

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

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR FORWARD
SIMÉTRICO PWM ZVS

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

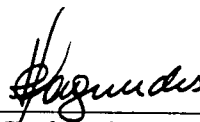
CLÁUDIO MANOEL DA CUNHA DUARTE

FLORIANÓPOLIS, JULHO DE 1993

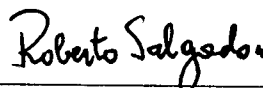
**ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR FORWARD
SIMÉTRICO PWM ZVS**

CLÁUDIO MANOEL DA CUNHA DUARTE

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA
OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA,
ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA
FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

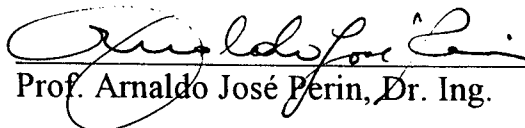


Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
Orientador

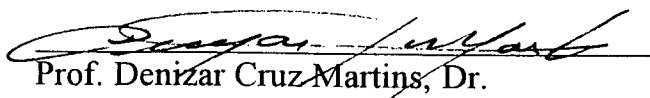


Prof. Roberto de Souza Salgado, PhD
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

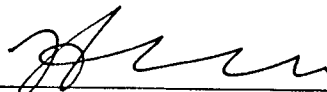
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

**A meus Pais
Volni e Geny**

A minha esposa Jussara.

**Aos meus filhos Bruno e
Bernardo, que nasceram durante o
período de realização deste
trabalho.**

A minha querida Marina.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. João Carlos Fagundes, pela interessada e competente orientação.

Ao Prof. Ivo Barbi pela segura e objetiva co-orientação.

Aos funcionários e chefia do LAMEP, pela atenção e presteza dispensadas.

Aos membros da banca examinadora, pelos comentários e sugestões.

Aos meus colegas de curso pelo companheirismo.

Aos meus colegas do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Católica de Pelotas pelo apoio.

À Universidade Católica de Pelotas pelo firme e constante apoio à realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Catarina e à CAPES, pelo apoio financeiro.

Aos meus pais e irmãos, pelo estímulo que sempre demonstraram.

A minha esposa pelo companheirismo, compreensão e constante apoio.

Ao trabalhador brasileiro, pelo financiamento desta pesquisa.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	ix
RESUMO	xii
ABSTRACT	xiii
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO I - CONVERSORES FORWARD COM COMUTAÇÃO	
ZVS	5
1.1 - INTRODUÇÃO	5
1.2 - CONVERSOR FORWARD CONVENCIONAL	5
1.3 - CONVERSORES FORWARD COM COMUTAÇÃO ZVS	9
1.3.1 - Conversor Forward Multi-Ressonante ZVS	9
1.3.2 - Conversor Forward Multi-Ressonante ZVS com Frequência Constante	11
1.3.3 - Conversor Forward ZVS que Utiliza a Magnetizante do Transformador como Elemento Ressonante	15
1.3.4 - Conversor Forward PWM Auto-Excitado com Transição ZVS Utilizando Núcleo Saturável no Transformador de Isolamento	17
1.3.5 - Conversor Forward ZVS com Indutor de Núcleo Saturável para Reduzir a Corrente Ressonante	21

1.4 - CONCLUSÕES	25
CAPÍTULO II - CONVERSOR FORWARD SIMÉTRICO	26
2.1 - INTRODUÇÃO	26
2.2 - ANÁLISE MATEMÁTICA DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	28
2.3 - VALORES MÉDIOS, MÁXIMOS E EFICAZES NOS INTERRUPTORES	31
2.4 - CARACTERÍSTICA EXTERNA	33
2.5 - CONCLUSÕES	34
CAPÍTULO III - RECUPERAÇÃO REVERSA NOS DIODOS	36
3.1 - INTRODUÇÃO	36
3.2 - ANÁLISE DA RECUPERAÇÃO REVERSA NOS DIODOS	36
3.3 - DETERMINAÇÃO DO TEMPO DE DURAÇÃO DE PORTADORES	44
3.4 - CONCLUSÕES	47
CAPÍTULO IV - CONVERSOR FORWARD SIMÉTRICO PWM ZVS	49
4.1 - INTRODUÇÃO	49
4.2 - ANÁLISE MATEMÁTICA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO	50
4.3 - VALORES MÁXIMOS, MÉDIOS E EFICAZES NOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS	64
4.3.1 - Interruptor S_1	64
4.3.2 - Interruptor S_2	64
4.3.3 - Diodo D_1	65
4.3.4 - Diodo D_2	66

4.4 - CARACTERÍSTICA EXTERNA	66
4.5 - CONCLUSÕES	68
CAPÍTULO V - METODOLOGIA DE PROJETO E RESULTADOS E RE-	
SULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR FORWARD SI-	
MÉTRICO PWM ZVS	70
5.1 - INTRODUÇÃO	70
5.2 - PROCEDIMENTO DE PROJETO	71
5.3 - EXEMPLO DE PROJETO	73
5.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	74
5.5 - CONCLUSÕES	80
CONCLUSÃO GERAL	81
ANEXO 01	83
ANEXO 02	85
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	88

SIMBOLOGIA

a	- Inclinação da corrente de recuperação reversa
C_1, C_2, C_s e C_D	- Capacitâncias de ressonância
\bar{C}	- Capacitância média da camada de depleção
D_1 e D_2	- Diodos principais do conversor forward simétrico
D_f	- Diodo forward
D_{fw}	- Diodo de roda livre
D_c	- Razão cíclica
D_{c1} e D_{c2}	- Razões cíclicas dos interruptores S_1 e S_2
D_{cef}	- Razão cíclica efetiva
E	- Fonte de tensão constante
f_0	- Frequência de ressonância
f_s	- Frequência de chaveamento
I_o	- Corrente de saída
I_s	- Corrente no interruptor S
I_L	- Corrente na indutância L
I_{Lr}	- Corrente na indutância ressonante
I_m	- Corrente de magnetização do transformador
I_{pr}	- Corrente no primário do transformador
I_{med}	- Corrente média
I_{ef}	- Corrente eficaz
$I_{máx}$	- Corrente máxima
\bar{I}	- Corrente normalizada
I_F	- Corrente direta no diodo

I_R	- Corrente reversa máxima
L_1 e L_2	- Indutâncias de dispersão do primário e do secundário
L_m	- Indutância de magnetização do transformador
L_r	- Indutância ressonante
L_f	- Indutância do filtro de saída
SL	- Indutor não linear
N_1, N_2 e N_3	- Número de espiras do primário, secundário e do terciário
n_p	- Concentração de elétrons na região-p
$n_p(0)$	- Concentração de elétrons na região-p, no limite da camada de depleção
\bar{n}_p	- Concentração de elétrons na região-p, na situação de equilíbrio
q_e	- Ganho estático
q	- Carga do elétron
$Q(t)$	- Excesso de carga elétrica armazenada na junção em função de t
R_L	- Resistência de carga
S	- Interruptor comandado
S_F	- Fator de suavidade do diodo
t	- Tempo
t_s	- Tempo de estocagem
T	- Período de chaveamento
T_{RR}	- Tempo de recuperação reversa
t_f	- Tempo de queda da corrente reversa
V_s	- Tensão no interruptor S
V_{CD}	- Tensão na capacitância C_D
V_D	- Tensão no diodo D
V_G	- Tensão de gate

\bar{V}	- Tensão normalizada
$V_{\text{máx}}$	- Tensão máxima
V_{Dfw}	- Tensão no diodo de roda livre
V_f	- Queda de tensão direta no diodo
V_{REV}	- Tensão reversa
W	- Largura da região-p
x	- Distância
Z_0	- Impedância característica
τ	- Tempo de duração de elétrons
τ_f	- Tempo de duração de elétrons em sentido direto
τ_r	- Tempo de duração de elétrons em sentido reverso
ϕ	- Fluxo magnético
ω_0	- frequência angular de ressonância

RESUMO

Neste trabalho é proposto um novo conversor Forward Simétrico com comutação não dissipativa (ZVS) nos interruptores comandados e modulação por largura de pulso (PWM). O mecanismo de comutação ZVS é implementado através da utilização da característica de recuperação reversa dos diodos principais.

Os princípios teóricos que descrevem esta característica dos diodos são apresentados, e uma análise quantitativa do conversor, bem como uma metodologia de projeto são desenvolvidas. Os resultados teóricos são validados experimentalmente, através de ensaios obtidos em um protótipo.

