potência em watts perdida pelo material magnético devido a histerese pode ser dada pela equação (4.46).

$$P_n = K_n \cdot \text{Vol} \cdot F \cdot B_{\text{máx}}^n \quad (4.46)$$

Onde:

- P_n - Perdas por histerese, w
- K_n - Constante que depende do material do núcleo,
w/(cm³ . Hz . Tⁿ)
- Vol - Volume efetivo do núcleo, cm³
- F - Frequência, Hz
- $B_{\text{máx}}$ - Indução magnética, T
- n - Expoente que varia com $B_{\text{máx}}$

As equações para cálculo das perdas por corrente de Foucault e perdas por histerese são empíricas, e também exigem a manipulação de dados de difícil obtenção. Com o objetivo de facilitar o cálculo das perdas no núcleo, os fabricantes fornecem curvas que mostram as perdas por unidade de volume em função da frequência e da indução magnética para os vários tipos de materiais, perdas estas que são tratadas de maneira glo-

bal, ou seja, as curvas fornecem os dois tipos de perdas já somados. Um exemplo de como são estas curvas pode-se ver na Figura 4.3.

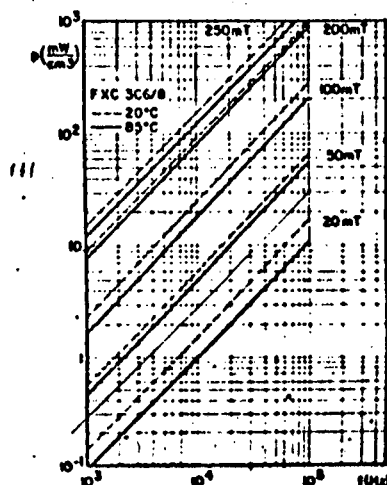


Figura 4.3 - Perdas no Núcleo em Função da Frequência e Indução Magnética [6]

Portanto as perdas podem ser obtidas com a equação (4.47).

$$P_N = P \cdot \text{Vol}$$

(4.47)

Onde:

P_N - Perdas totais no núcleo, mw

P - Perdas por unidade de volume, m w/cm³

Vol - Volume do Núcleo, cm³

4.9 - Cálculo do Capacitor (C_R)

Este capacitor é o mais importante do circuito, pois ele faz parte do circuito ressonante pelo qual passa a energia que é fornecida a carga. A corrente que circula por este capacitor pode ser destrutiva se superar o produto da sua capacitância pela sua máxima taxa de variação de tensão admissível.

A taxa de variação de tensão a que esta submetido um capacitor, pode ser obtida através da equação (4.48).

$$i_{P(A)} = C_R \frac{dv_C}{dt} \quad (4.48)$$

$$\boxed{\frac{d}{dt} v_C = \frac{I_{P(A)}}{C_R}} \quad (4.49)$$

Conhecendo-se o valor da taxa de variação de tensão a que estará submetido o capacitor, basta escolher um capacitor com taxa de variação admissível superior e que tenha tensão nominal também superior a de trabalho.

4.10 - Dimensionamento dos Transistores

Os transistores são os componentes mais críticos de um conversor e se não foram tomadas as devidas precauções poderão ser danificados irreversivelmente. Parâmetros como a corrente máxima de dreno, tensão máxima entre dreno e source e tensão mínima e máxima entre gate e source devem ser respeitados para que o transistor funcione corretamente como chave. Os Mosfets em especial tem a vantagem de serem mais rápidos que os transistores bipolares, que é uma grande vantagem em alta frequência porque diminui muito as perdas de chaveamento, apesar de terem maiores perdas em condução. Outra vantagem é o gate ser isolado, o que implica o uso de baixa potência para comandá-lo ao contrário dos transistores bipolares que usam complicados circuitos de comando de base, resumindo pode-se dizer que o Mosfet tem uma alta impedância de entrada e um ganho alto. Na Figura 4.4 tem-se o simbolo de um transistor bipolar NPN e um Mosfet Canal N. Vendo os dois simbolos da Figura 4.4 os terminais do transistor bipolar são o coletor, a base e o emissor, e o dreno o gate e o source são respectivamente os do Mosfet.

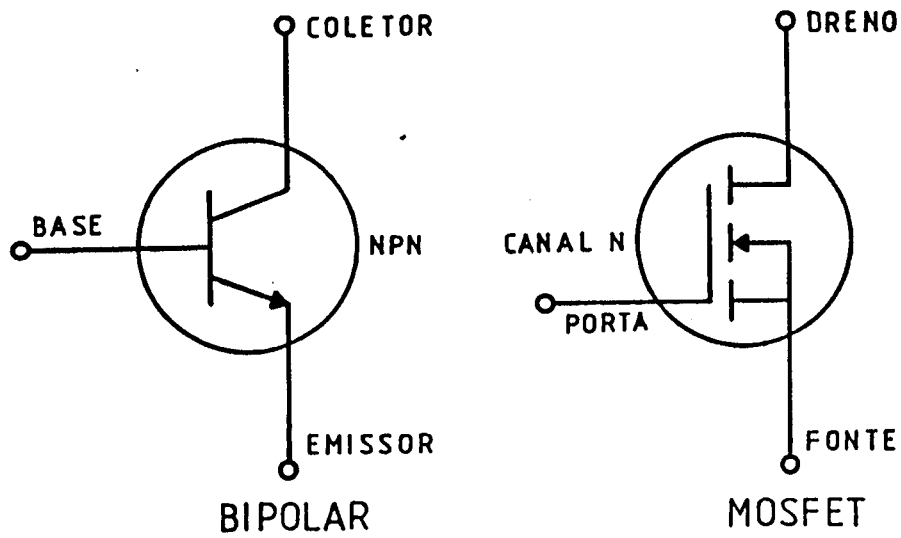


Figura 4.4 - Símbolo dos Transistores

4.10.1 - Cálculo da Corrente e Tensão Máximas

$$V_{DSS} \geq 1,1 V_{in(m\acute{a}x)} \quad (4.50)$$

$$I_{Dm\acute{a}x} \geq I_P(A) \quad (4.51)$$

Estes valores máximos devem ser respeitados pois se o transistor usado não satisfizer estes requisitos será irreversivelmente destruído.

4.10.2 - Cálculo do Dissipador para Transistor

Quando se trabalha com Mosfets se apresentam / ? uma série de dificuldades para utilizá-lo, isto é devido a ele ser de uso recente neste tipo de aplicação, que leva a uma escassez de informação sobre seu comportamento térmico, fazendo-se então aqui necessária uma abordagem mais extensa.

Os Mosfets assim como os transistores bipolares não são chaves ideais e suas não idealidades provocam perdas, e se não providenciarem-se que estas perdas (calor) seja adequadamente transferida ao ambiente o transistor será destruído termicamente. Para evitar-se isto, é necessário que se mantenha a temperatura da junção abaixo da máxima especificada pelo fabricante, e que pode ser calculada da seguinte maneira:

$$T_j = T_A + R_{\theta_{JA}} \cdot P_T \quad (4.52)$$

Sendo:

- T_j - Temperatura da junção, °C
- T_A - Temperatura ambiente, °C
- $R_{\theta_{JA}}$ - Resistência térmica entre junção e ambiente, °C/w
- P_T - Potência a ser dissipada, w

Uma grande vantagem neste tipo de conversor é não existir perdas em chaveamento logo nas chaves só tem-se um tipo de perda a perda em condução, o que representa um expressivo aumento do rendimento da fonte.

Ao contrário do transistor bipolar cuja perda em condução depende da corrente média e de sua tensão entre coletor e emissor, o Mosfet por sua vez opera na região de resistência constante quando funciona como chave, por consequência apresenta um comportamento resistivo.

A perda em condução num transistor Mosfet pode ser obtida com a seguinte equação:

$$P_C = I_{D(ef)}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (4.53)$$

Sendo:

P_C - Perda em condução, w

$I_{D(ef)}$ - Corrente eficaz no dreno, A

$R_{DS(on)}$ - Resistência do dreno com o Mosfet em condução, Ω

Mas a resistência de dreno tem o inconveniente de apresentar grande sensibilidade a temperatura, conseqüentemente é importante que se tenha o controle deste parâmetro. Isto é obtido com o auxílio de um coeficiente térmico que pode ser obtido das curvas fornecidas pelos fabricantes.

$$R_{DS(on)} \Big|_{T_j} = R_{DS(on)} \Big|_{T_j=25^\circ} + CT \cdot (T_j - 25^\circ) \quad (4.54)$$

$$CT = \frac{\Delta R_{DS(on)}}{\Delta T_j} \quad (\Omega/^{\circ}C) \quad (4.55)$$

O coeficiente térmico CT varia de componente para componente e de fabricante para fabricante, mas em termos práticos está situado entre 0,0045 e 0,0085. Quando não se deseja resultados precisos, ou não se conhece maiores dados ou melhor se deseja um cálculo rápido, pode se adotar $CT = 0,007$ como valor prático.

Obtenção de CT

Tendo como base os catálogos de Mosfet da Motorola, Siemens, Unitrode e International Rectifier se determinou duas maneiras de obter CT como será visto a seguir.

1º) Catálogo da Motorola [7]

Exemplo 1 - Transistor MTM8N40

$I_{D(rms)} = 12A$ - Calculada pelo projetista

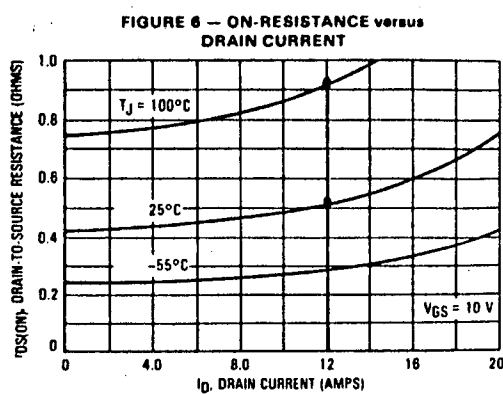


Figura 4.5 - Curva $R_{DS(on)} \times I_D(ef)$ do Mosfet
MTM8N40 | 7 |

Da Figura 4.5, tem-se:

$$C_T = \frac{0,97 - 0,58\Omega}{100 - 25^\circ\text{C}}$$

$$C_T = 0,0052 \Omega/^\circ\text{C}$$

2º) Catálogo da Simiens (SIPMOS) | 11 |

Exemplo 2 - Transistor BUZ 60

$I_{D(rms)} = 2,5\text{A}$ - Parâmetro dado na Curva

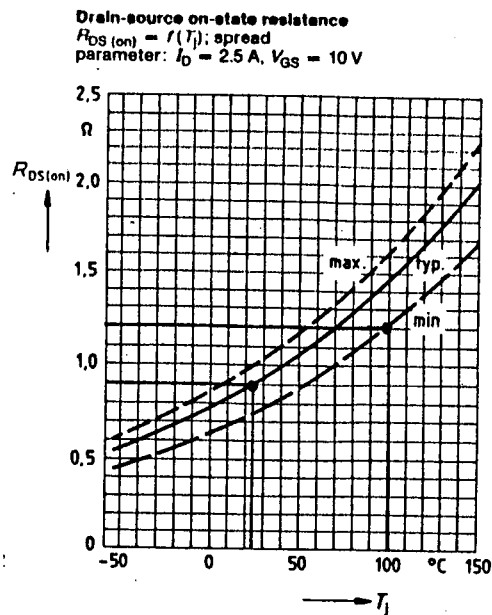


Figura 4.6 - Curva $R_{D(on)}$ x T_j do Mosfet BUZ 60 [11]

Da Figura 4.6, tem-se:

$$CT = \frac{1,48 - 0,9\Omega}{100 - 25 \text{ } ^\circ\text{C}}$$

$$CT = 0,0077 \text{ } \Omega/^\circ\text{C}$$

Do ponto de vista das perdas em condução é mais vantajoso o uso de transistores bipolares.

$$R_{\theta DA} = \frac{T_j - T_A}{P_C} - R_{\theta JC} - R_{\theta CD} \quad (4.56)$$

Sendo:

$R_{\theta DA}$ - Resistência térmica dissipador ambiente

$R_{\theta_{jC}}$ - Resistência térmica junção-capsula

$R_{\theta_{CD}}$ - Resistência térmica capsula-dissipador

4.11 - Dimensionamento dos Diodos (D_1, D_2, D_3, D_4)

O diodo é um componente que também possui um complicado quadro de perdas, mas como a sua utilização em questão é numa ressonância podemos desprezar a perda em comutação e na sua resistência direta, podendo então calcular as perdas assim:

$$P_D = V_{T0} \cdot I_{med} \quad (4.57)$$

Sendo:

P_D - Perdas no diodo, w

V_{T0} - Tensão direta do diodo, v

I_{med} - Corrente média no diodo, w

4.12 - Dimensionamento da Fonte

As características da fonte que se quer projetar são:

$$F = 200 \text{ KHz}$$

$$P_0 = 100 \text{ w} \quad V_{in} (\text{min}) = 120\text{V}$$

$$n = 80\% \quad V_{in} (\text{Máx}) = 190\text{V}$$

4.12.1 - Circuito Ressonante Série

Na terceira parte do Capítulo III obteve-se:

$$Z_0 = n \frac{V_{in(\text{min})}^2}{P_0} = \frac{0,8 (120)^2}{2 \cdot \pi \cdot 100} = 18,3\Omega$$

$$C_R = \frac{1}{2\pi f_R |Z_0|} = \frac{1}{2\pi (200 \cdot 10^3) \cdot 18,3} = 0,05 \mu\text{F}$$

$$L_R = \frac{|Z_0|}{2\pi f_R} = \frac{18,3}{2\pi (200 \cdot 10^3)} = 14,5 \mu\text{H}$$

4.12.4 - Corrente Máxima nos Diodos D₁ e D₂

Na segunda parte do Capítulo III obtêm-se

$$I_d = \frac{V_{in(\text{máx})} - \frac{V_{in(\text{min})}}{2}}{Z_0} \cos \left[\sin^{-1} \frac{\frac{V_{in(\text{min})}}{2}}{(V_{in(\text{máx})} - \frac{V_{in(\text{min})}}{2})} \right]$$

$$I_d = \frac{190 - \frac{120}{2}}{18,3} \cos \left[\text{sen}^{-1} \frac{\frac{120}{2}}{(190 - \frac{120}{2})} \right] \quad I_d = 6,3A$$

4.12.3 - Tempo t_1 da Forma de Onda

$$t_1 = L_R \cdot C_R \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} \frac{\frac{V_{in(min)}}{2}}{V_{in(max)} - \frac{V_{in(min)}}{2}} \right]$$

$$t_1 = 0,05 \mu F \cdot 14,5 \mu H \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} \frac{\frac{120}{2}}{190 - \frac{120}{2}} \right]$$

$$t_1 = 1,75 \mu s$$

4.12.4 - Tempo t_2 da Forma de Onda

$$t_2 = I_d \cdot \frac{L_R}{\frac{V_{in(min)}}{2}} = 6,3A \cdot \frac{14,5 \mu H}{\frac{120}{2}} = 1,53 \mu s$$

4.12.5 - Máximo Valor do Meio Período (T)

$$T = t_1 + t_2 = 1,75 \mu\text{s} + 1,53 \mu\text{s} = 3,28 \mu\text{s}$$

4.12.6 - Corrente Média na Carga Referida ao Primário

$$\bar{I} = \frac{2 P_{in}}{V_{in(min)}} = \frac{2 (125)}{120} = 2,0 \text{ A}$$

4.12.7 - Corrente Mínima nas Chaves

$$I_{P(B)} = \frac{\pi}{2} \cdot \bar{I} = \frac{3,14}{2} \cdot 2,0 \text{ A} = 3,14 \text{ A}$$

4.12.8 - Corrente Máxima nas Chaves

$$I_{P(A)} = \frac{V_{in(máx)} - \frac{V_{in(min)}}{2}}{\frac{V_{in(min)}}{2}} \cdot I_{P(B)}$$

$$I_{P(A)} = \frac{190 - \frac{120}{2}}{\frac{120}{2}} \cdot 3,14 = 6,8 \text{ A}$$

4.12.9 - Corrente Média nas Chaves (I_{med})

$$I_{med} = I_{med1} + I_{med2}$$

$$I_{med1} = \frac{I_P(A)}{2T w_0} [1 - \cos w_0 T_1]$$

$$I_{med1} = \frac{6,8}{2 \cdot 3,28 \mu s \cdot 1257 \cdot 10^3} [1 - \cos (1257 \cdot 10^3 \cdot 1,7 \mu s)]$$

$$I_{med1} = 1,31 \text{ A}$$

$$I_{med2} = \frac{1}{2T} [I_d \cdot t_2 - \frac{V_{in(min)}}{L_R} \cdot \frac{(t_2)^2}{2}]$$

$$I_{med2} = \frac{1}{2 \cdot 3,28 \mu s} [6,3 \cdot 1,53 \mu s - \frac{120}{14,5 \mu H} \cdot \frac{(1,53 \mu s)^2}{2}]$$

$$I_{med2} = 0,73 \text{ A}$$

$$I_{med} = I_{med1} + I_{med2}$$

$$I_{med} = 1,31 + 0,73 = 2,04 \text{ A}$$

4.12.10 - Corrente Eficaz nas Chaves (I_{ef})

$$I_{ef} = \sqrt{(I_{ef1})^2 + (I_{ef2})^2}$$

$$I_{ef1} = I_{P(A)} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} \frac{T_1}{T} - \frac{1}{8\omega T} \text{sen}(2\omega T_1)}$$

$$I_{ef1} = 6,8A \cdot \sqrt{\frac{1}{4} \frac{4,75\mu s}{3,28\mu s} - \frac{\text{sen}(2 \cdot 1257 \cdot 10^3 \cdot 1,75\mu s)}{8 \cdot 1257 \cdot 10^3 \cdot 3,28\mu s}}$$

$$I_{ef1} = 2,74 A$$

$$I_{ef2} = \sqrt{\frac{1}{2T} \left[I_d^2 \cdot t_2 - I_d \cdot \frac{V_{in(min)}}{L_R} t_2^2 + \frac{V_{in(min)}}{L_R} \cdot \frac{t_2^3}{3} \right]}$$

$$I_{ef2} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot 3,28\mu s} \left[(6,3)^2 \cdot (1,53\mu s) - 6,3 \cdot \frac{120}{14,5\mu H} \cdot (1,53\mu s) + \frac{120}{14,5\mu H} \cdot \frac{(1,53\mu s)^3}{3} \right]}$$

$$I_{ef2} = 1,75 A$$

$$I_{ef} = \sqrt{(2,74)^2 + (1,75)^2} = 3,25 A$$

4.12.11 - Cálculo do Transformador

Dados:

$$P = 100 \text{ w}$$

$$F = 200 \text{ KHz}$$

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

$$D = 5 \text{ A/mm}^2$$

$$B_{\text{máx}} = 500 \text{ G}$$

$$V_p = 60 \text{ V}$$

$$I_{\text{smed}} = 8,4 \text{ A}$$

Na segunda parte do Capítulo IV, tem-se:

$$A_j \cdot A_N = \frac{1,42 \cdot P \cdot 10^3}{F \cdot B_{\text{máx}} \cdot D}$$

$$A_j \cdot A_N = \frac{1,42 \cdot 100 \cdot 10^3}{200 \cdot 500 \cdot 5} = 0,2574 \text{ cm}^4$$

Da tabela de núcleos no Apêndice III escolheu-se o núcleo E - 30 cujas características são:

$$A_N = 0,6 \text{ cm}^2 \quad A_J = 0,8 \text{ cm}^2$$

$$N_P = \frac{V_p \cdot 10^5}{4 \cdot F \cdot A_N \cdot B_{\text{máx}}}$$

$$N_P = \frac{60 \cdot 10^5}{4 \cdot 200 \cdot 0,60 \cdot 500} = 22 \text{ espiras}$$

$$N_S = N_P \cdot \frac{V_S}{V_P} = 22 \cdot \frac{12}{60} = 5 \text{ espiras.}$$

Seção dos condutores primários (A_P) e secundário

(A_S):

$$A_P = \frac{I_P}{D} = \frac{I_{et}}{D} = \frac{3,14}{2} = 0,44 \text{ mm}^2$$

$$A_S = \frac{I_S}{D} = \frac{\pi}{2} \frac{I_{Smed}}{2 \cdot D} = \frac{\pi \cdot 8 \cdot 4}{2 \cdot 2 \cdot 5} = 1,32 \text{ mm}^2$$

Devido ao efeito "SKIN" o primário e o secundário do transformador devem ser divididos em vários subcondutores, o valor do máximo raio que este subcondutor pode ter é calculado pela equação (4.39).

$$\delta = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\rho \cdot 10^{+7}}{\mu_r \cdot f}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(0,017 \cdot 10^{-6})}{1 \cdot 200 \cdot 10^3}} = 0,000147 \text{ m}$$

$$\delta = 0,147 \text{ mm}$$

O valor do diâmetro resultante é

$$D_m = 2 \cdot \delta = 2 \cdot 0,147 \text{ mm} = 0,294 \text{ mm}$$

Da tabela de fios do Apêndice tem-se que o máximo diâmetro é o do fio 28 AWG cuja área é $0,0805 \text{ mm}^2$.

Número de condutores no primário (N_{CP}) e no secundário (N_{CS})

$$N_{CP} = \frac{0,444 \text{ mm}^2}{0,0805 \text{ mm}^2} = 5 \text{ condutores}$$

$$N_{CS} = \frac{1,32 \text{ mm}^2}{0,0805 \text{ mm}^2} = 16 \text{ condutores}$$

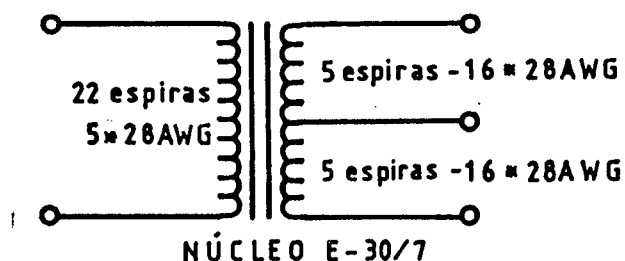


Figura 4.7 - Transformador do Conversor

Cálculo do aumento de temperatura no transformador:

$$P_L = P_C + P_N$$

$$P_C = \frac{2 \rho \ell I^2 10^6}{A}$$

Da tabela dos núcleos no Apêndice tem-se:

$$L = \text{Comprimento médio de espira} = 0,056 \text{ m}$$

$$P_C = \frac{2 \cdot 0,017 \cdot 10^{-6} \cdot 22 \cdot 0,056 \cdot (2,22)^2 \cdot 10^6}{0,44} = 0,47 \text{ w}$$

$$P_N = P \cdot \text{Vol}$$

Da tabela de núcleos no Apêndice III tem-se Volume igual 8 cm^3 , e da curva de perdas no material Tipo 3C6 também no Apêndice I tem-se P igual a 100 mw/cm^3 .

$$P_N = 100 \text{ mw/cm}^3 \cdot 8 \text{ cm}^3 = 0,8 \text{ w}$$

$$P_L = 0,47 + 0,8 = 1,27 \text{ w}$$

A área para transmissão desta perda em calor é obtida do Apêndice III sendo $A_G = 36 \text{ cm}^2$.

$$\Delta t = \frac{850 \cdot 12 \text{ A}}{36} \quad \Delta t = 29,63 \text{ }^\circ\text{C}$$

4.12.12 - Cálculo do Indutor

A energia armazenada no núcleo do transformador é:

$$w = \frac{1}{2} \cdot L_R \cdot I_{P(A)}^2 = \frac{1}{2} \cdot 14,5 \mu\text{H} \cdot (6,8)^2 = 3335 \cdot 10^{-6} \text{ J}$$

Usando-se o núcleo E-20 cuja $A_N = 0,312 \text{ cm}^2$ tem-se que a força magnetomotriz no circuito é:

$$H \cdot l_e = \frac{2WM}{B A_e} 10^8 = \frac{2 (335) \cdot 10^{-6} \cdot 10^8}{2000 \cdot (0,312)}$$

$$H \cdot l_e = 107 \text{ A} \cdot \text{espiras}$$

O número de espiras é igual a:

$$N = \frac{H \cdot l_e}{I_P(A)} = \frac{107}{6,8 \text{ A}} = 16 \text{ espiras}$$

O entreferro necessário para armazenar esta energia:

$$l_e = \mu \frac{NI}{B} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{107}{2000} \cdot 10^4 = 0,672 \text{ mm}$$

Pelo fato do indutor estar em série com o primário do transformador, se usará a mesma bitola de condutores.

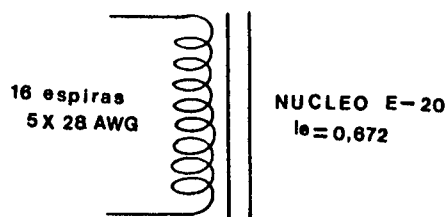


Figura 4.6 - Indutor do Circuito Ressonante

Cálculo do aumento de temperatura no indutor.

$$P_L = P_C + P_N$$

$$P_C = \frac{2 \rho \ell I^2 \cdot 10^6}{A}$$

Da tabela dos núcleos do Apêndice, tem-se:

$L = 0,038 \text{ m} =$ comprimento médio de espira

$$P_C = \frac{0,017 \cdot 10^{-6} \cdot 16 \cdot 0,038 \cdot (2,22)^2 \cdot 10^6}{0,44} = 0,12 \text{ w}$$

$$P_N = P \cdot \text{Vol}$$

Da tabela de núcleos do Apêndice III tem-se Vol igual $1,34 \text{ cm}^3$, e da curva de perdas no material 3C6 também no Apêndice I tem-se P igual a 1 w/cm^3 .

$$P_N = 1 \text{ w/cm}^3 \cdot 1,34 \text{ cm}^3 = 1,34 \text{ w}$$

$$P_L = 1,34 + 0,12 = 1,46 \text{ w}$$

A área para transmissão desta perda em calor é obtida do Apêndice sendo $A_S = 17 \text{ cm}^2$:

$$\Delta t = \frac{840 \cdot 1,34}{17} = 66 \text{ }^\circ\text{C}$$

4.12.13 - Cálculo dos Transistores

Sendo:

$$V_{DSS} \geq 1,1 V_{in(m\acute{a}x)} = 1,1 \cdot 190V = 209 \text{ Volts}$$

$$I_{Dm\acute{a}x} \geq I_P(A) = 6,8 \text{ A}$$

Escolheu-se o Mosfet MTM 5N 20 da Motorola.

Calculo do Dissipador

A obtenção do coeficiente CT do transistor MTM 5N 20 pode ser obtido da Figura 4.9. |7|

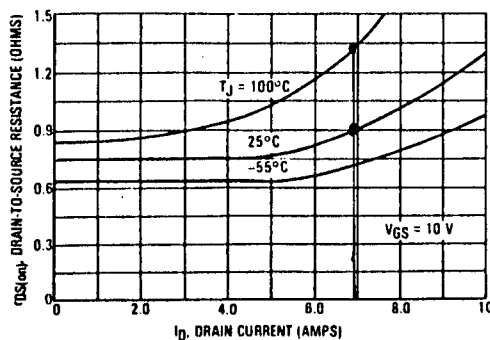


Figura 4.9 - Curva $R_{DS(on)} \times I_D(ef)$ do Mosfet
MTM 5N 20 |7|

$$CT = \frac{1,3 - 0,9}{100 - 25} = 0,0053$$

$$R_{DS(on)} = R_{DS(on)} \Big|_{25^{\circ}C} + CT \cdot (T_j - 25^{\circ}) =$$

$$R_{DS(on)} = 0,45 + 0,0053 \cdot 75 = 0,85$$

$$P_C = R_{DS(on)} \cdot I_{D(rms)}^2 = 0,85 \cdot (2,22)^2 = 4 \text{ w}$$

A resistência térmica do dissipador é igual a:

$$R_{\theta DA} = \frac{T_j - T_A}{P_C} - R_{\theta JC} - R_{\theta CD}$$

$$R_{\theta DA} = \frac{36^{\circ}}{4 \text{ w}} - 1,67 \text{ w} - 1 \text{ w} = 6,33 \text{ w/}^{\circ}C$$

4.12.14 - Cálculo dos Diodos D_1 e D_2

O valor da corrente média nestes diodos é igual a:

$$I_{med} = I_{med1} = 1,31 \text{ A}$$

Escolheu-se portanto o diodo SKE 4F2/06 que tem um $V_{T0} = 1,0 \text{ V}$ e portanto uma perda que pode ser calculada pela seguinte equação:

$$P = V_{T0} \cdot I_{med} = 1,31 \cdot 1 = 1,31 \text{ w}$$

4.12.15 - Cálculo dos Diodos D_3 e D_4

O valor da corrente média nestes diodos é o valor da corrente média de saída ou seja 8,4A, e por ser esta corrente de valor relativamente alto para evitar maiores perdas usam-se diodos SCHOTTKY, escolheu-se o USD 745 com D_3 e D_4 no mesmo encapsulamento. As perdas nele podem ser calculadas para um $V_{T0} = 0,5$ V como:

$$P = V_{T0} \cdot I_{med} = 0,5 \cdot 8,4 = 4,2 \text{ w}$$

4.13 - Conclusão

Com base na análise do Capítulo III se conseguiu estruturar um roteiro de projeto da fonte a ressonância, no qual se leva em conta um grande número de parâmetros mas se consegue manter uma razoável simplicidade de dimensionamento de componentes.

C A P Í T U L O V

SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS5.1 - Introdução

Neste Capítulo primeiramente se simulará o conversor no programa [9] SACEC usando os dados obtidos no Capítulo IV com objetivo de validar os valores e formas de onda resultantes da análise teórica.

A seguir se apresentará os resultados experimentais obtidos em um protótipo construído segundo a especificação do projeto apresentado anteriormente.

5.2 - Simulação

A simulação do conversor consiste fundamentalmente de quatro partes, uma simula o conversor na tensão de projeto e mínima admissível que é 120V, em outra se simula o conversor na máxima tensão de entrada que é 190V, e as outras simulações são a da fonte em curto-circuito e da fonte alimentada com tensão inferior a mínima de projeto. Cabe ressaltar que devido não ser necessário o uso de fator de rendimento, reduziu-se a frequência de chaveamento do conversor como compensação.

5.2.1 - Primeira Simulação

Nesta simulação usou-se como tensão de entrada 120V com carga nominal e frequência de chaveamento do conversor igual a 160KHz. Para maior simplicidade substituiu-se o transformador de saída por uma ponte retificadora de diodos para alimantar a carga e o filtro de saída, já referidas ao primário, sendo que os valores de tensão e corrente foram recuperados para o valor real com a alteração de escala quando do uso do programa de desenho.

O circuito simulado se encontra esquematizado na Figura 5.1, na forma em que foi inserido no programa de simulação, e depois os resultados (curvas) obtidos com ele.