ABSTRACT

This study proposed a new converter forward symmetrical with non-dissipative commutation (ZVS) in the driven switches and Pulse Width Modulation (PWM). The mechanism of ZVS commutation is implemented through the utilization of the characteristic reverse recuperation of the main diodes.

The theoretical principles that describe this characteristic of the diodes are presented and a quantitative analysis of the converter, as well as a methodology of the project is developed. The theoretical results are experimentally validated with the implementation of a prototype.

INTRODUÇÃO GERAL

Desde que a conversão de energia no modo chaveado foi introduzida, tem-se realizado um esforço contínuo para aumentar a frequência de chaveamento. Altas frequências de chaveamento permitem a redução do tamanho do transformador de potência e da energia armazenada nos componentes reativos usados nos conversores, resultando em alta densidade de potência nos equipamentos. A resposta dinâmica também pode se tornar mais rápida, para melhorar a qualidade da energia entregue à carga. Atualmente a maior parte dos conversores chaveados dc-dc utilizam a técnica de modulação por largura de pulso (PWM). A técnica PWM tem sido largamente utilizada por causa da sua simplicidade, alta eficiência de conversão e características de controle simples. Além disso, vários circuitos de controle são disponíveis para facilitar o desempenho e otimizar custos.

Numerosos esforços são realizados para operar os conversores PWM com altas frequências de chaveamento, acima de 1 MHz [16]. Os maiores problemas encontrados são as perdas na comutação e as oscilações indesejáveis causadas pelas reatâncias parasitas do estágio de potência. As principais reatâncias parasitas são associadas aos semicondutores, além disso, as capacitâncias dos enrolamentos do transformador de potência podem ser um problema considerável. A principal indutância parasita do circuito de potência do conversor é usualmente a de dispersão do transformador.

Uma variedade de circuitos de ajuda à comutação (snubbers) [17] tem sido propostos para suprimir as oscilações e reduzir o stress de tensão nos interruptores. Os snubbers RC e RCD são simples, mas resultam em dissipação da energia armazenada na indutância de dispersão. Snubbers LC ou regenerativos [18] são utilizados para devolver esta energia. A desvantagem do snubber LC é sua relativa complexidade. Além disso os componentes do snubber introduzem novas reatâncias parasitas que podem resultar em

oscilações parasitas adicionais. Também, a frequência de chaveamento dos conversores PWM é limitada pelos tempos finitos requeridos para carregar e descarregar os componentes do snubber.

Como a energia armazenada nas reatâncias parasitas durante cada período de chaveamento é constante para um dado conjunto de dispositivos e em condições de operação fixadas (tensão, corrente e níveis de potência), a energia resultante dissipada cresce proporcionalmente à frequência de chaveamento. Conseqüentemente, os conversores PWM não podem operar eficientemente com elevados níveis de frequência.

Diferentes técnicas de conversão de potência tem sido propostas para amenizar o efeito negativo das reatâncias parasitas e melhorar as condições de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Cada uma destas técnicas reduz as perdas na comutação por fazer o dispositivo comutar sob corrente ou tensão nula (ZCS ou ZVS). As diversas topologias de conversores resultantes destas estratégias de chaveamento são classificadas como "Conversores Ressonantes", porque a maioria delas requer algum tipo de ressonância LC. De uma forma geral os conversores dc-dc ressonantes podem ser classificados da seguinte forma:

Conversores Ressonantes (Convencionais)	ZCS ou ZVS
Conversores Quase-Ressonantes	ZCS ou ZVS
Conversores Multi-Ressonantes (MRCs)	ZCS ou ZVS
Conversores PWM Com Comutação Suave	ZCS ou ZVS

Onde , ZCS : Zero-Current Switching (comutação com corrente nula)

ZVS : Zero-Voltage Switching (comutação com tensão nula)

A primeira categoria representa os conversores ressonantes convencionais, freqüentemente referidos como Conversor Série Ressonante (SRC) [19-22], Conversor Paralelo Ressonante (PRC) [23] e outras derivações [24-26]. Os conversores ressonantes

são geralmente controlados pela variação da frequência de chaveamento, técnica esta denominada de modulação em frequência (FM). Se um PRC ou SRC operar com uma frequência de chaveamento abaixo da frequência de ressonância, todos os interruptores de potência podem ser naturalmente comutados (ZCS). Se um PRC ou SRC operar com uma frequência de chaveamento abaixo da metade da frequência de ressonância, os interruptores de potência entram em condução com corrente nula. Entretanto, se um PRC ou SRC operar com uma frequência de chaveamento acima da frequência de ressonância, todos os interruptores de potência entrarão em condução com tensão nula mas bloquearão com corrente diferente de zero.

A segunda categoria composta pela família de Conversores Quase-Ressonantes (QRCs) [27-30], pode ser considerada como um híbrido dos circuitos dos Conversores PWM Convencionais e dos Ressonantes. Enquanto que o princípio fundamental da conversão de energia é igual ao dos conversores PWM, um circuito ressonante é empregado para fazer com que as formas de onda da tensão e corrente nos interruptores passe naturalmente por zero nos instantes de comutação. Os QRCs são mais adequados para operação em alta frequência, na ordem de megahertz, devido à redução das perdas por comutação e stress nos interruptores. Utilizando-se elementos ressonantes, entretanto, introduz-se energia adicional de circulação nos circuitos dos conversores. Invariavelmente esta energia fará com que cresça o stress de tensão ou corrente nos dispositivos, resultando freqüentemente em um acréscimo das perdas em condução. A característica de não absorção de todos os elementos parasitas essenciais, geralmente causa indesejáveis ruídos e oscilações. Isto pode se tornar grave em alta frequência.

A terceira categoria é formada pela família de Conversores Multi-Ressonantes (MRCs) [4,5,31]. Estes conversores foram desenvolvidos para melhorar a característica de absorção dos elementos parasitas dos Quase-Ressonantes. Os MRCs podem ser implementados com comutação ZCS ou ZVS. A família de ZVS-MRC é mais adequada para operação em altas frequências. Empregando a técnica multi-ressonante ZVS, todos os semicondutores do conversor podem operar sob condições de comutação

ZVS. A indutância de dispersão e de magnetização do transformador, e outros importantes elementos parasitas podem ser facilmente absorvidos na operação normal do circuito. Os MRCs são adequados para altíssimas frequências de chaveamento (acima de 1 MHz) e podem operar desde à vazio até a plena carga. A maior desvantagem poderá ocorrer quando eles operarem sobre larga faixa de variação de tensão de entrada.

A última categoria, chamada de Conversores PWM Com Comutação Suave [8,9,11,12,32,33,34], tem como objetivo comum utilizar alguma forma de técnica ressonante para suavizar as características de chaveamento dos semicondutores de potência. Quando a transição é concluída, o conversor retorna ao familiar modo de operação PWM, de tal forma que a energia reativa circulante possa ser minimizada em relação aos outros conversores ressonantes. Em princípio, este tipo de conversor é o que possui características mais desejáveis, isto é, menores perdas na comutação e menores perdas em condução. Entretanto, deve-se observar que a característica de comutação suave não pode ser implementada em um conversor PWM sem nenhuma penalidade. Ainda que a energia reativa circulante no conversor possa ser reduzida com esta técnica, sua presença não é insignificante e não pode ser desprezada. Várias técnicas para implementar comutação suave em conversores PWM são citadas na literatura, e têm mostrado que esta classe de conversores se torna muito atrativa para aplicações em médias e altas potências, ainda que muitas vezes sejam utilizados para aplicações de baixas potências, onde eficiência e densidade de potência são fatores importantes.

Neste trabalho é descrito o desenvolvimento de um conversor com comutação suave, técnica ZVS e modulação PWM. A topologia sob a qual o mecanismo de comutação suave é implementado, é uma variante do Conversor Forward PWM Convencional.

CAPÍTULO I

CONVERSORES FORWARD COM COMUTAÇÃO

ZVS

1.1 INTRODUÇÃO

Para melhor situar o problema do desenvolvimento de um Conversor Forward Simétrico com Comutação não Dissipativa, este capítulo apresenta as principais características do Conversor Forward Convencional juntamente com as soluções encontradas na literatura para criar o mecanismo de comutação não dissipativa com tensão nula.