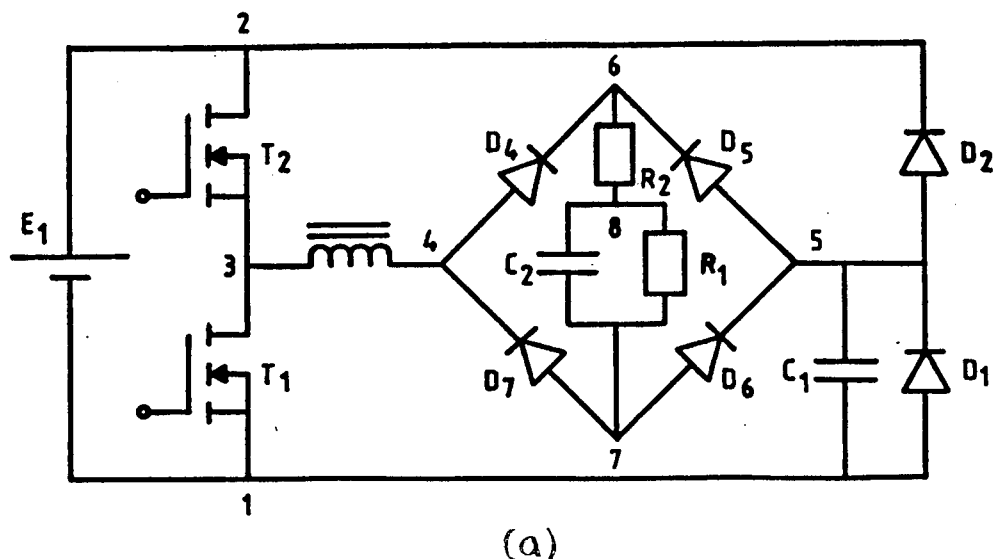


Figura 5.1 - (a) Circuito da Primeira Simulação
 (b) Listagem
 (c) (d) Resultados Obtidos

VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 15 NUMERO DE NOS : 8

FONTES DE TENSÃO (E)

No	NO PARTIDA	NO CHEGADA	TENSÃO	PULSACAO	FASE
	(NP)	(NC)	(V)	(OMG)	(PHS)
1,	2	1	.12000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00

1,	2	1	.12000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
----	---	---	-------------	--------------	-------------

CAPACITORES (C) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)

1,	5	1	.470E-07
2,	8	7	.800E-04

TIRISTORES (T) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO

1,	1	2	.100E+05,	.100E+00,	.100000E+02,	.100000E+01
----	---	---	-----------	-----------	--------------	-------------

DIODOS (D) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE

1,	1	5	.100E+05,	.100E+00
2,	5	2	.100E+05,	.100E+00
3,	7	4	.100E+05,	.100E+00
4,	4	6	.100E+05,	.100E+00
5,	5	6	.100E+05,	.100E+00
6,	7	5	.100E+05,	.100E+00

TRANSISTOR (TR) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T BLOQUEIO

1,	3	1	.100E+05,	.100E+00,	.312562E-05,	.612500E-05
2,	2	3	.100E+05,	.100E+00,	.312500E-07,	.312500E-05

RESISTENCIAS (R) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)

1,	8	7	.400E+02
2,	6	8	.100E-01

INDUTANCIAS (L) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)

1,	3	4	.145E-04
----	---	---	----------

FREQUENCIA(HZ)= .160E+06 PASSO DE CALCULO(SEG)= .312E-07

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 2

NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO:50

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 3

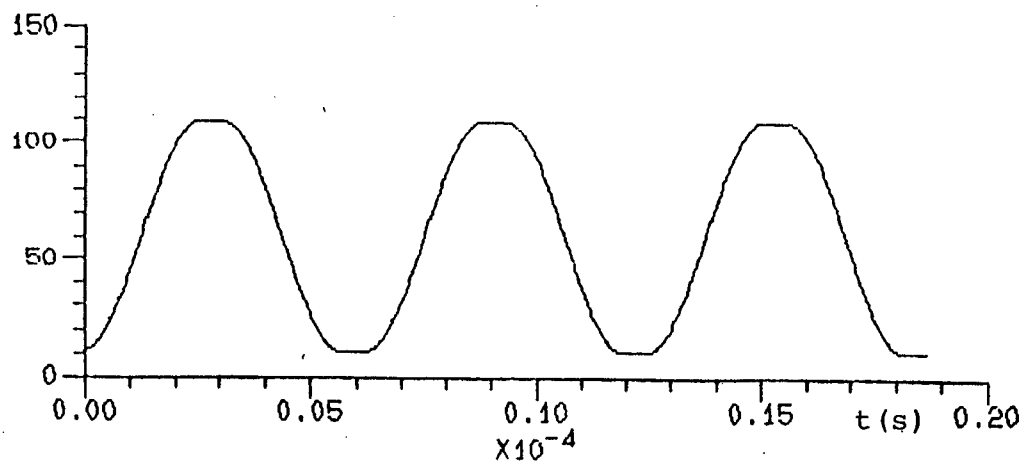
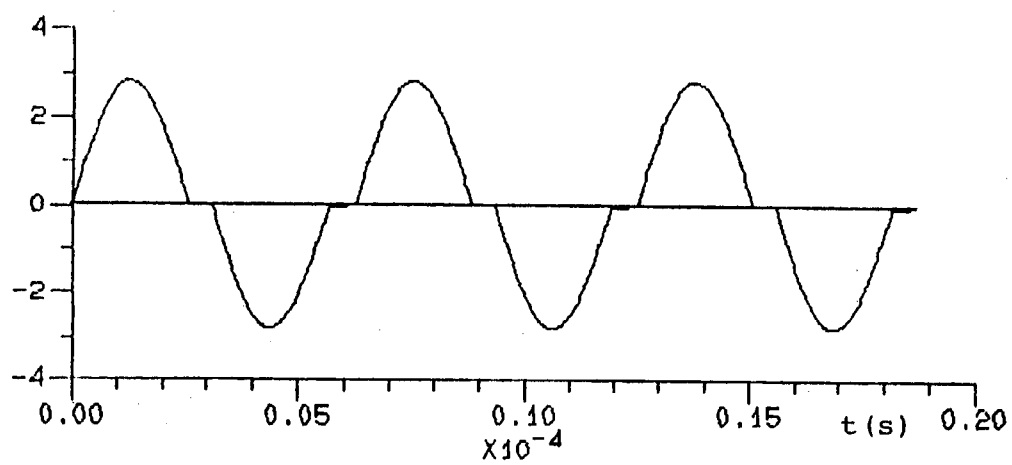
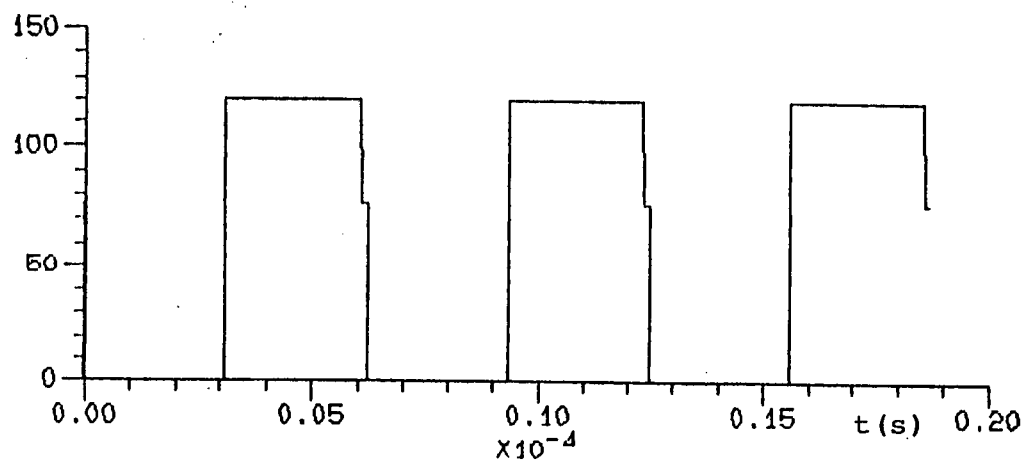
TOFF= 0.000000E+000

UM DISPARO POR PERIODO

CORRIGIR ALGUM ELEMENTO :

(b)

* OBS.: O tiristor que consta na listagem é colocado por necessidade do programa sem, entretanto, alterar os resultados pois não é disparado durante a simulação.

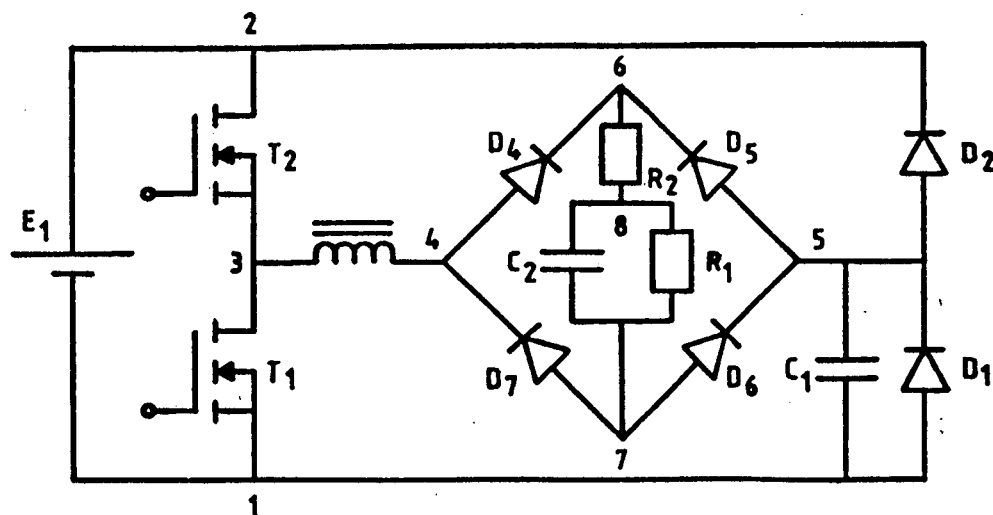


(c)

5.2.2 - Segunda Simulação

Nesta simulação usou-se como tensão de entrada 190V com carga nominal e frequência de chaveamento do conversor igual a 60KHz. Para maior simplicidade aqui também se substitui o transformador de saída por uma ponte retificadora de diodos para alimentar a carga e o filtro de saída já referidos ao primário, sendo que os valores de tensão e corrente foram recuperados para o valor real com a alteração de escala quando do uso do programa de desenho.

O circuito simulado se encontra esquematizado na Figura 5.2, na forma em que foi inserido no programa de simulação, e depois os resultados (curvas) obtidos com ele.



(a)

Figura 5.2 - (a) Circuito da Segunda Simulação

(b) Listagem

(c) (d) Resultados Obtidos

VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 15 NUMERO DE NOS : 8

FONTES DE TENSAO (E)

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	TENSAO (V)	PULSACAO (OMG)	FASE (PHS)
1,	2	1	.19000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00

(NP)

(NC)

(V)

(OMG)

(PHS)

1,	2	1	.19000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
----	---	---	-------------	--------------	-------------

CAPACITORES (C) :

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! C(FARADS)

1,	5	1	.470E-07
2,	8	7	.800E-04

TIRISTORES (T) :

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! R BLOQUEIO! R PASSANTE! T DISPARO ! T GATILHO

1,	1	2	.100E+05,	.100E+00,	.100000E+02,	.100000E+01
----	---	---	-----------	-----------	--------------	-------------

DIODOS (D) :

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! R BLOQUEIO! R PASSANTE

1,	1	5	.100E+05,	.100E+00
2,	5	2	.100E+05,	.100E+00
3,	7	4	.100E+05,	.100E+00
4,	4	6	.100E+05,	.100E+00
5,	5	6	.100E+05,	.100E+00
6,	7	5	.100E+05,	.100E+00

TRANSISTOR (TR) :

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! R BLOQUEIO! R PASSANTE! T DISPARO ! T BLOQUEIO

1,	3	1	.100E+05,	.100E+00,	.842000E-05,	.166667E-04
2,	2	3	.100E+05,	.100E+00,	.840000E-07,	.833333E-05

RESISTENCIAS (R) :

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! R(OHMS)

1,	8	7	.400E+02
2,	6	8	.100E-01

INDUTANCIAS (L) :

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! L(HENRYS)

1,	3	4	.145E-04
----	---	---	----------

FREQUENCIA(HZ)= .600E+05 PASSO DE CALCULO(SEG)= .833E-07

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAO = 2

NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 50

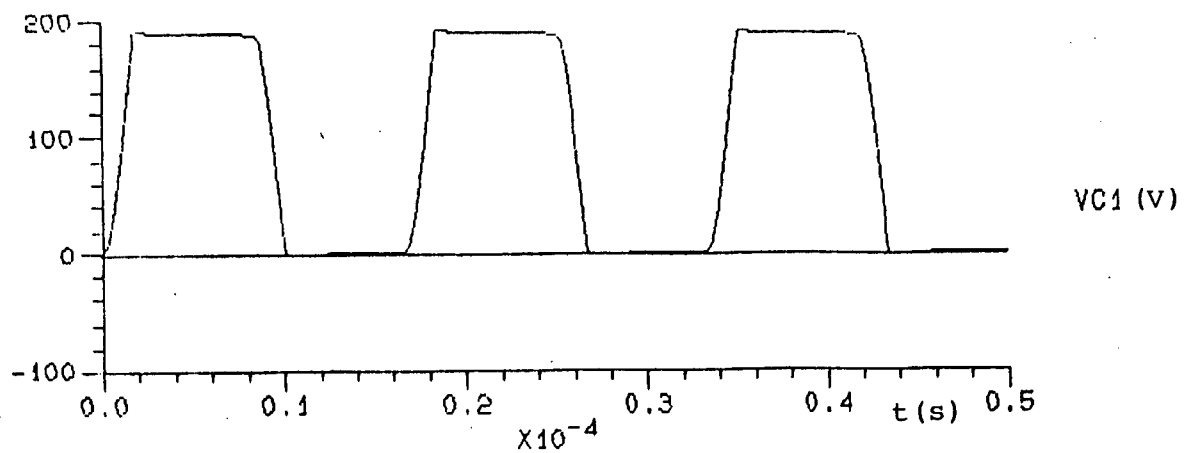
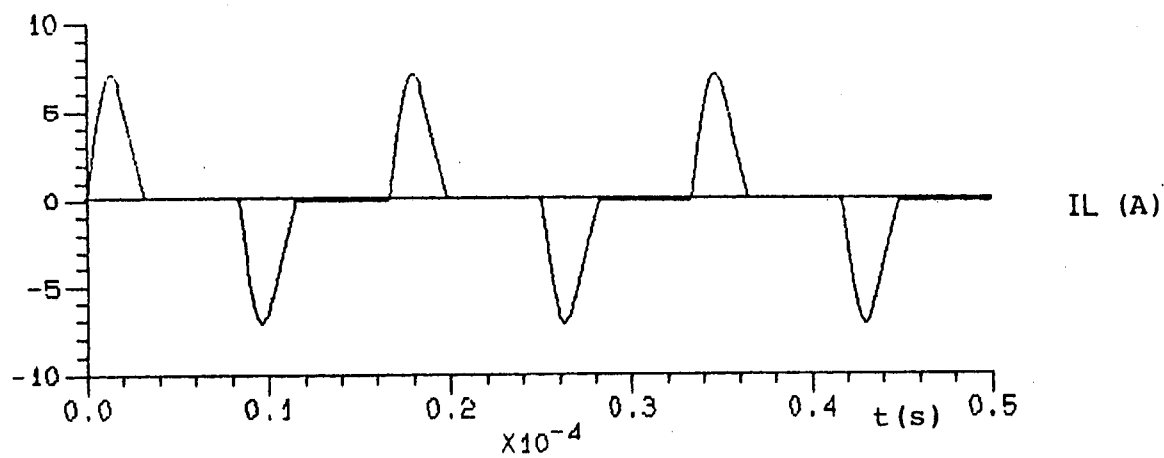
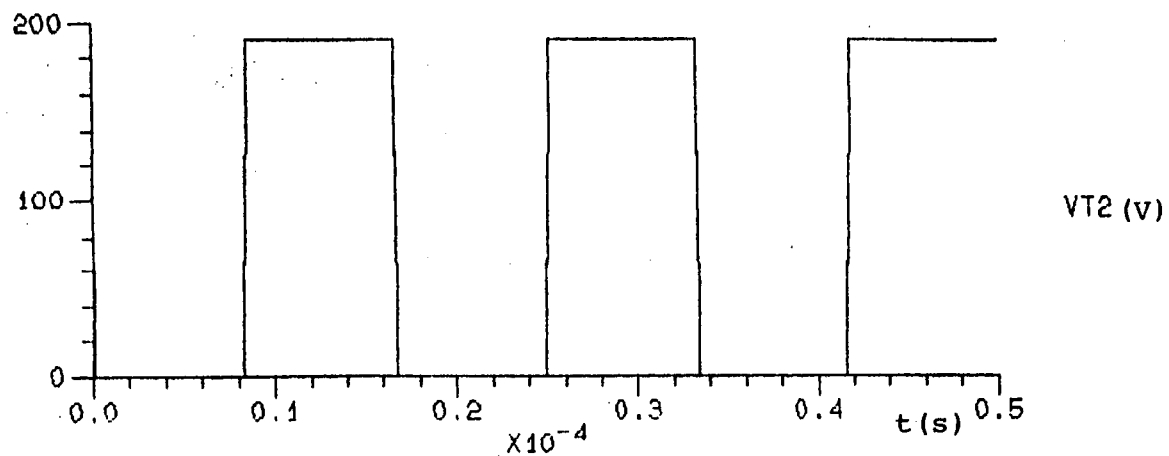
NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 3

TOFF= 0.000000E+000

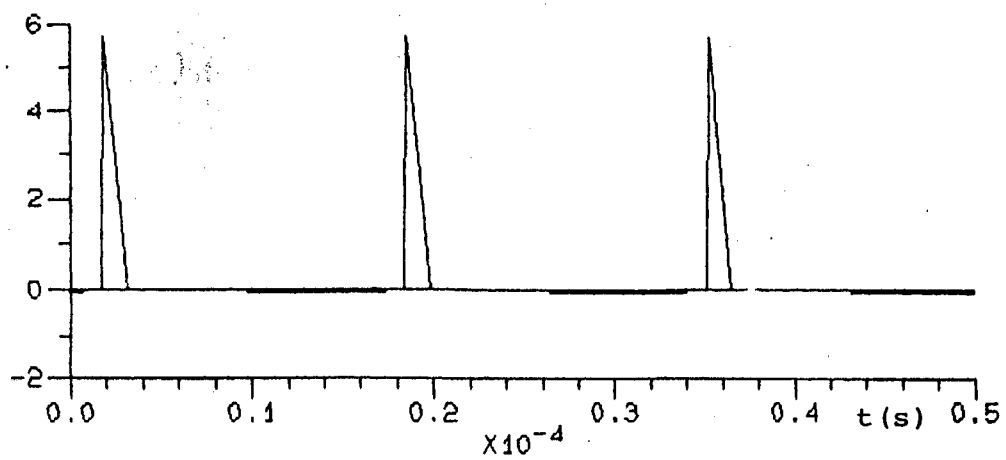
UM DISPARO POR PERIODO

CORRIGIR ALGUM ELEMENTO :

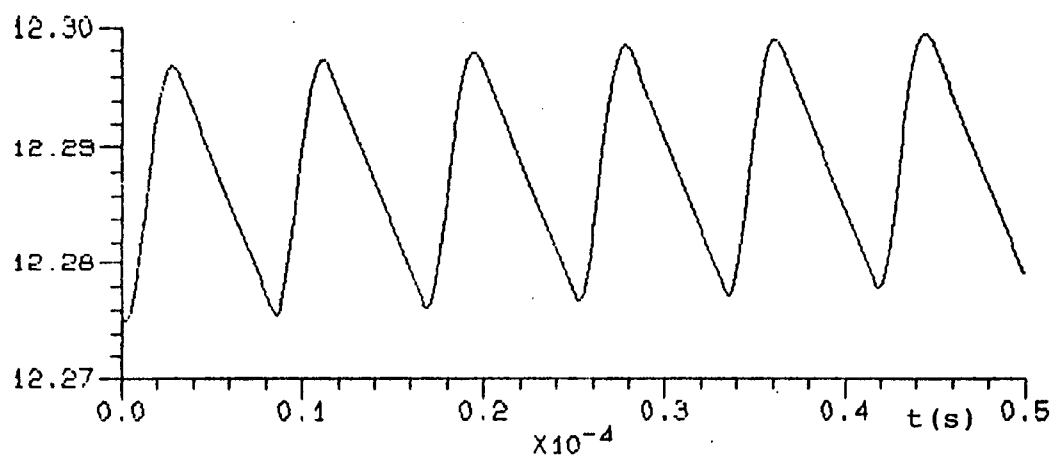
(b)



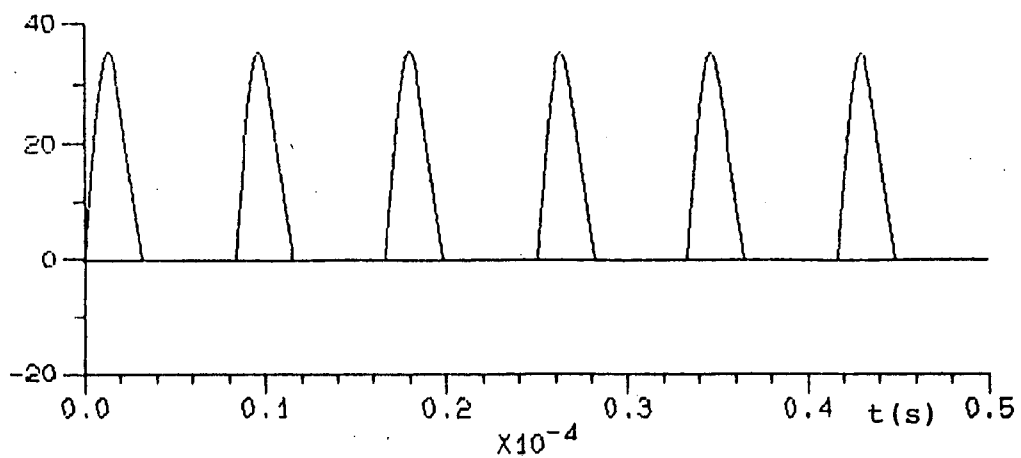
(c)



ID2 (A)



VC2 (V)



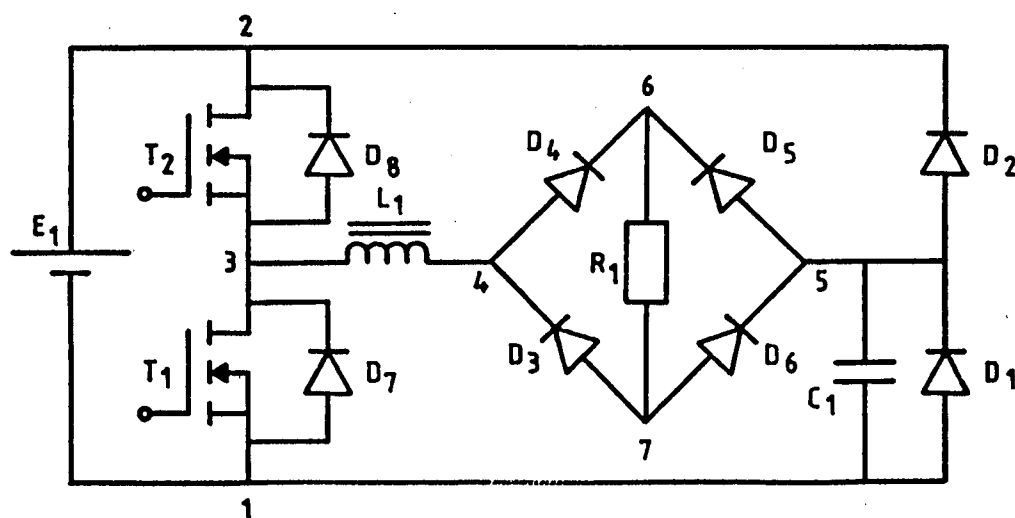
IC2 (A)

(d)

5.3.2 - Terceira Simulação

Nesta simulação de curto circuito na saída da fonte usou-se como tensão de entrada 120V e frequência de chaveamento a máxima do conversor que é igual a 160KHz. Para maior simplicidade aqui também o transformador de saída foi substituído por uma ponte retificadora de diodos para alimentar o curto circuito, sendo que o valor da corrente na saída é recuperada para o valor real com a alteração de escala quando do uso do programa de desenho.

O circuito simulado se encontra esquematizado na Figura 5.3, na forma em que foi inserido no programa de simulação, e depois os resultados (curvas) obtidos com ele.



(ã)

Figura 5.3 - (a) Circuito da Terceira Simulação
 (b) Listagem
 (c) (d) Resultados Obtidos

VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 15 NUMERO DE NOS: 7

FONTES DE TENSÃO (E)

No	PARTIDA	NO CHEGADA	TENSÃO (V)	PULSACAO (OMG)	FASE (PHS)
1,	2	1	.12000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00

CAPACITORES (C) :

No	PARTIDA	NO CHEGADA	C(FARADS)
1,	5	1	.470E-07

TIRISTORES (T) :

No	PARTIDA	NO CHEGADA	R BLOQUEIO	R PASSANTE	T DISPARO	T GATILHO
1,	1	2	.100E+05,	.100E+00,	.100000E+02,	.100000E+01

DIODOS (D) :

No	PARTIDA	NO CHEGADA	R BLOQUEIO	R PASSANTE
1,	1	5	.100E+05,	.100E+00
2,	5	2	.100E+05,	.100E+00
3,	7	4	.100E+05,	.100E+00
4,	4	6	.100E+05,	.100E+00
5,	5	6	.100E+05,	.100E+00
6,	7	5	.100E+05,	.100E+00
7,	1	3	.100E+05,	.100E+00
8,	3	2	.100E+05,	.100E+00

TRANSISTOR (TR) :

No	PARTIDA	NO CHEGADA	R BLOQUEIO	R PASSANTE	T DISPARO	T BLOQUEIO
1,	3	1	.100E+05,	.100E+00,	.312562E-05,	.612500E-05
2,	2	3	.100E+05,	.100E+00,	.312500E-07,	.312500E-05

RESISTENCIAS (R) :

No	PARTIDA	NO CHEGADA	R(OHMS)
1,	6	7	.100E-01

INDUTANCIAS (L) :

No	PARTIDA	NO CHEGADA	L(HENRYS)
1,	3	4	.145E-04

FREQUENCIA(HZ)= .160E+06 PASSO DE CALCULO(SEG)= .312E-07
 RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 1

FONTE DE TENSÃO NA CARGA : SIM

NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 20

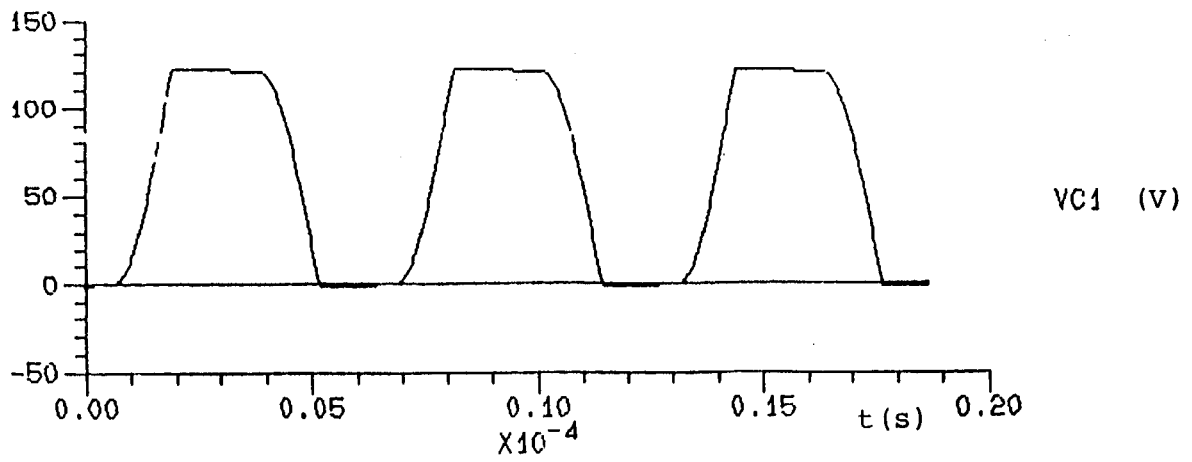
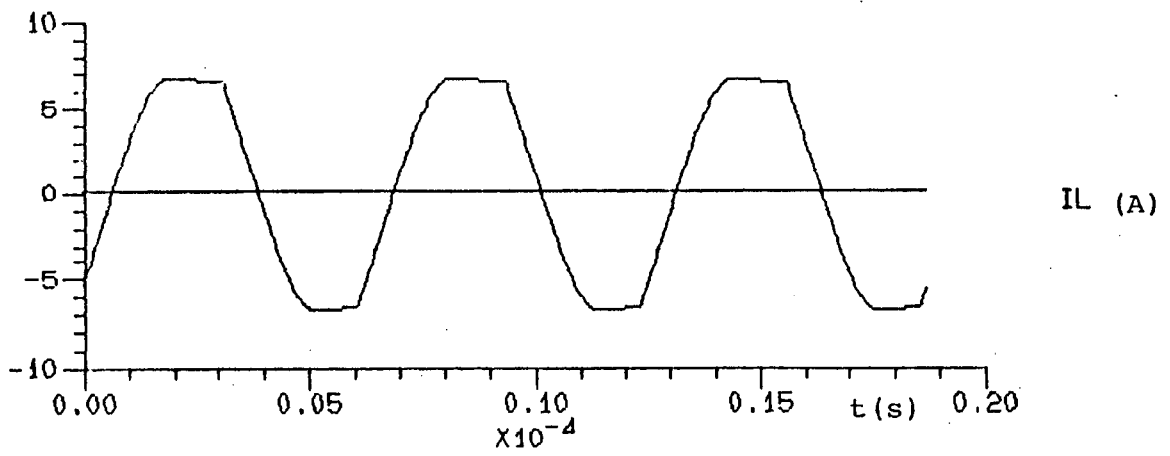
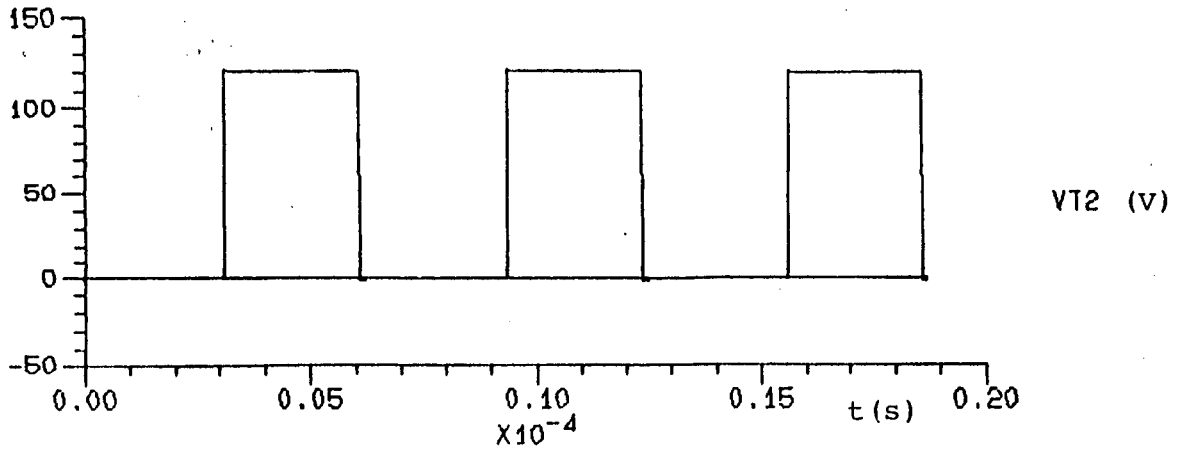
NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 3