1.2 CONVERSOR FORWARD CONVENCIONAL

A topologia forward da fig.1.1 é, provavelmente, a topologia mais utilizada para potências de saída entre 150W e 200W, quando a tensão máxima de entrada dc está na faixa de 60 a 200V. Abaixo de 60V, a corrente requerida do primário torna-se muito alta. Acima de 250V o transistor de potência sofre alto stress de tensão. Acima de 200W, para qualquer entrada CC, a corrente de entrada requerida torna-se também muito alta.

Esta topologia é derivada do circuito Push-Pull, onde um dos transistores é trocado pelo diodo D_r , porém não sofre do seu maior problema que é o

desbalanceamento de fluxo. Como ela tem um transistor ao invés de dois, comparada com o Push-Pull, é mais econômica e requer menor espaço.

É interessante observar que, nesta topologia a potência flui para a carga quando o transistor de potência está em condução, daí o termo Conversor Forward. Os conversores Push-Pull e Buck também entregam energia para a carga quando os transistores de potência estão conduzindo, e também são do tipo Forward. Em contraste, os conversores Boost e Flyback armazenam energia no indutor ou primário do transformador quando o transistor de potência está conduzindo, e entregam à carga quando o transistor está bloqueado. Os conversores que armazenam energia podem operar tanto no modo contínuo quanto descontínuo. Eles são fundamentalmente diferentes dos conversores Forward.

A topologia Forward pode, também, ser derivada do conversor fundamental Buck, adicionando-se a este um transformador e um diodo forward. Neste transformador deve ser previsto um mecanismo de "reset" para o núcleo, ou seja, um circuito auxiliar para desmagnetizar o núcleo do transformador a cada período de chaveamento.

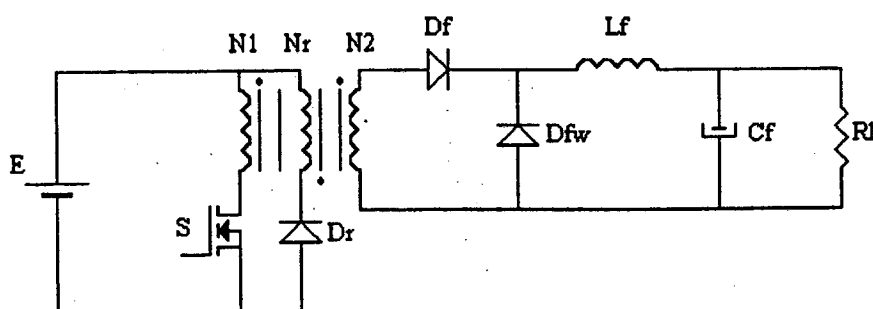
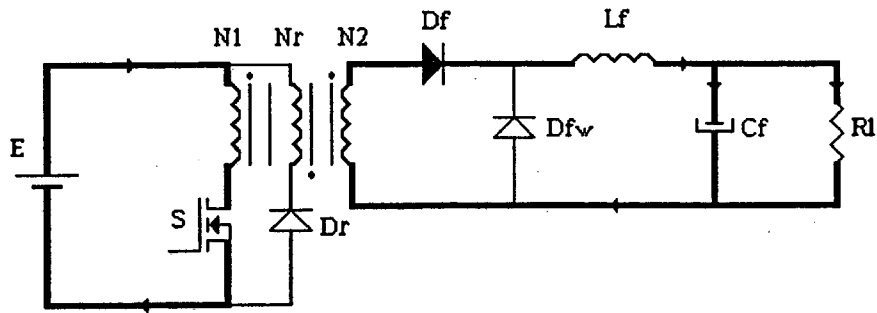


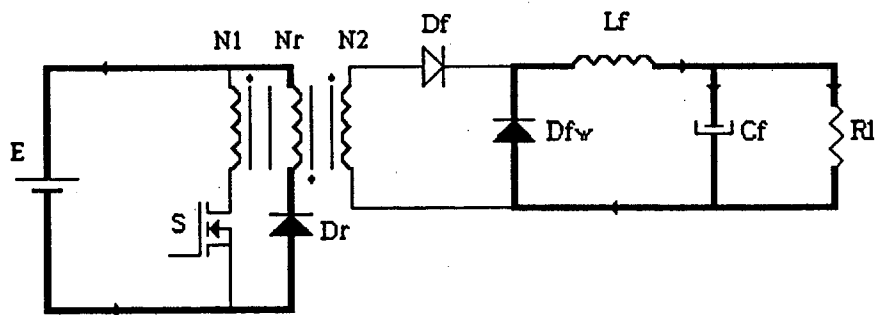
Fig. 1.1 - Conversor Forward Convencional

Nas figuras 1.2 e 1.3, são apresentadas respectivamente as seqüências de funcionamento e as principais formas de onda idealizadas. Três estágios topológicos são identificados:

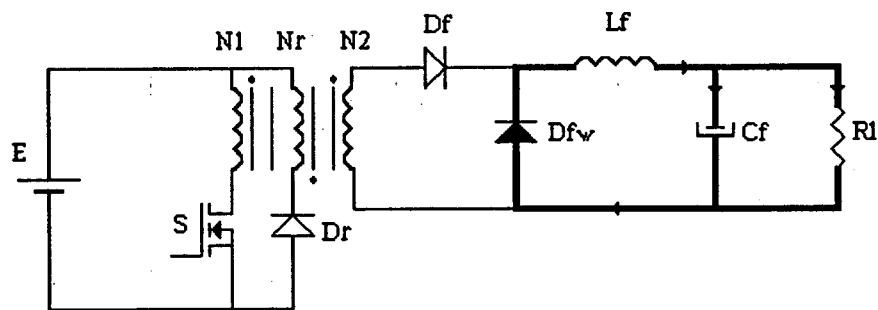
- transferência de energia para a carga (transistor conduzindo);
- desmagnetização do núcleo do transformador (transistor bloqueado);
- roda livre da carga (transistor bloqueado).



a. transferência de energia para a carga



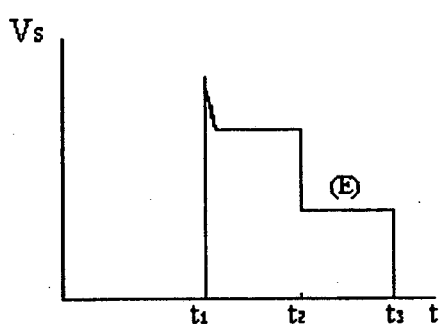
b. $[t1, t2]$: desmagnetização do transformador



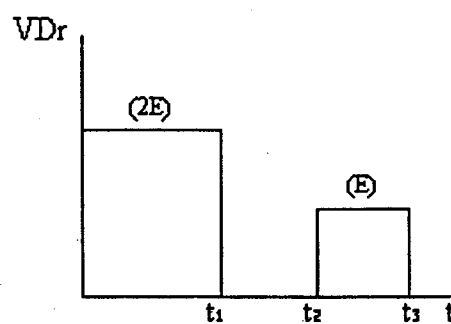
c. $[t2, t3]$: roda livre da carga

Fig. 1.2 - Sequências de Funcionamento

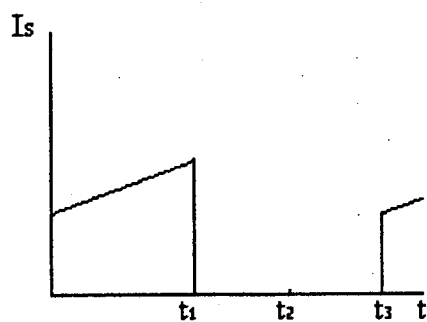
O conversor Forward da Fig. 1.1, tem se mostrado adequado à implementações de comutação não dissipativa, tanto é que várias publicações são encontradas na literatura. Desta forma, serão destacadas neste trabalho, apenas àquelas que apresentam mecanismo de comutação ZVS, ou seja comutação sob tensão nula, em função de ser este tipo de comutação o mais desejável.