TOFF= 0.000000E+000

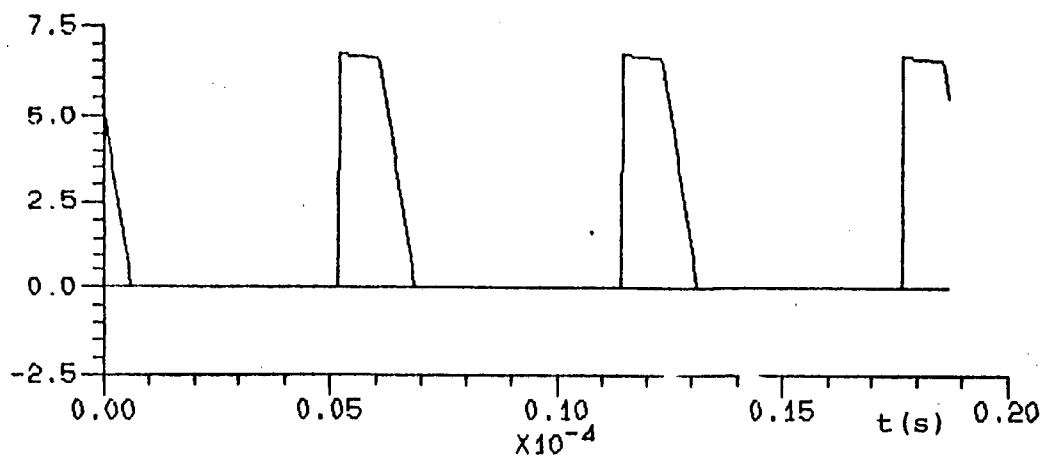
UM DISPARO POR PERIODO

CORRIGIR ALGUM ELEMENTO :

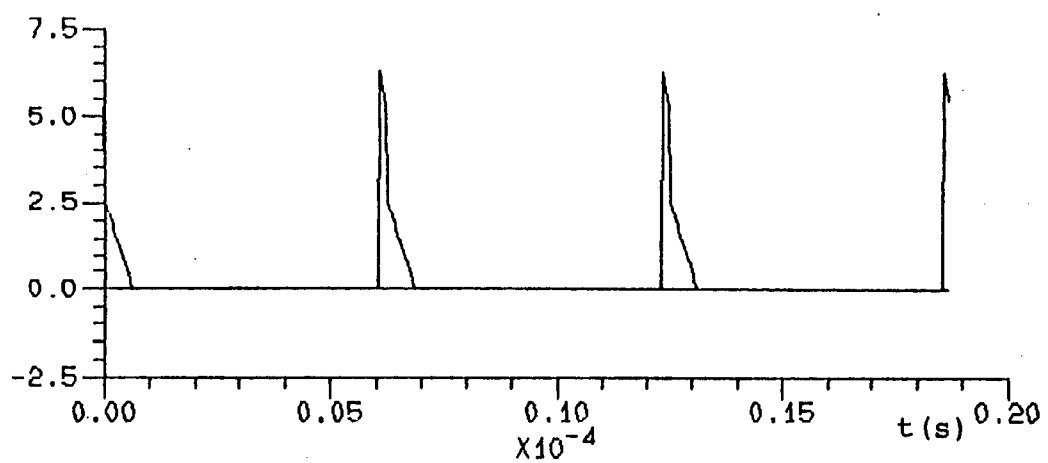
(b)



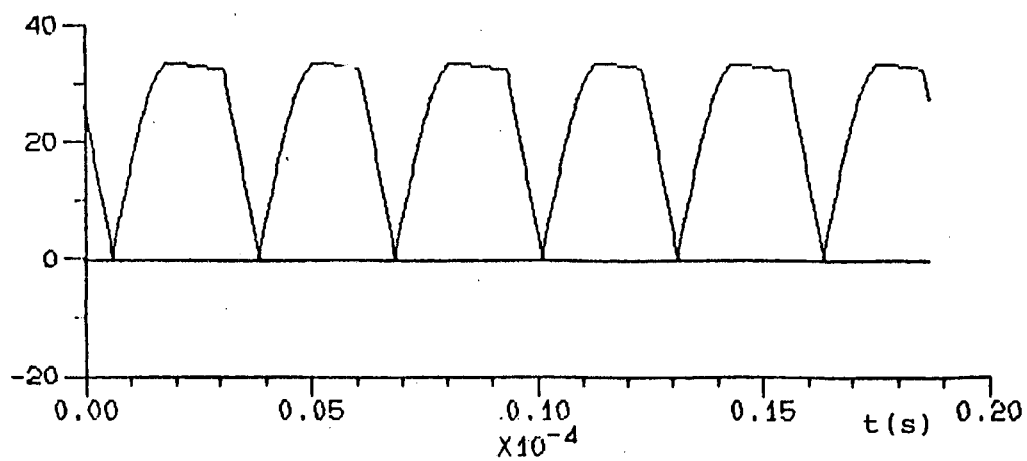
(c)



ID1 (A)



ID8 (A)



ICARGA (A)

(d)

5.2.4 - Quarta Simulação

Nesta simulação a fonte alimentará como carga uma bateria, o que se deseja mostrar é que quando a tensão de entrada cai abaixo da tensão de projeto (mínima) a fonte para de funcionar. Usou-se como tensão de entrada 100V e a tensão da bateria 60V, esta já referida ao primário do transformador substituído por uma ponte retificadora de diodos para simplificar a simulação. A frequência de chaveamento do conversor será 160KHz. A corrente na carga tem o seu valor recuperado com a alteração da escala quando do uso do programa de desenho.

O circuito simulado se encontra esquematizado na Figura 5.4, na forma em que foi inserido no programa de simulação, e depois os resultados (curvas) obtidos com ele.

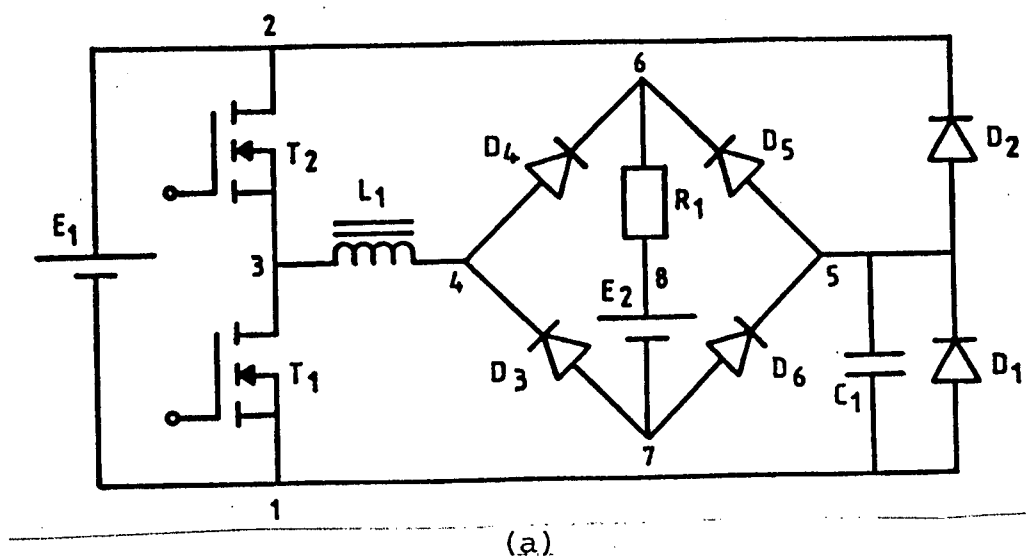


Figura 5.4 - (a) Circuito da Quarta Simulação
 (b) Listagem
 (c) (d) Resultados Obtidos

VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 16 NUMERO DE NOS: 8

FONTES DE TENSÃO (E)

No	NO PARTIDA	NO CHEGADA	TENSÃO (V)	PULSACAO (OMG)	FASE (PHS)
1,	2	1	.10000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
2,	8	7	.60000E+02,	.000000E+00,	.000000E+00

CAPACITORES (C) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)

1,	5	1	.470E-07
----	---	---	----------

TIRISTORES (T) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO

1,	1	2	.100E+05,	.100E+00,	.100000E+02,	.100000E+01
----	---	---	-----------	-----------	--------------	-------------

DIODOS (D) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE

1,	1	5	.100E+05,	.100E+00
2,	5	2	.100E+05,	.100E+00
3,	7	4	.100E+05,	.100E+00
4,	4	6	.100E+05,	.100E+00
5,	5	6	.100E+05,	.100E+00
6,	7	5	.100E+05,	.100E+00
7,	1	3	.100E+05,	.100E+00
8,	3	2	.100E+05,	.100E+00

TRANSISTOR(TR) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T BLOQUEIO

1,	3	1	.100E+05,	.100E+00,	.312562E-05,	.612500E-05
2,	2	3	.100E+05,	.100E+00,	.312500E-07,	.312500E-05

RESISTENCIAS (R) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)

1,	6	8	.100E-01
----	---	---	----------

INDUTANCIAS (L) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)

1,	3	4	.145E-04
----	---	---	----------

FREQUENCIA(HZ)= .160E+06 PASSO DE CALCULO(SEG)= .312E-07

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 1

FONTE DE TENSÃO NA CARGA : SIM

NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 3

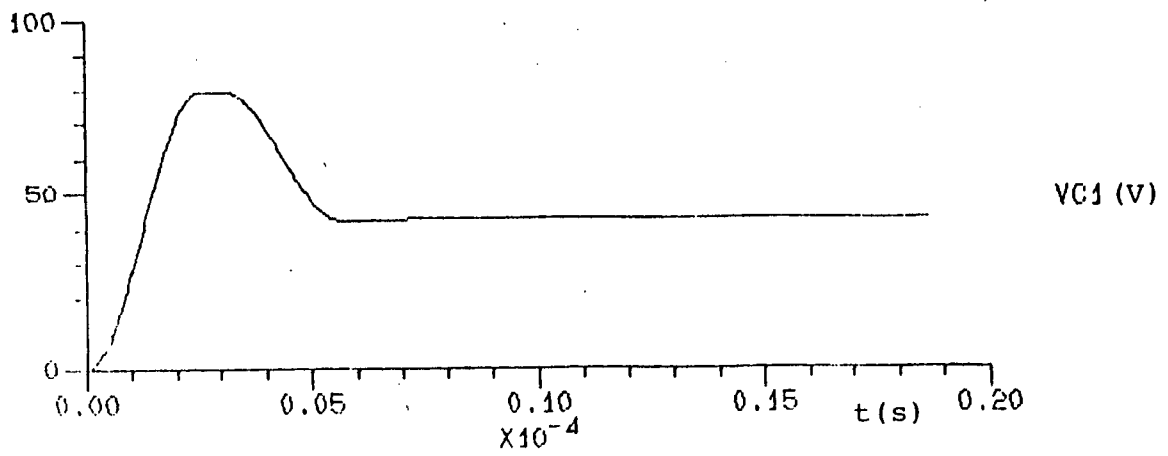
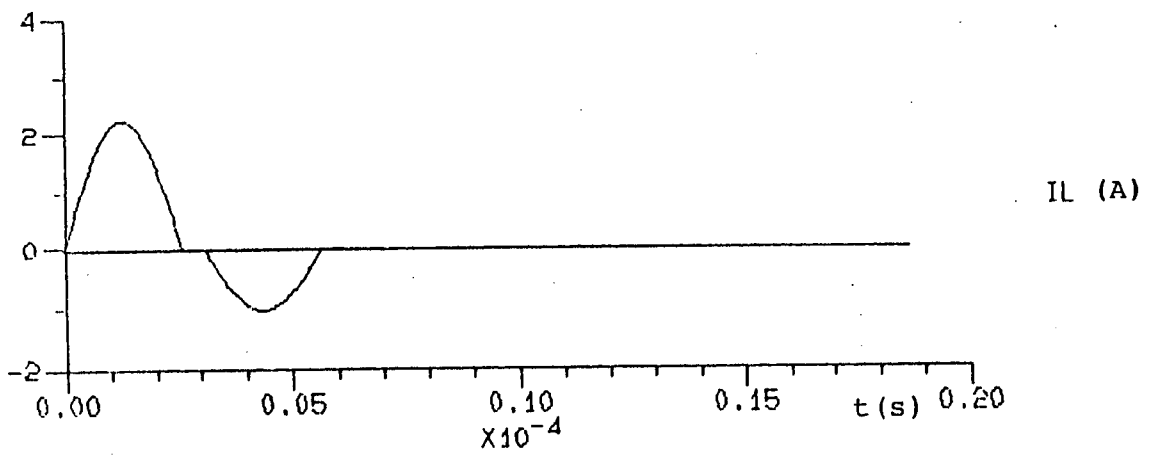
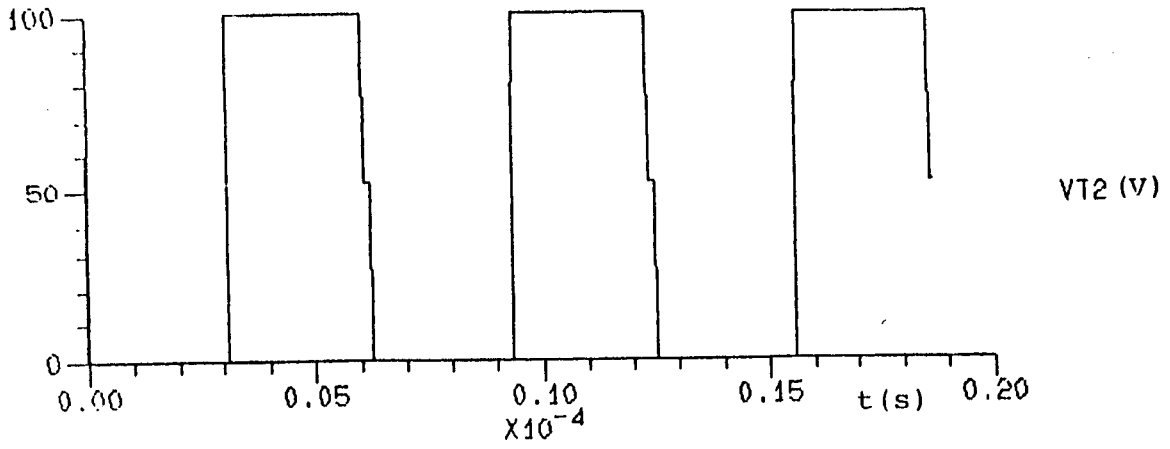
NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 0

TOFF= 0.000000E+000

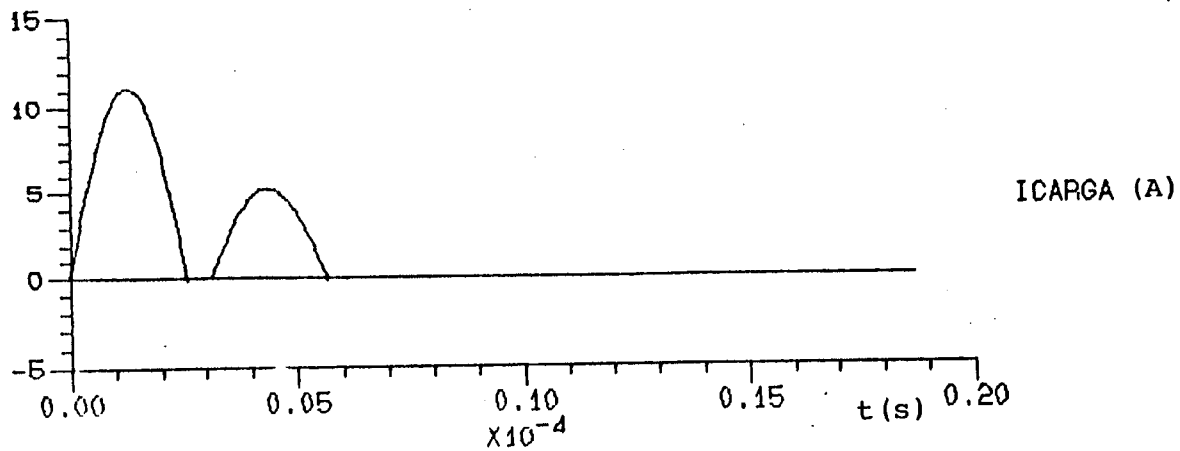
UM DISPARO POR PERIODO

CORRIGIR ALGUM ELEMENTO :

(b)



(c)



(d)

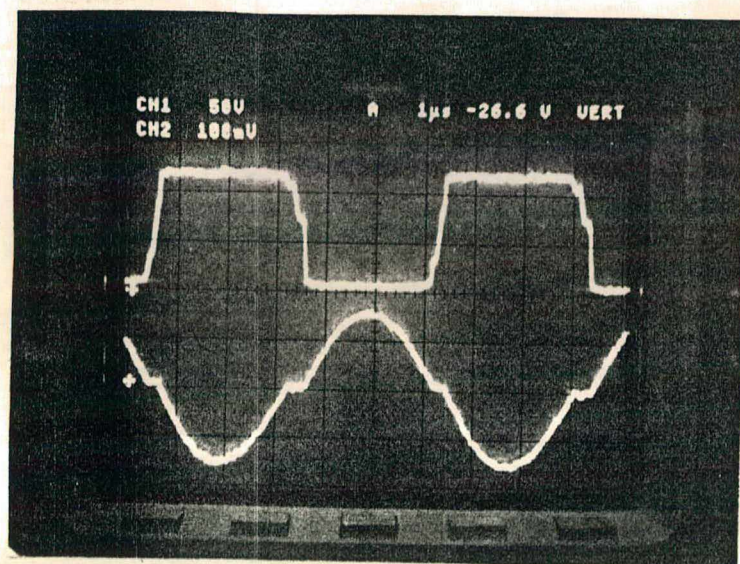
5.3 - Resultados Experimentais

As fotografias das diversas grandezas foram obtidas com um osciloscópio digital TEKTRONIX modelo 2430A.

Grandezas estas que tem como objetivo verificar e validar a análise e simulação da estrutura. O comportamento da fonte que foi documentado pode ser dividido em duas partes, comportamento estático e comportamento dinâmico.

5.3.1 - Comportamento Estático

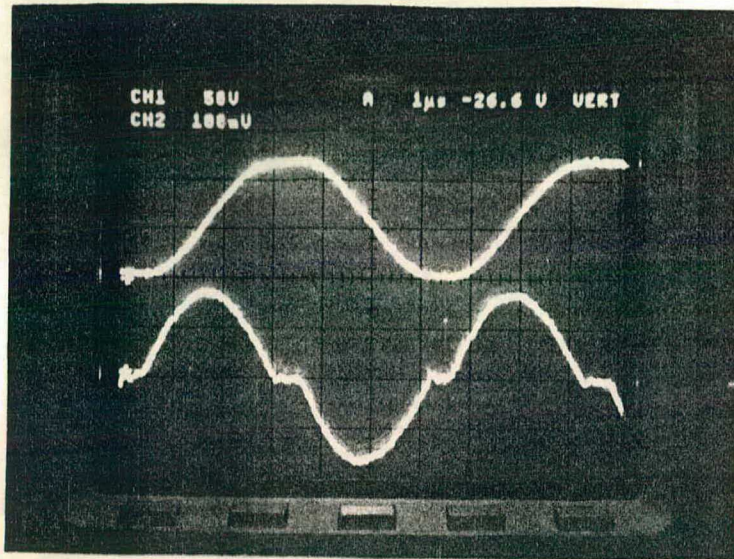
As fotografias aqui mostradas foram obtidas para o conversor com tensão de entrada igual a de projeto 120V e carga nominal.



$$VT_2 = 50V/div$$

$$IL = 2A/div$$

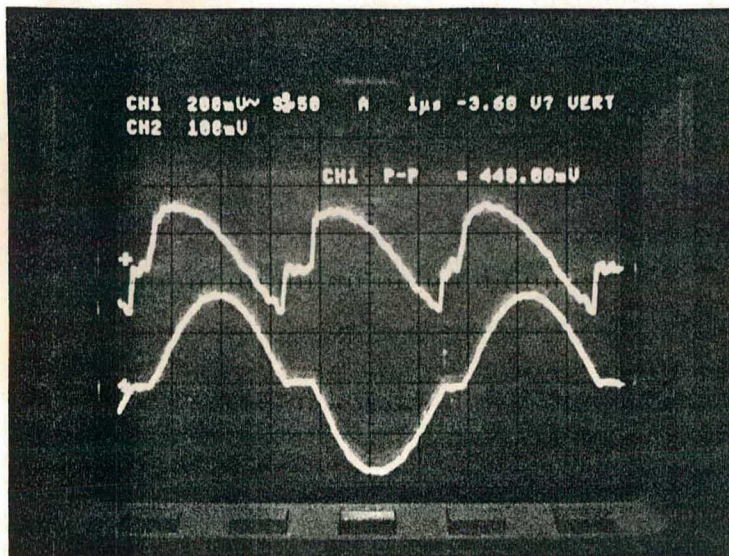
Figura 5.5 - Tensão no Transistor T_2 e Corrente no Indutor IL



$$V_{C1} = 50V/div$$

$$IL = 2A/div$$

Figura 5.6 - Tensão no Capacitor V_{C1} e Corrente de Indutor IL



$$V_{C2} = 200mV/div$$

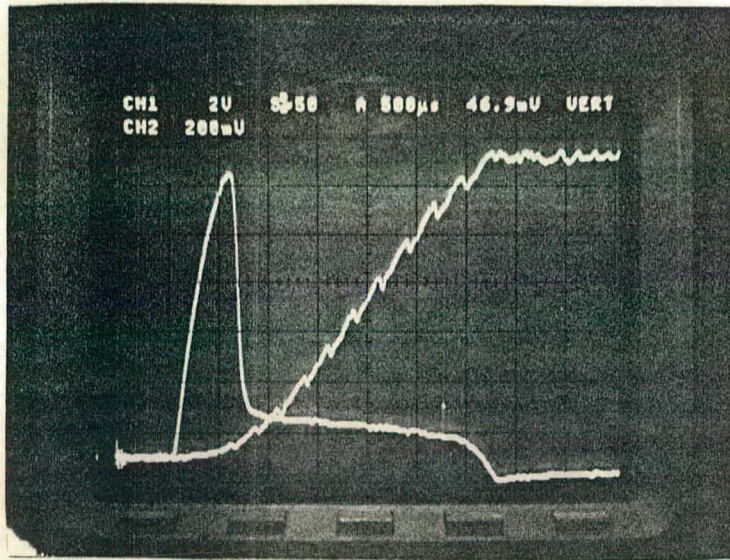
$$IL = 2A/div$$

Figura 5.7 - Variação de Tensão na Carga V_{C2} e Corrente no Indutor IL

Como pode-se ver na Figura 5.5 nos instantes de comutação da fonte não existe corrente nas chaves, que é a grande vantagem do conversor, ou seja, a perda de chaveamento que é o principal tipo de perda de uma chave em alta frequência é nula. Na Figura 5.6 em que estão fotografadas as duas principais grandezas do conversor a tensão no capacitor V_{C1} e corrente no indutor I_L , vê-se que as formas de onda não apresentam alta taxa de variação o que implica em baixa interferência em rádio frequência (RFI) e baixa interferência eletromagnética. Na Figura 5.7 tem-se a variação da tensão na carga V_C e a corrente I_L no indutor que é imposta a saída, onde verifica-se um dos problemas deste tipo de conversor que é alto ripple de corrente, que por sua vez provoca um grande ripple de tensão na resistência série equivalente (RSE) do capacitor de saída, o que dificulta bastante o cálculo do capacitor de saída.

5.3.2 - Comportamento Dinâmico

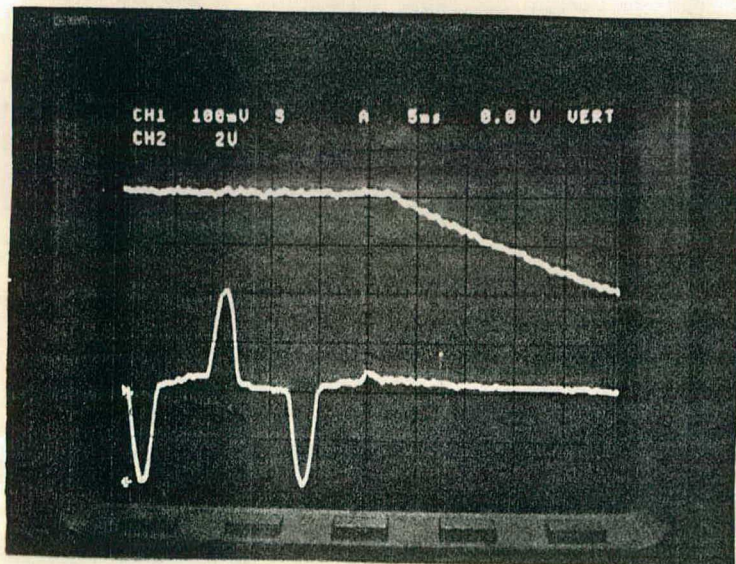
As fotografias aqui mostradas foram obtidas para o conversor com tensão de entrada igual a 120V e carga nominal, com exceção da do curto-circuito.



$$V_{C2} = 2V/div$$

$$I_{CE} = 4A/div$$

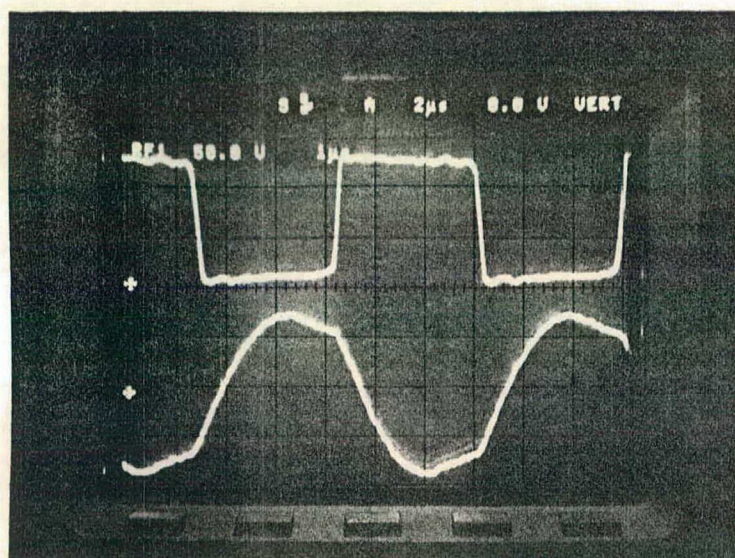
Figura 5.8 - Tensão no Capacitor de Saída V_{C2} e Corrente nos Capacitores da Fonte de Entrada I_{CE}



$$V_C = 2V/div$$

$$I_{CE} = 2A/div$$

Figura 5.9 - Tensão no Capacitor de Saída V_{C2} e Corrente nos Capacitores da Fonte de Entrada I_{CE}



$$V_{T_2} = 50\text{V/div}$$

$$I_L = 4\text{A/div}$$

Figura 5.10 - Tensão no Transistor T_2 e Corrente I_L no Indutor com a Carga em Curto-Circuito

Na Figura 5.8 tem-se a tensão na carga V_{C2} quando se liga a fonte, instante este que fica definido pela corrente inicial de carga dos capacitores de entrada I_{Ce} de onde se constata que o tempo de ligamento, que vai desde o instante em que se liga a fonte até que ela atinja 12V, é de 3,3 ms e não apresenta OVERSHOOT. Da Figura 5.9 tem-se a tensão de carga V_{C2} quando se desliga a fonte, instante que também é definido pela corrente de carga dos capacitores de entrada I_{Ce} , tempo este que vai desde o tempo em que se desliga a fonte até o instante em que tensão de saída começa a decrescer dos 12V, cujo valor é 7,5 ms. Na Figura 5.10 vê-se a fotografia do curto - circuito onde se têm a tensão V_{T_2} e a corrente no indutor I_L e constata-se que estas formas de onda são idênticas as simuladas.

O rendimento do conversor que foi medido é de

91,4% o que vem a confirmar o alto desempenho esperado deste conversor, e que junto com a redução de volume e peso são a sua principal vantagem.

5.4 - Conclusão

Os resultados das simulações estão rigorosamente de acordo com os experimentais, o que vem a confirmar o uso de simulação como uma indispensável ferramenta de análise e projeto, porque enriquece e qualifica o estudo analítico com formas de onda do conversor que são quase reais.

C A P Í T U L O VI

COMANDO E REGULACÃO DA FONTE6.1 - Introdução

Neste Capítulo será descrito o circuito de comando e seu funcionamento será visto detalhadamente, também se levantará um modelo da fonte para estudo da estabilidade com regulação da tensão de saída.

6.2 - Comando da Fonte

O fato de não existir no mercado circuitos integrados para comandar e controlar fontes ressonantes implica na necessidade de sintetizar comandos compactos no sentido de competir a nível de comando com as fontes convencionais, já que um comando demasiadamente volumoso pode inviabilizar comercialmente este tipo de conversor.

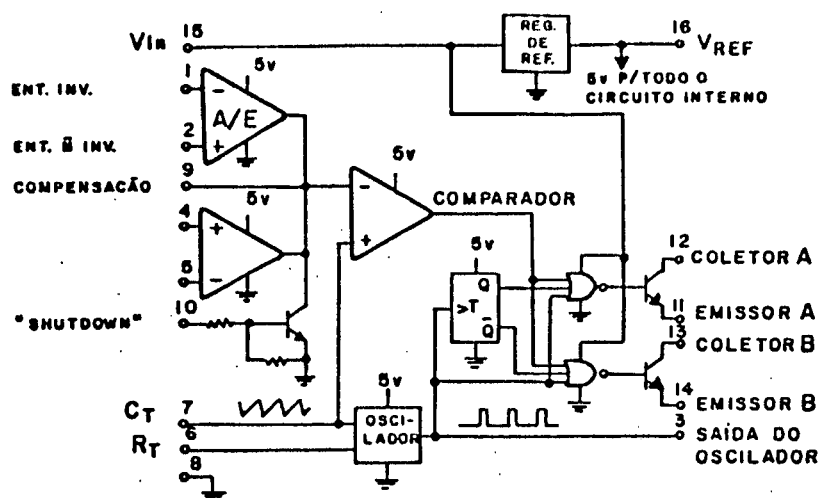
6.2.1 - Circuito de Comando

Figura 6.1 - Diagrama em Blocos do CI

O circuito integrado 3524 é a base do comando, e a partir dele com o auxílio de circuito externo é que se chega ao comando desejado. O comando pode ser dividido em duas partes fundamentais, a primeira é o integrado 3524 do qual se usa a lógica de chaveamento, a segunda parte é um circuito para tornar a frequência de chaveamento dos transistores de saída variável, pois é do princípio da fonte que a potência de saída da fonte seja diretamente proporcional a frequência.