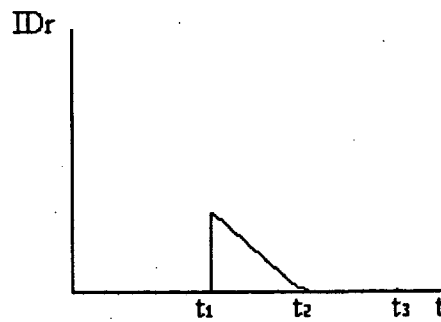
a. Tensão no interruptor S



b. Tensão no diodo Dr



c. Corrente no interruptor S



d. Corrente no diodo Dr

Fig. 1.3 - Principais Formas de Onda do Conversor Forward

1.3 CONVERSORES FORWARD COM COMUTAÇÃO ZVS

1.3.1 Conversor Forward Multi-Ressonante ZVS (ZVS-MRC)

Este conversor utiliza todas as reatâncias parasitas mais significativas do circuito de potência, incluindo a indutância de dispersão do transformador e as capacitâncias de junção de todos os semicondutores. Ele utiliza a técnica multi-ressonante [4] e é derivado do conversor Buck ZVS-MRC. É obtida comutação ZVS tanto no transistor de potência quanto no diodo retificador utilizando a indutância de dispersão no circuito ressonante. A operação multi-ressonante permite a regulação da tensão de saída, à frequência variável, de zero a 100% da variação de carga e possui um mecanismo integral de "reset" do transformador. A figura 1.4 mostra o circuito elétrico deste conversor.

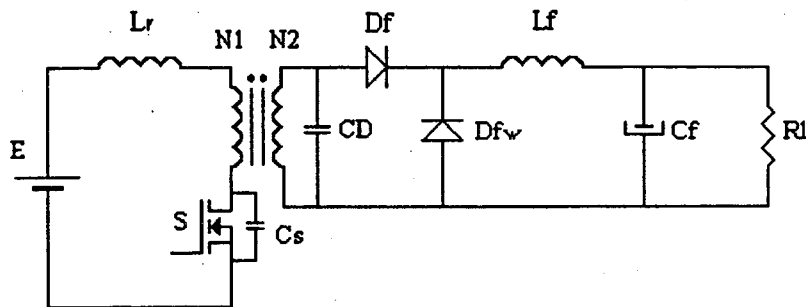


Fig. 1.4 - Conversor Forward ZVS-MRC

O conversor Forward ZVS-MRC pode apresentar três seqüências de estágios topológicos, chamados de modos de operação. A figura 1.5 mostra uma das seqüências de funcionamento e a figura 1.6 as principais formas de onda idealizadas. O interruptor S é comandado para entrar em condução em $t=t_0$ com $V_s=0$ e $V_{CD}<0$. A ressonância da indutância L_r com a capacitância C_D causa o crescimento de i_{L_r} . As correntes combinadas das indutâncias ressonante e magnetizante fazem com que V_{CD} se anule, causando a entrada em condução de Df e o bloqueio de Dfw.

Durante a segunda etapa, o interruptor S continua conduzindo. O circuito ressonante é formado por L_r e C_D , mas a taxa de crescimento de V_D é reduzida, porque parte da corrente ressonante circula pela carga, este estágio termina quando o interruptor S é bloqueado.

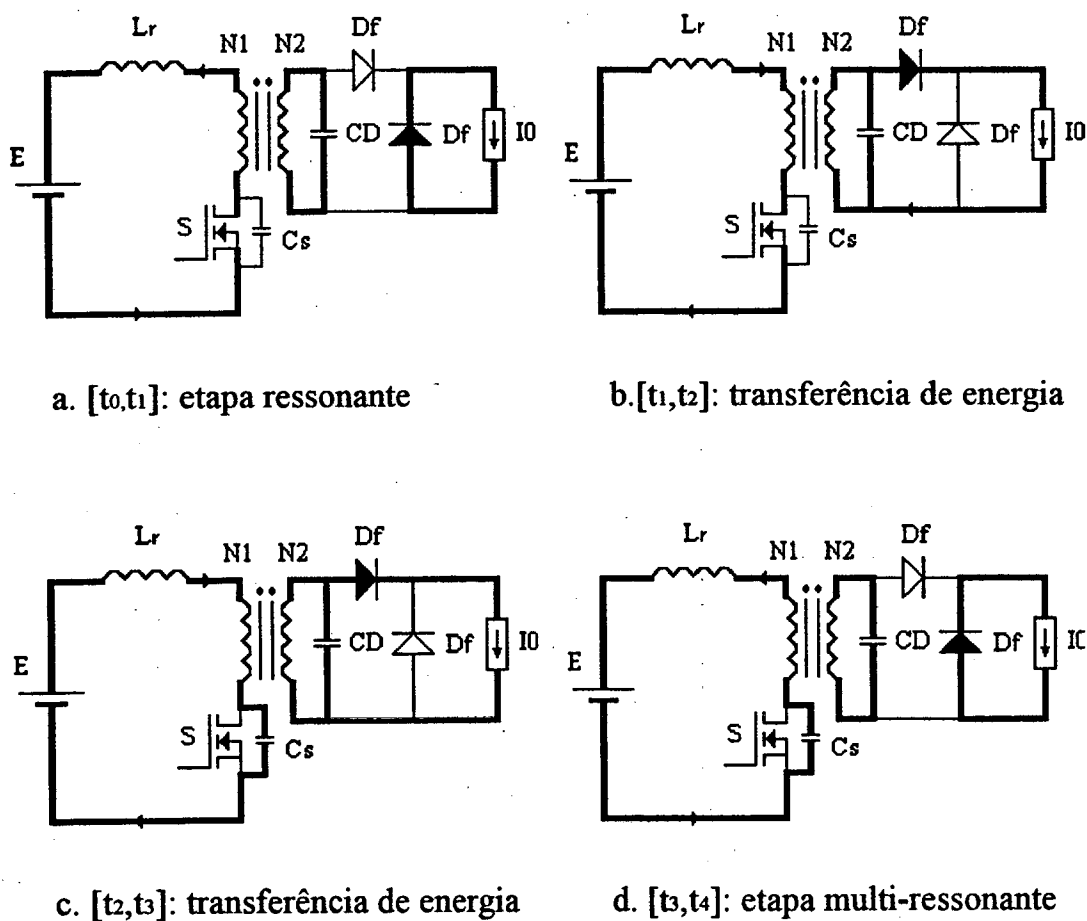


Fig. 1.5 - Sequências de funcionamento do conversor Forward ZVS-MRC

Após o bloqueio do transistor, o circuito ressonante fica sendo formado por todos os três componentes reativos. Durante este modo V_s atinge seu valor de pico. A tensão V_{CD} , no secundário cai a zero bloqueando D_f e fazendo D_{fw} conduzir em t_3 .

Durante o quarto estágio a tensão no interruptor S cai a zero. O ciclo é completado quando o interruptor S entrar em condução novamente em $t=t_4$.