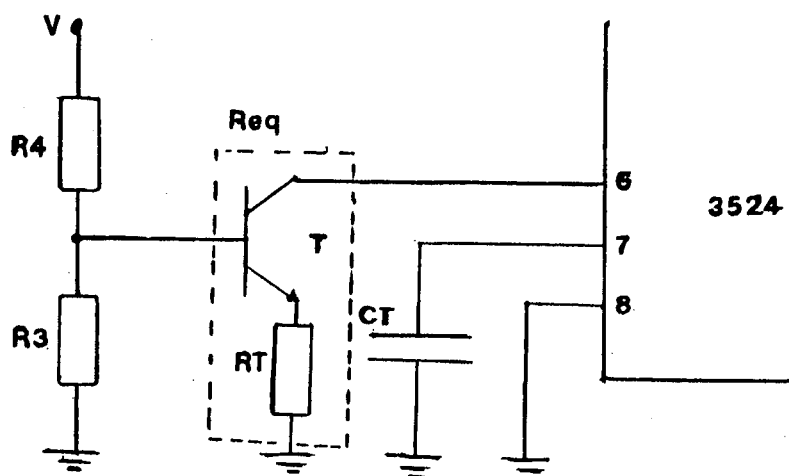
6.2.2 - Circuito de Variação de Freqüência

Figura 6.2 - Circuito para Controle da Freqüência

Do circuito tem-se que:

$$R_{eq} = \left[3,5 RT \frac{R_3 + R_4}{R_3} \right] \cdot \frac{1}{V} \quad (6.1)$$

Ou seja, através de V controla-se o valor do resistor no pino 6 do integrado.

Deve se ter o cuidado de que a tensão na base do transistor não seja maior que 3,5V, isto é feito com o divisor de tensão composto pelos resistores R_3 e R_4 . E sendo a freqüência de chaveamento no integrado inversamente proporcional ao resistor equivalente no pino 6, pode-se então através de V controlar a freqüência de chaveamento.

6.3 - Modelagem da Fonte

Nesta etapa deseja-se obter um modelo matemático que representa o conversor, a carga e um filtro capacitivo em paralelo com a mesma, modelo este ao qual será adicionado um regulador, e para a estrutura resultante se estudará a estabilidade.

6.3.1 - Corrente Média na Saída da Fonte

Como a corrente que este conversor fornece a saída trata-se de uma meia senóide com período TR fixo, onde a corrente média é proporcional a frequência com que esta ocorre.

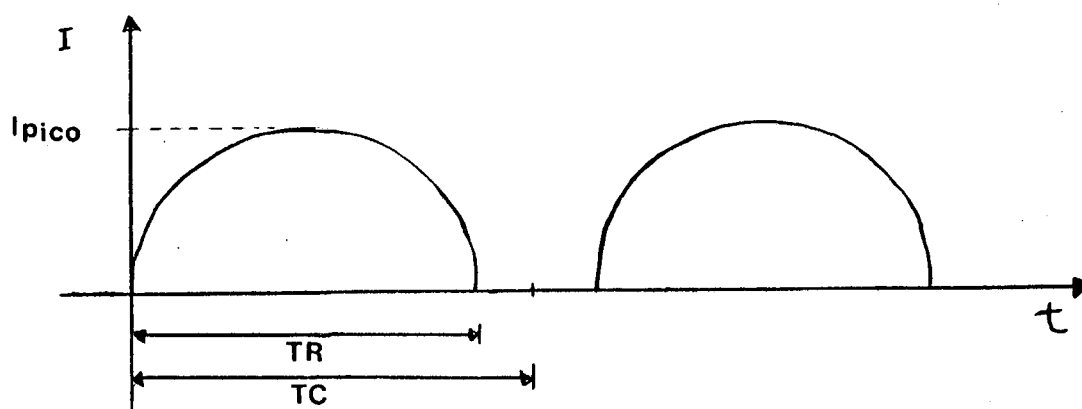


Figura 6.3 - Corrente da Saída da Fonte

$$I_{\text{med}} = \frac{1}{T_C} \int_0^{TR} I_{\text{pico}} \text{sen } \omega t \, dt \quad (6.2)$$

$$I_{\text{med}} = \frac{I_{\text{pico}}}{T_C \cdot \omega} [-\cos \omega t]_0^{TR} \quad (6.3)$$

$$I_{\text{med}} = \frac{2 \cdot I_{\text{pico}}}{T_C \cdot 2\pi f_R} \quad (6.4)$$

Sendo:

$$T_C = \frac{1}{2 f_C}$$

$$I_{\text{med}} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{\text{pico}} \cdot \frac{f_C}{f_R} \quad (6.5)$$

Sendo:

$$I_{\text{pico}} = \frac{\frac{V_{\text{in(min)}}}{2}}{\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}} \quad (6.6)$$

$$f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R \cdot C_R}} \quad (5.7)$$

E como a corrente está referida ao secundário do transformador de saída, tem-se:

$$I_{med} = 2 \cdot N \cdot \frac{\frac{V_{in(min)}}{2} \sqrt{\frac{C_R}{L_R}}}{\pi \cdot 2\pi \sqrt{L_R \cdot C_R}} \quad (6.8)$$

Onde:

$$N = \frac{N_1}{N_2}$$

$$I_{med} = 2 \cdot N \cdot V_{in} \cdot C_R \cdot f_C \quad (6.9)$$

A frequência de chaveamento dos interruptores é função do circuito de comando implementado.

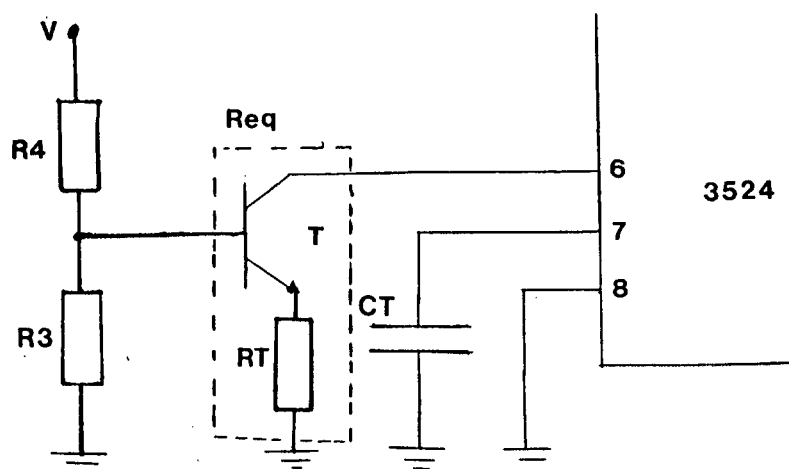


Figura 6.4 - Circuito do Resistor Equivalente

R_{eq} é o resistor equivalente resultante do circuito formado pelo transistor T_1 e o resistor RT e o seu valor é controlado pela tensão V .

Para o circuito integrado 3524 a frequência de chaveamento por chave é dada pela seguinte fórmula:

$$f_C = \frac{1,15}{2 \cdot R_{eq} \cdot CT} \quad (6.10)$$

Sendo:

$$R_{eq} = \frac{3,5}{I} \quad (6.11)$$

$$I = \frac{V'}{RT} \quad (6.12)$$

$$V' = V \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (6.13)$$

Substituindo (6.13) em (6.12), (6.12) em (6.11) e esta em (6.10) obtém-se:

$$I_{med} = \frac{0,329 \cdot N \cdot V_{in} \cdot C_R \cdot R_3}{RT \cdot CT \cdot (R_3 + R_4)} \cdot V \quad (6.14)$$

Reunindo-se as constantes tem-se:

$$\beta = \frac{0,329 \cdot N \cdot V_{in} \cdot C_R \cdot R_3}{RT \cdot CT \cdot (R_3 + R_4)} \quad (6.15)$$

$$I_{med} = \beta \cdot V$$

(6.16)

6.3.2 - Ganho Estático do Conversor

O modelo é simples trata-se de uma fonte de corrente alimentando uma carga RC, onde se tratará de levantar as equações diferenciais que possibilitem a análise dinâmica.

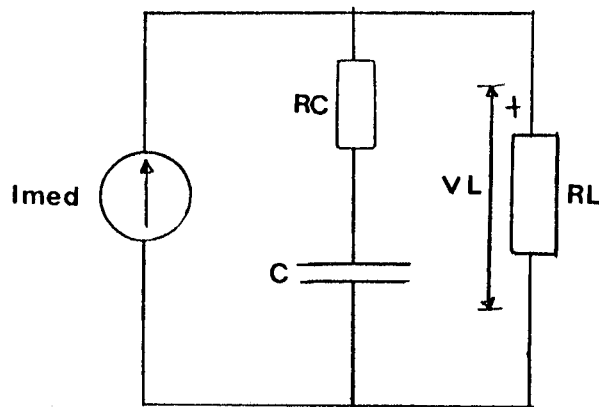


Figura 6.6 - Modelo Dinâmico da Fonte

Do modelo pode-se obter a equação diferencial do circuito.

$$I_{med} = \frac{V_L}{R_L} + C \frac{d}{dt} V_C \quad (6.17)$$

Sendo:

$$V_C = V_L - \left(I_{med} - \frac{V_L}{R_L} \right) R_C \quad (6.18)$$

Substituindo (6.17) em (6.16)

$$I_{\text{med}} = \frac{V_L}{R_L} + C \frac{d}{dt} \left[V_L - \left(I_{\text{med}} - \frac{V_L}{R_L} \right) R_C \right] \quad (6.19)$$

$$C \cdot \frac{d}{dt} V_L + C \cdot \frac{d}{dt} V_L + \frac{V_L}{R_L} = R_C \cdot C \frac{d}{dt} I_{\text{med}} + I_{\text{med}} \quad (6.20)$$

$$\left(R_L \cdot C \frac{d}{dt} V_L + R_C \cdot C \frac{d}{dt} V_L + V_L \right) \frac{1}{R_L} = R_C \cdot C \frac{d}{dt} I_{\text{med}} + I_{\text{med}} \quad (6.21)$$

Aplicando a transformada de Laplace, tem-se:

$$\left(R_L \cdot C \cdot sV_L + R_C \cdot C \cdot sV_L + V_L \right) \cdot \frac{1}{R_L} = R_C \cdot C \cdot s \cdot I_{\text{med}} + I_{\text{med}} \quad (6.22)$$

$$\left(sR_L C + sR_C C + 1 \right) V_L \cdot \frac{1}{R_L} = \left(sR_C C + 1 \right) I_{\text{med}} \quad (6.23)$$

$$\frac{V_L}{I_{\text{med}}} = R_L \cdot \frac{\left(sR_C C + 1 \right)}{\left(sR_L C + sR_C C + 1 \right)} \quad (6.24)$$

Substituindo (6.16) em (6.24)

$$\frac{V_L}{V} = \beta \cdot R_L \cdot \frac{(sR_C C + 1)}{(sR_L C + sR_C C + 1)} \quad (6.25)$$

6.4 - Regulação da Tensão

Neste item será modelada a malha de realimentação utilizando-se um circuito de compensação, e analisada a sua estabilidade com a variação de carga.

6.4.1 - Estabilidade do Conversor [6]

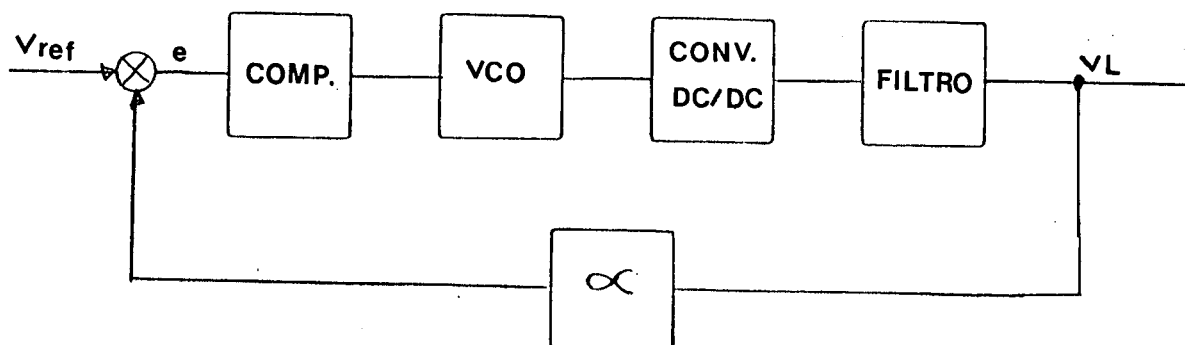


Figura 6.6 - Modelo para Análise de Estabilidade

Sendo o circuito de compensação o que mostra-se na Figura 6.7.

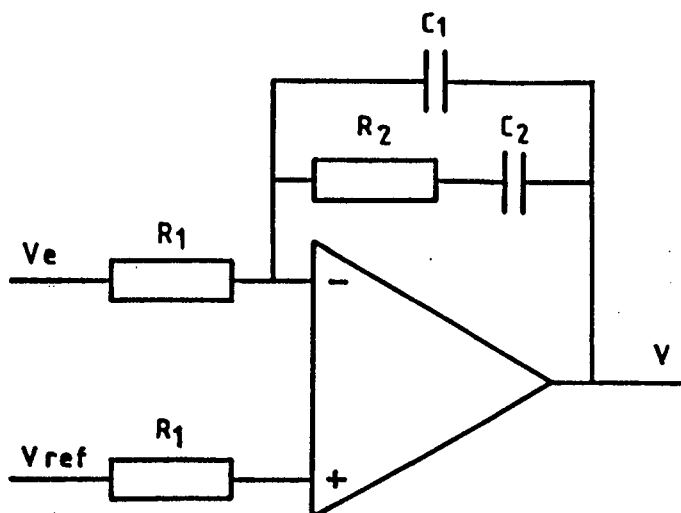


Figura 6.7 - Circuito de Compensação

A função de transferência do circuito de compensação é:

$$\frac{V}{V_e} = \frac{1 + s C_2 R_2}{s (C_1 + C_2) R_1 (1 + s \frac{C_1 C_2 R_2}{C_1 + C_2})} \quad (5.26)$$

O circuito de compensação está em série com o conversor, por isso se pode compensar cancelando-se o pólo e o zero da fonte.