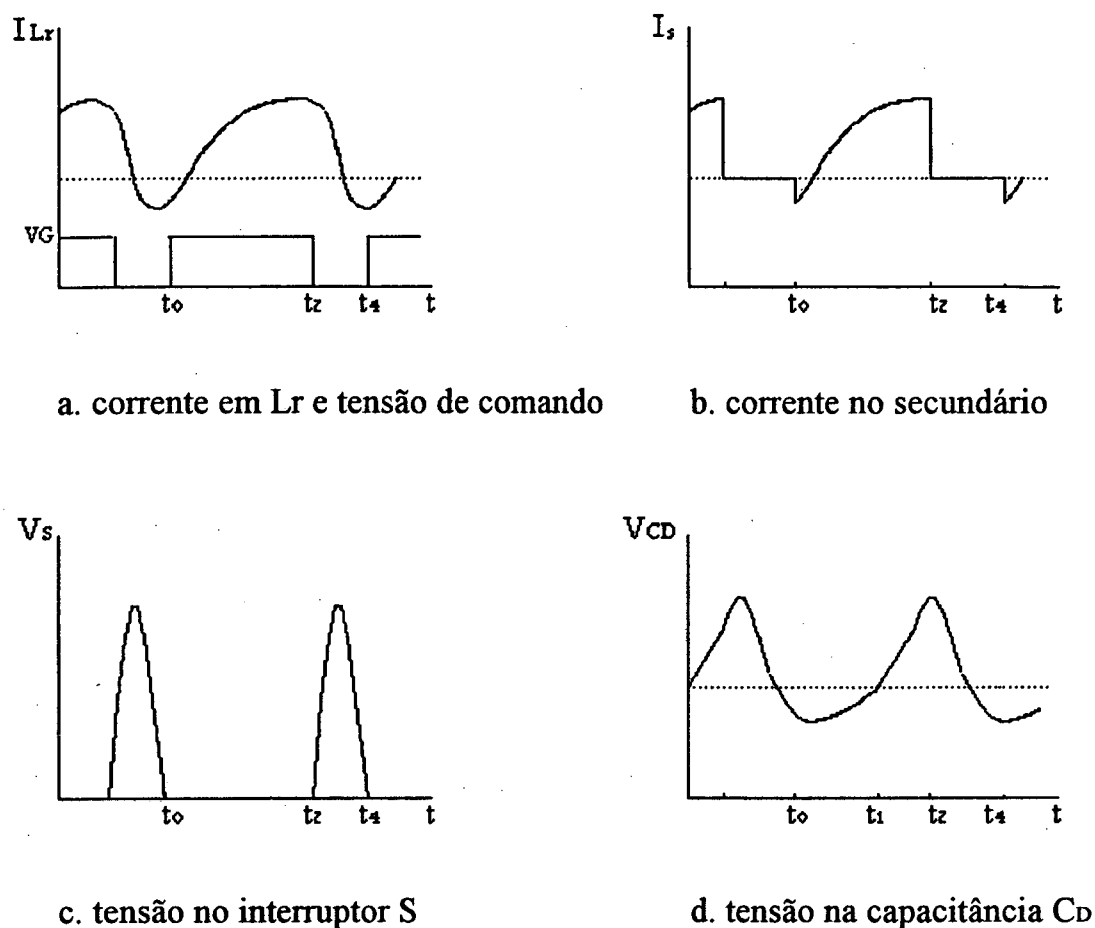


Fig. 1.6 - Principais formas de onda do Conversor forward ZVS-MRC

1.3.2 Conversor Forward Multi-Ressonante ZVS Com Frequência Constante

O conversor Forward ZVS-MRC requer um tempo de bloqueio constante do interruptor principal e controle com frequência variável. Para conversores operando com larga faixa de carga e de tensão de entrada, a faixa de variação da frequência também deverá ser larga. Como resultado o projeto ótimo dos componentes magnéticos e filtros de saída e de interferência eletromagnética (EMI) torna-se dificultado. Também, a largura de banda do controle de malha fechada é comprometida em função de ser determinada para a mínima frequência de chaveamento. Portanto, torna-se necessário operar o conversor com frequência constante para que se possa obter os grandes

benefícios da operação em alta frequência. O conversor Forward Multi-Ressonante à Frequência Constante (CF-ZVS-MRC) [5] é obtido trocando-se, no Forward ZVS-MRC, o diodo de roda livre por um interruptor comandado. O circuito do estágio de potência é mostrado na figura 1.7 .

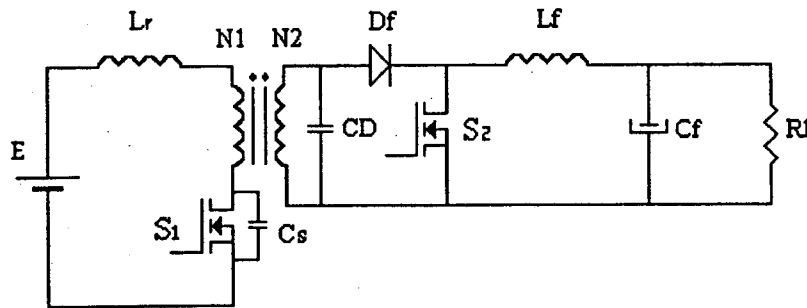


Fig. 1.7 - Conversor Forward CF ZVS-MRC

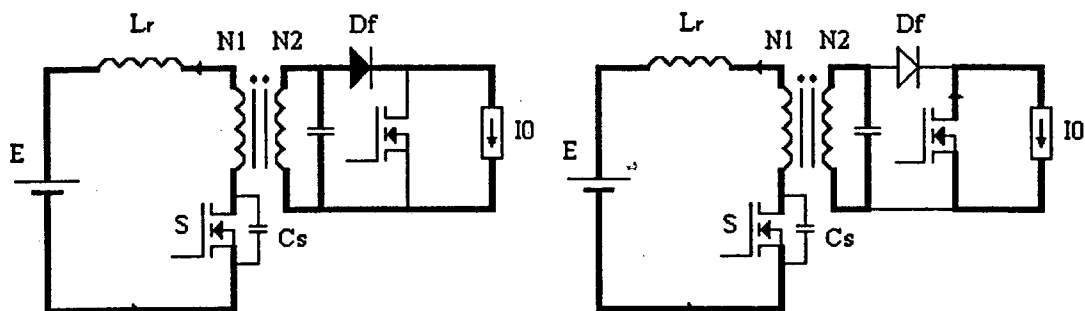
Durante um ciclo de chaveamento o conversor pode operar em cinco diferentes modos ou seqüências de estágios topológicos, dependendo dos valores da corrente de saída. Na figura 1.8 é apresentada uma destas seqüências de operação e na figura 1.9 , suas principais formas de onda idealizadas.

Na primeira etapa, mostrada na figura 1.8.a, o interruptor S_1 e o diodo D_f estão conduzindo, enquanto que o interruptor S_2 está bloqueado. A tensão V_{CD} é positiva. A capacitância C_D e a indutância L_r entram em ressonância até que a tensão em S_2 atinja o valor zero, em $t=t_1$, e o diodo antiparalelo de S_2 entre em condução. Ao mesmo tempo o diodo D_f bloqueia-se.

Na figura 1.8.b é mostrado o segundo estágio, onde o diodo antiparalelo de S_2 está conduzindo e a capacitância C_D permanece em ressonância com L_r . Este estágio termina em $t=t_2$, quando a tensão V_{CD} atinge o valor zero, fazendo conduzir o diodo D_f . Para obter-se entrada em condução não dissipativa, o interruptor S_2 deve ser habilitado a entrar em condução neste estágio.

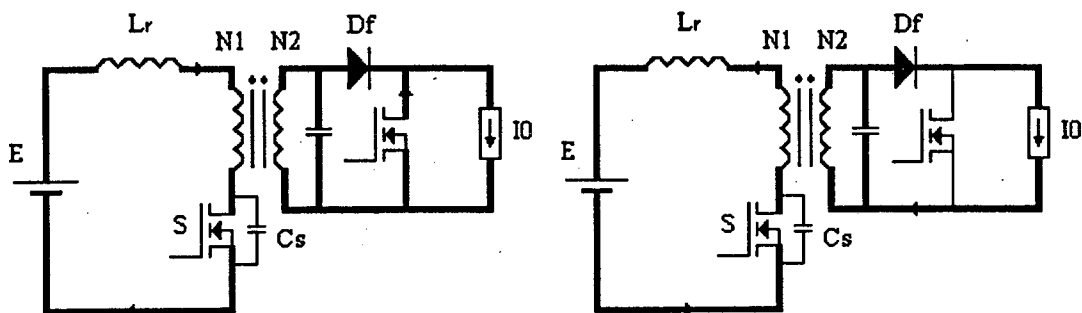
No próximo estágio, mostrado na figura 1.8.c, o diodo D_f e o interruptor S_2 estão em condução. Como resultado, a tensão V_{CD} é grampeada em zero e a tensão no

indutor ressonante é igual à da fonte. A corrente no indutor ressonante cresce linearmente até que S_2 seja bloqueado em $t=t_3$.



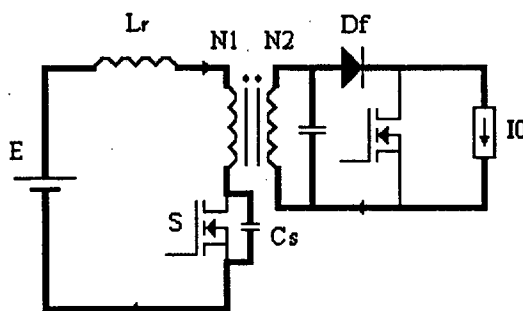
a. $[t_0, t_1]$: transferência de energia

b. $[t_1, t_2]$: etapa ressonante



c. $[t_2, t_3]$: etapa linear

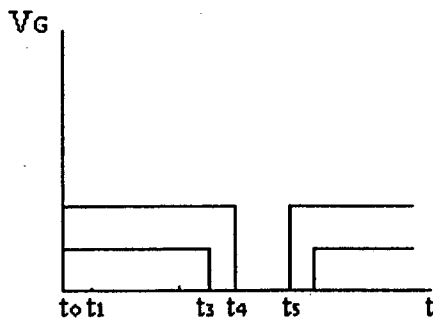
d. $[t_3, t_4]$: etapa ressonante



e. $[t_4, t_5]$: etapa multi-ressonante

Fig. 1.8 - Sequência de funcionamento do CF ZVS-MRC

No quarto estágio, mostrado na figura 1.8.d, o diodo D_f permanece conduzindo e a capacitância C_D entra em ressonância com L_r . A tensão V_D cresce de forma ressonante. Este estágio termina em $t=t_4$, quando S_1 é bloqueado.



a. comando dos interruptores

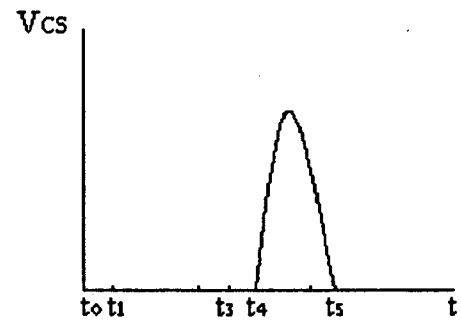
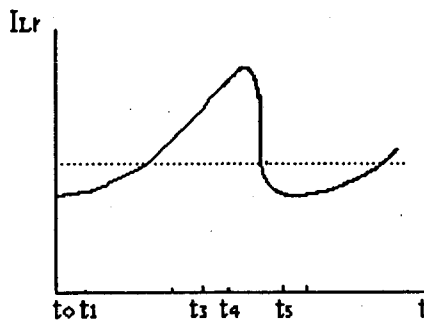
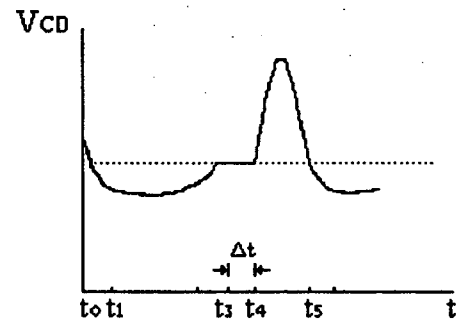
b. tensão no interruptor S_1 c. corrente na indutância L_r d. tensão na capacitância C_D

Fig. 1.9 - Principais formas de onda do CF ZVS-MRC

No último estágio, mostrado na figura 1.8.e, o diodo D_f permanece conduzindo e as capacitâncias C_D e C_s permanecem em ressonância com a indutância L_r . Este estágio termina em $t=t_5$, quando a tensão V_s volta a assumir o valor zero através de uma oscilação ressonante. O interruptor S_1 deve ser habilitado na seqüência para obter-se uma entrada em condução com tensão nula, iniciando o próximo ciclo de chaveamento.

O controle do fluxo de energia é obtido variando-se o intervalo de condução (Δt) do interruptor S_2 . Desta forma consegue-se regular a tensão de saída à frequência constante. Entretanto, uma desvantagem do CF ZVS-MRC é que a eficiência fica significativamente degradada com o crescimento da tensão de entrada devido ao crescimento do pico de corrente. Em [6] é desenvolvida uma técnica no sentido de manter constante a eficiência, através da variação da frequência apenas quando houver variação na tensão de entrada. Quando houver variação somente na carga, o controle é feito à frequência constante.

1.3.3 Conversor Forward ZVS que Utiliza a Indutância Magnetizante do Transformador Como Elemento Ressonante

A maior desvantagem dos conversores do tipo ressonantes é o alto stress de corrente e/ou tensão em todos os dispositivos semicondutores. Em particular, as famílias de conversores ZVS-QRC e ZVS-MRC, requerem um indutor ressonante relativamente grande para obter comutação ZVS sobre uma larga faixa de variação de carga. O indutor ressonante é submetido a altas tensões e correntes, que têm efeitos negativos sobre a eficiência e o tamanho destes conversores. Em [7] é proposto um método para gerar uma família de conversores isolados ZVS que utilizam a indutância de magnetização do transformador como elemento de ressonância. Neste trabalho será apresentada somente a topologia Forward.

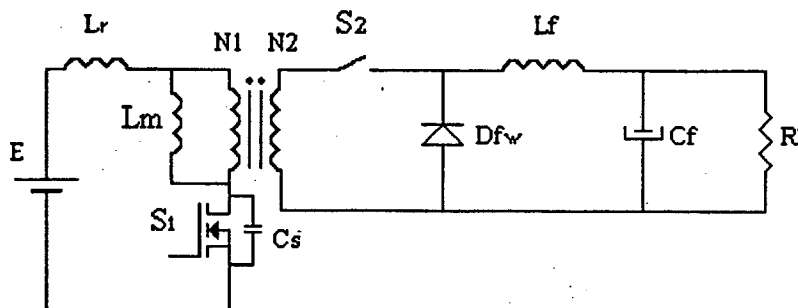


Fig. 1.10 - Implementação conceitual

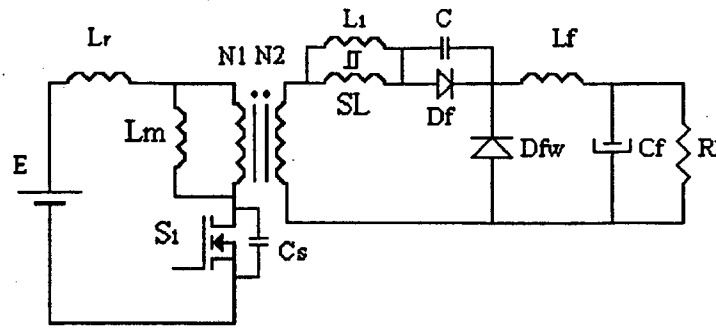


Fig. 1.11 - Interruptor S_2 com comutação suave

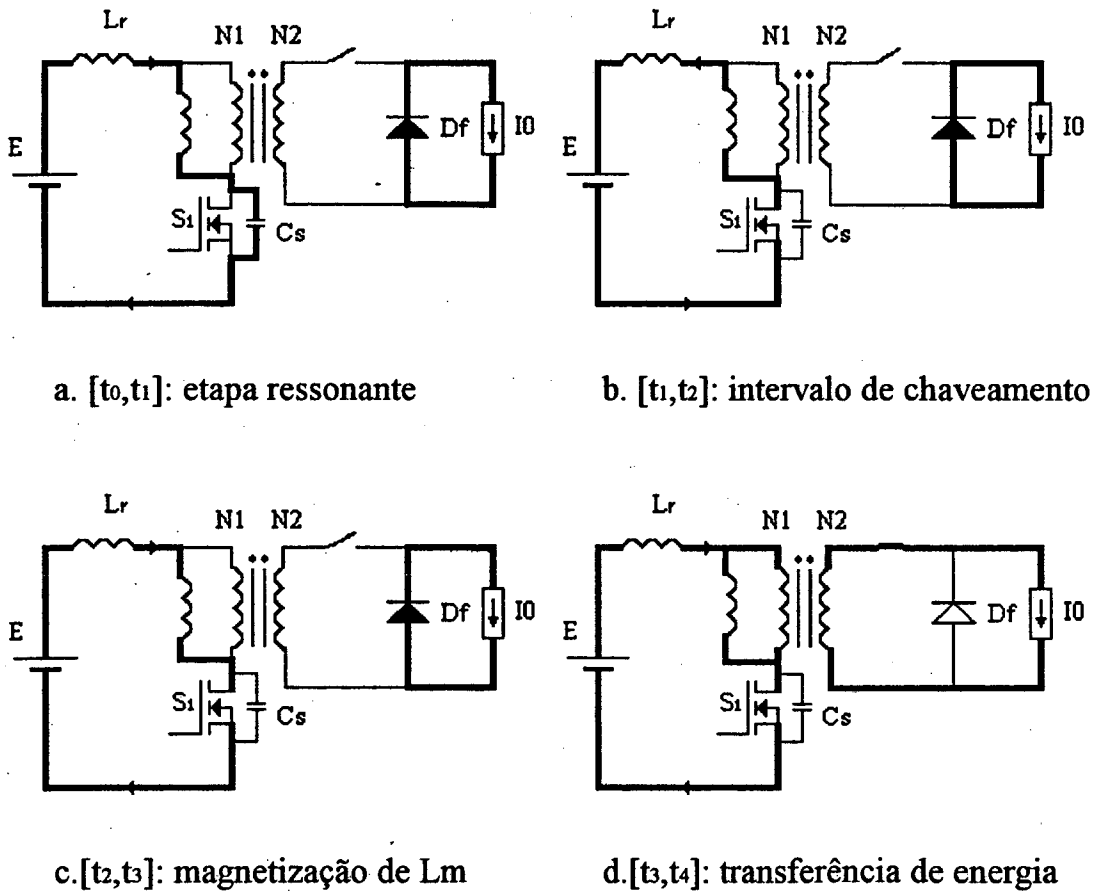


Fig. 1.12 - Seqüência de funcionamento

A figura 1.10 mostra a implementação conceitual do conversor. O interruptor S_2 deve permanecer aberto enquanto se dá o intervalo de ressonância. Na figura 1.11 é mostrada a implementação do interruptor S_2 com comutação não dissipativa, através da