Sendo:

$$C(s) = \alpha \cdot \frac{V}{V_e} \cdot \frac{V_L}{V} \quad (6.27)$$

Substituindo (6.25) e (6.26) em (6.27)

$$C(s) = \alpha \cdot \frac{(1 + s C_2 R_2)}{s (C_1 + C_2) R_1 (1 + s \frac{C_1 C_2 R_2}{C_1 + C_2})} \cdot \frac{\beta R_L (s R_C C + 1)}{[sC (R_L + R_C) + 1]} \quad (6.28)$$

Fazendo-se:

$$C_2 \cdot R_2 = C (R_C + R_{Lmin}) \quad (6.29)$$

$$\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot R_2 = C R_C \quad (6.30)$$

Tem-se:

$$C(s) = \frac{\alpha \cdot \beta \cdot R_L}{(C_1 + C_2) R_1} \cdot \frac{1}{s} \quad (6.31)$$

Sendo,

$$s = 2\pi F \quad (6.32)$$

e

$$\alpha = \frac{V_{ref}}{V_L} \quad (6.33)$$

e substituindo em 5.31, tem-se:

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V_{ref}}{V_L} \cdot \frac{\beta \cdot R_L}{(C_1 + C_2) \cdot R_1 \cdot C(s)} \quad (6.34)$$

Quando $C(s) = 1$ tem-se $f = F_C$ logo:

$$F_C = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V_{ref}}{V_L} \cdot \frac{B \cdot R_L}{(C_1 + C_2) \cdot R_1} \quad (6.35)$$

Para que não ocorra instabilidade devido a frequência de chaveamento tem-se que:

$$f_c \leq \frac{F_s}{5}$$

6.4.2 - Cálculo do Compensador

Tendo-se:

$$\beta = 0,826 \quad \alpha = 0,417 \quad F_{smin} = 20\text{KHz} \quad C = 2.000 \mu\text{F}$$

$$R_{Lmin} = 1,44\Omega \quad R_{Lmax} = 14,4\Omega \quad R_C = 0,05\Omega$$

$$R_2 = 470 \text{ K}\Omega$$

Obtem-se:

$$C_1 = 6,2 \text{ nF} \quad C_2 = 220 \text{ pF} \quad F_C = 37\text{KHz}$$

$$R_1 = 330\Omega$$

6.4.3 - Estabilidade no Plano de Bode

Na Figura 6.8 observa-se que o conversor é estável para as variações de R_L , mantendo na pior das situações uma margem de fase de 45°

6.5 - Conclusão

Apesar da complexidade matemática das equações que envolvem o cálculo das grandezas do conversor do ponto de vista da regulação, obteve-se um modelo simples e de fácil compensação. Assim como no comando onde se conseguiu também um circuito simples apenas adicionando alguns componentes baratos ao integrado 3524, mantendo-se praticamente o mesmo número de componentes e mesmo custo de um comando para o qual foi projetado este integrado.

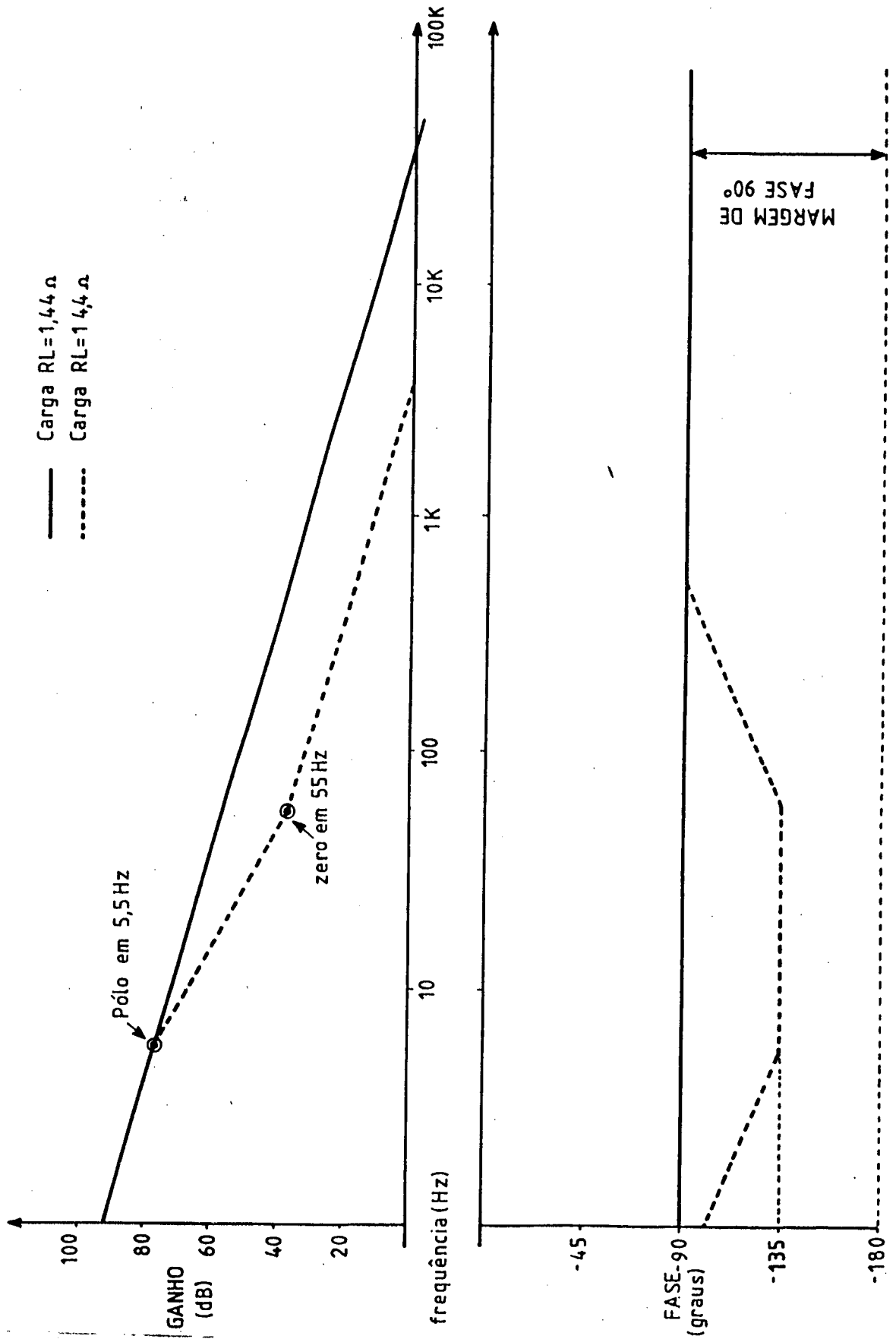


Figura 6.8: Curvas de Bode do Conversor

CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho de dissertação destaca-se como contribuição o estudo da regulação de um conversor à ressonância com cálculo e implementação de compensador, o projeto de transformador de uma fonte à ressonância e o desenvolvimento de circuitos de comando com poucos componentes e de baixo custo.

Como resultado obteve-se um conversor com limitação da corrente de curto circuito na carga, limitação de sobre-tensão na carga, melhor aproveitamento do transformador de saída (menor volume), rendimento de 91,4% (medido) e bom desempenho dinâmico.

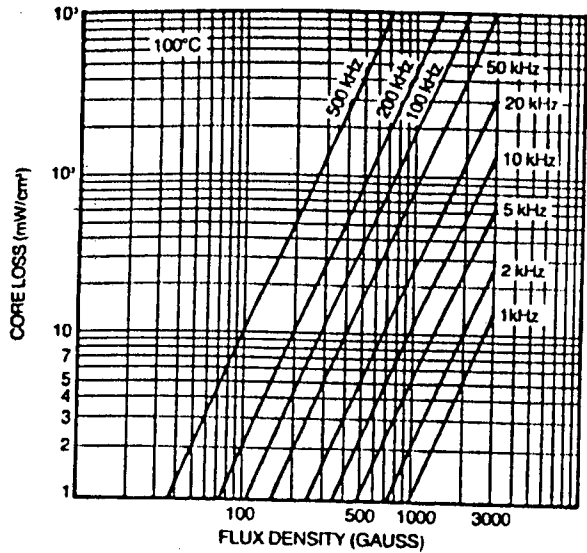
Entretanto possui a desvantagem de apresentar alta ondulação (ripple) de corrente na carga, implicando em usar um grande Capacitor de Filtragem para absorver esta ondulação e que possua uma baixa resistência série equivalente (RSE) para não provocar ondulação de tensão na saída.

Em termos de trabalhos futuros fica a sugestão do uso de um segundo estágio de Filtragem na saída e o uso do conversor ressonante paralelo, à fim de solucionar o problema da alta ondulação de corrente no filtro de saída, que é a principal desvantagem do conversor ressonante série.

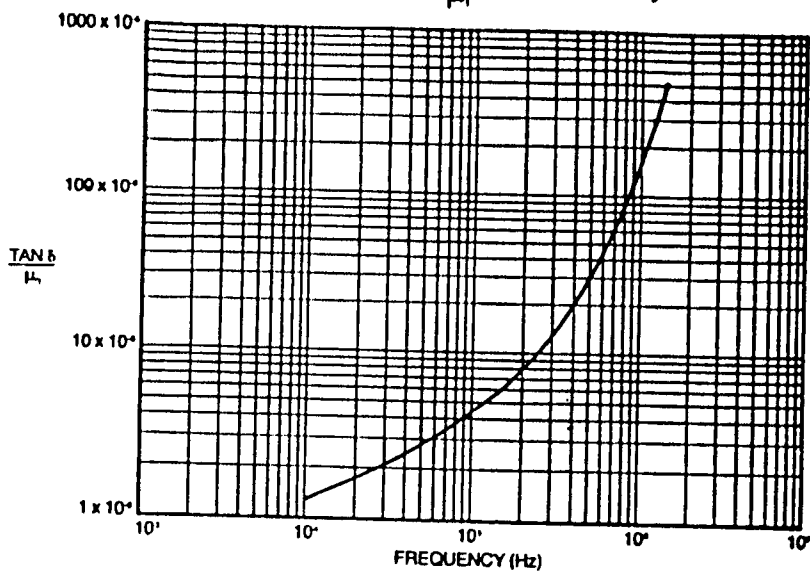
A P Ê N D I C E I

SERIES 3C6A FERRITE MATERIALS

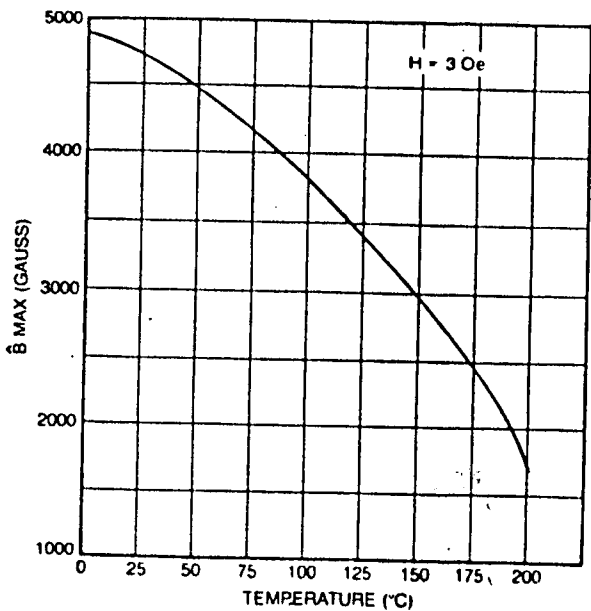
Core Loss vs. Flux Density



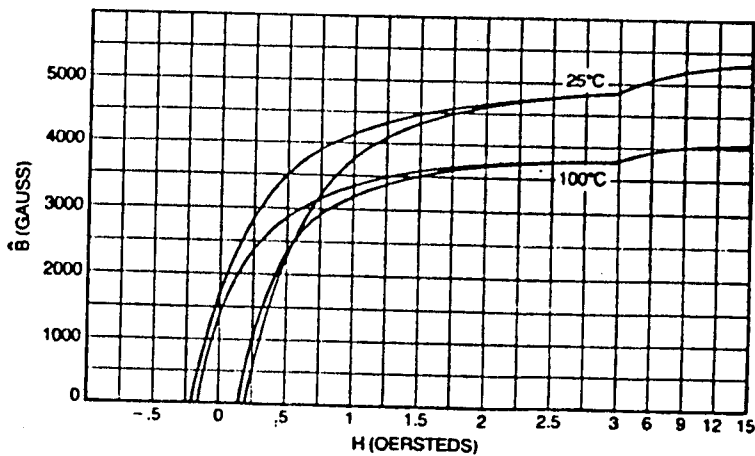
Loss Factor ($\frac{\tan \delta}{\mu_1}$) vs. Frequency



Flux Density (\hat{B}) vs. Temperature



Hysteresis Curve



A P Ê N D I C E I I

TABELA DE FIOS

AWG	DIÂMETRO cobre cm	ÁREA cobre cm ²	DIÂMETRO c/isol. cm	ÁREA c/isol. cm ²	OHMS/CM 20°C	OHMS/CM 100°C
10	.259	.052620	.273	.058572	.000033	.000044
11	.231	.041729	.244	.046738	.000041	.000055
12	.205	.033092	.218	.037309	.000052	.000070
13	.183	.026243	.195	.029793	.000066	.000088
14	.163	.020811	.174	.023800	.000083	.000111
15	.145	.016504	.156	.019021	.000104	.000140
16	.129	.013088	.139	.015207	.000132	.000176
17	.115	.010379	.124	.012164	.000166	.000222
18	.102	.008231	.111	.009735	.000209	.000280
19	.091	.006527	.100	.007794	.000264	.000353
20	.081	.005176	.089	.006244	.000333	.000445
21	.072	.004105	.080	.005004	.000420	.000561
22	.064	.003255	.071	.004013	.000530	.000708
23	.057	.002582	.064	.003221	.000668	.000892
24	.051	.002047	.057	.002588	.000842	.001125
25	.045	.001624	.051	.002078	.001062	.001419
26	.040	.001287	.046	.001671	.001339	.001789
27	.036	.001021	.041	.001344	.001689	.002256
28	.032	.000810	.037	.001083	.002129	.002845
29	.029	.000642	.033	.000872	.002685	.003587
30	.025	.000509	.030	.000704	.003386	.004523
31	.023	.000404	.027	.000568	.004269	.005704
32	.020	.000320	.024	.000459	.005384	.007192
33	.018	.000254	.022	.000371	.006789	.009070
34	.016	.000201	.020	.000300	.008560	.011437
35	.014	.000160	.018	.000243	.010795	.014422
36	.013	.000127	.016	.000197	.013612	.018186
37	.011	.000100	.014	.000160	.017165	.022932
38	.010	.000080	.013	.000130	.021644	.028917
39	.009	.000063	.012	.000106	.027293	.036464
40	.008	.000050	.010	.000086	.034417	.045981
41	.007	.000040	.009	.000070	.043399	.057982

A P Ê N D I C E I I I

TABELAS DE NÚCLEOS

TIPO	DESIGNAÇÃO	AN (cm ²)	AS (cm ²)	P _e (cm)	CEM (cm)	V _e (cm ³)	A _j (cm ²)
EE	20/10/5	0,312	28,6	4,28	3,8	1,34	0,26
	30/15/7	0,60	34,8	6,7	5,6	4,00	0,8
	30/15/14	1,2	43,2	6,7	6,7	8,0	0,85
	42/21/15	1,81	89,1	9,7	9,3	17,1	1,57
	55/21/20	3,54	150,0	12,0	11,6	42,5	2,5

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- |01| BARBI, I. - Eletrônica de Potência II, Publicação Interna, UFSC, 1981.
- |02| CHRYSSIS, G. - High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design, McGraw-Hill, 1984.
- |03| DAVIES, J.; SIMPSON, P. - Induction Heating Hand Book, McGraw-Hill, 1979.
- |04| ICOTRON - Catálogo Geral de Componentes Eletrônicos.
- |05| International Rectifier. Hexfet Data Book, Power Mosfet Application and Product Data, 1981.
- |06| MELLO, L.F.P. - Projeto de Fontes Chaveadas, Livros Érica Editora LTDA., 1987.
- |07| MOTOROLA, Power Mosfet Transistor Data Motorola Inc., 1984.
- |08| PATEL, R. & ADAIR, R. - High Frequency Série Ressonant Power Supply - Design Review, Unitrode Applications Hand-Book, 1985/86.
- |09| PERIN, A.J. & RAIZER, A. - Manual de Utilização do Programa

SACEC (Simulação de Conversores Estáticos por Computador) e do Programa DES (Desenho), Publicação Interna, UFSC, 1985.

- |10| SCHRAMM, D.S. - Estudo de uma Fonte Chaveada à Ressonância. Dissertação de Mestrado em Eletrônica, UFSC, 1985.
- |11| SIEMENS, SIPMOS Componentes, Data Book, 1987-88.
- |12| UNITRODE, Semicondutor Data Book, 1985-86.