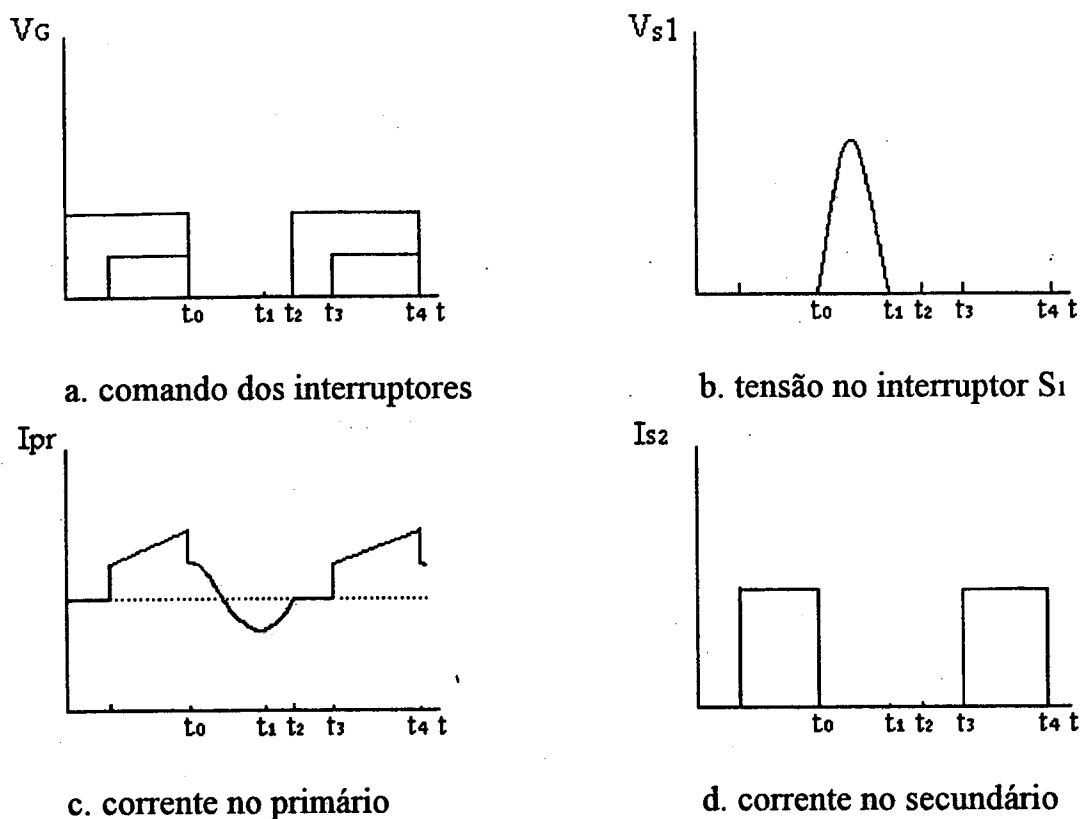


Fig. 13 - Formas de onda idealizadas

associação série de um reator com núcleo saturável e um diodo. Neste caso todos os dispositivos semicondutores com exceção do diodo de roda livre, comutam sob tensão nula. O controle é feito através da variação da frequência para regular a tensão de saída. Entretanto, se um indutor com saturação controlada for usado, é possível operar o conversor à frequência constante usando-se pós-regulação.

Nas figuras 1.12 e 1.13 são mostradas respectivamente a seqüência de funcionamento da implementação conceitual e as principais formas de onda idealizadas.

1.3.4 Conversor Forward PWM Auto-Excitado com Transição ZVS Utilizando Núcleo Saturável no Transformador de Isolamento

Em [8] é apresentado um novo conceito de transição ZVS em um conversor PWM. Neste caso a ressonância é introduzida somente durante o intervalo de chaveamento. Um núcleo saturável é usado no transformador para realizar a transição

ressonante. Aqui será apresentado somente o conversor Forward, mas esta técnica pode ser estendida a outras topologias. Na figura 1.14 é mostrado o circuito elétrico da etapa de potência do conversor.

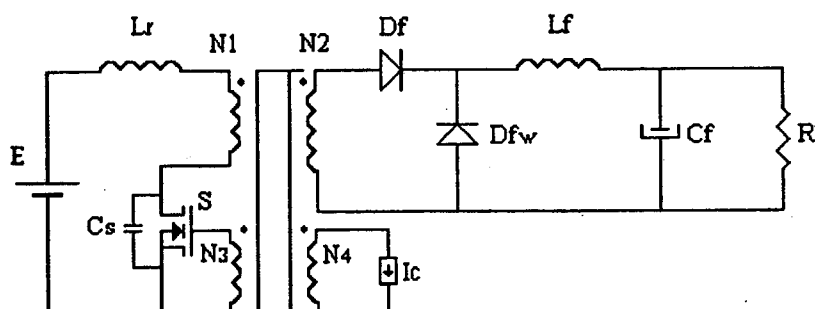


Fig. 1.14 - Conversor Forward PWM Auto-Excitado

As figuras 1.15 e 1.16 mostram respectivamente a seqüência de funcionamento e as principais formas de onda idealizadas. Quando S conduz, a tensão de entrada é aplicada no enrolamento N_1 . Uma tensão é induzida no enrolamento N_3 para manter o interruptor S conduzindo. O núcleo é magnetizado pela tensão da fonte e seu fluxo cresce linearmente seguindo a linha ab, mostrada na figura 1.16.b .

Em $t=t_1$, o núcleo satura e sua indutância torna-se aproximadamente nula. Os enrolamentos do transformador podem ser considerados como um curto-circuito. Nenhuma tensão é induzida nos enrolamentos N_1 e N_3 , desta forma S é bloqueado. A indutância L_r entra em ressonância com a capacitância C_s . A tensão em C_s cresce de forma cossenoidal. A corrente na indutância L_r varia de forma senoidal, e o fluxo se mantém conforme a linha bc mostrada na figura 1.16.b .

Em $t=t_2$, quando C_s completa sua carga, V_{cs} é igual a duas vezes a tensão da fonte, a corrente i_{L_r} se anula e o núcleo torna-se novamente não-saturado e sua indutância de magnetização torna-se muito grande. A tensão $E - V_{cr} = -E$ é aplicada no enrolamento N_1 . Uma tensão negativa é induzida no enrolamento N_3 para manter o interruptor S bloqueado. O enrolamento N_2 é desconectado da carga pelo diodo Df. O

transformador pode ser considerado um circuito aberto e o fluxo descreve a trajetória descrita pela linha cd, mostrada na figura 1.16.b .

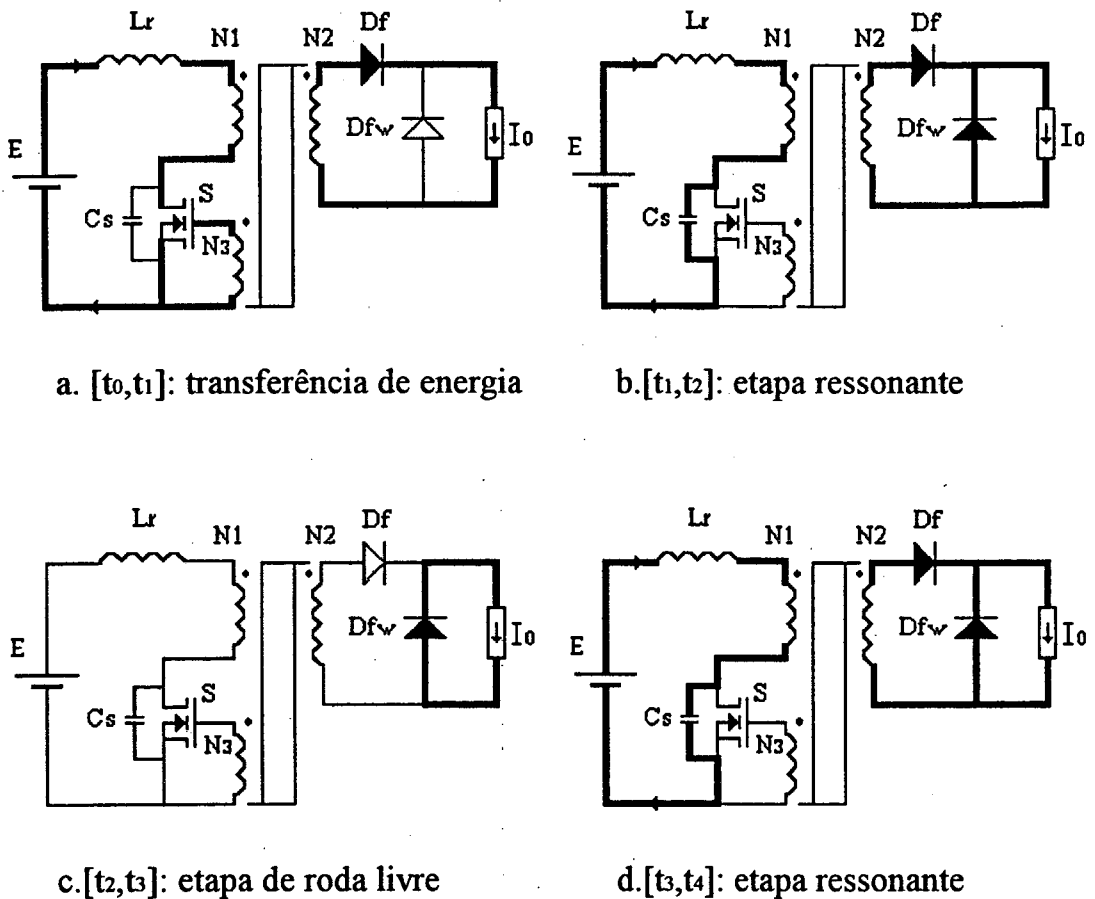


Fig. 1.15 - Sequência de funcionamento

Quando o núcleo satura no ponto d, mostrado na figura 1.16.b, em $t=t_3$, sua indutância torna-se novamente aproximadamente zero. O enrolamento N_1 pode ser considerado como um curto-circuito. Novamente a indutância L_r entra em ressonância com a capacitância C_s . A tensão V_{cs} decresce até zero. Quando i_{L_r} e V_{cr} forem zero, o fluxo atinge o ponto a, mostrado na figura 1.16.b, e torna-se novamente não-saturado, a tensão da fonte é aplicada em N_1 , induzindo uma tensão em N_3 e fazendo com que o interruptor S entre em condução.

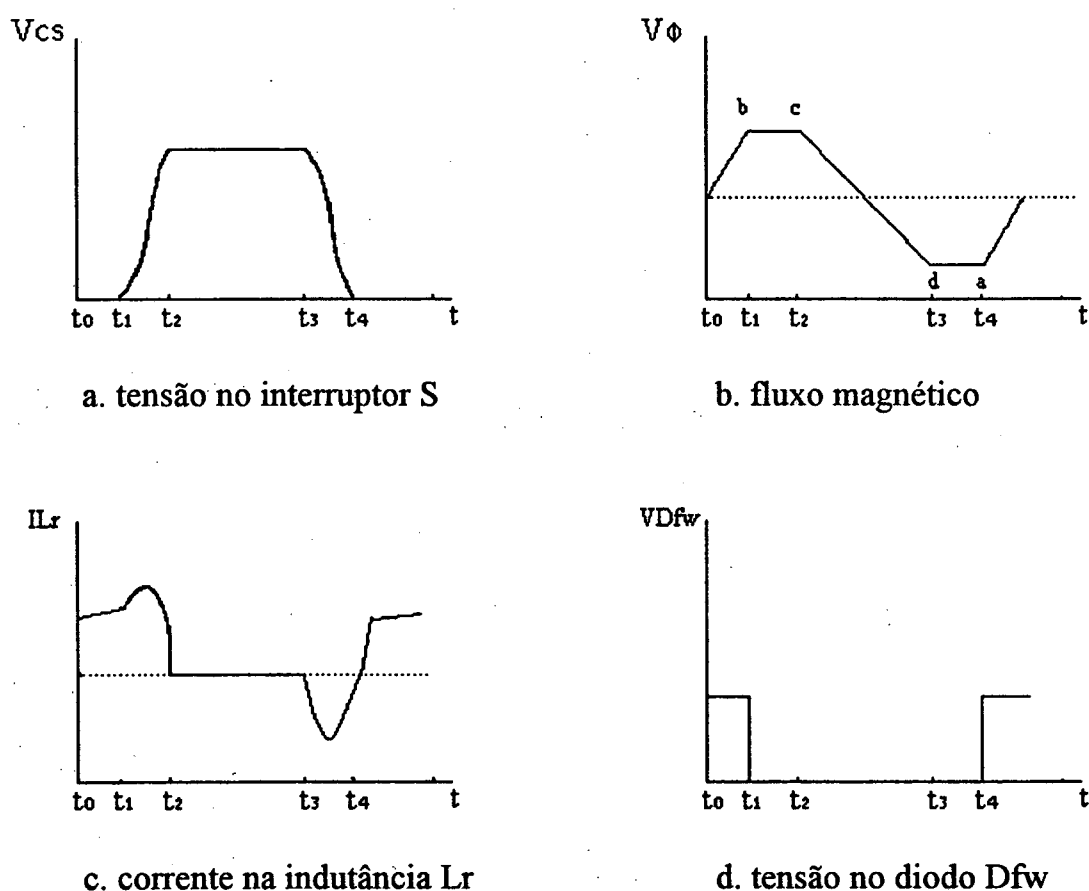


Fig. 1.16 - Principais formas de onda idealizadas

O intervalo de tempo de condução do interruptor S é determinado pela tensão de entrada e pelo fluxo de saturação. Logo, a largura deste pulso não pode ser modulada. Por outro lado, o tempo de não-condução do interruptor consiste de três partes, sendo que a maior é o tempo estático. Ele é determinado pela tensão na capacitância, pela tensão da fonte e pelo fluxo de saturação do núcleo do transformador. Portanto, se a tensão na capacitância for modulada, poder-se-á modular a largura do tempo estático. Isto poderá ser feito através do enrolamento N_4 , conforme mostrado na figura 1.14. Se uma corrente constante for aplicada em N_4 , uma corrente I_b irá circular em N_1 . Durante o tempo estático esta corrente irá carregar a capacitância C_s , a tensão V_{cr} crescerá linearmente e a desmagnetização do núcleo terá início. O fluxo atinge o ponto b mais

rapidamente, tornando o tempo estático menor e equivalentemente o tempo de condução maior.

Esta modulação se dá por largura de pulso, mas a frequência é variável. Na regulação da carga a frequência não varia sobre uma grande faixa. Porém, na regulação da rede o percentual de variação da frequência de chaveamento é proporcional ao percentual de variação da tensão de entrada.

1.3.5 Conversor Forward ZVS com Indutor de Núcleo Saturável para Reduzir a Corrente Ressonante

As técnicas ZVS foram propostas para eliminar as perdas de comutação nas capacitâncias dos dispositivos de chaveamento. Os conversores convencionais Quase-Ressonantes e Multi-Ressonantes reduzem as perdas de comutação, entretanto requerem alta corrente ressonante nos circuitos. Logo estes métodos aumentam as perdas em condução nos interruptores, nos componentes do circuito ressonante e nos enrolamentos do transformador. Para resolver este problema e obter comutação ZVS, em [9] é desenvolvido um conversor que utiliza a indutância da região não-saturada como parte da indutância ressonante. Esta técnica oferece alta eficiência sobre uma larga faixa de carga. O conversor pode apresentar vários modos de operação que dependem do projeto dos parâmetros dos componentes. A figura 1.17 mostra o circuito elétrico da etapa de potência do conversor.

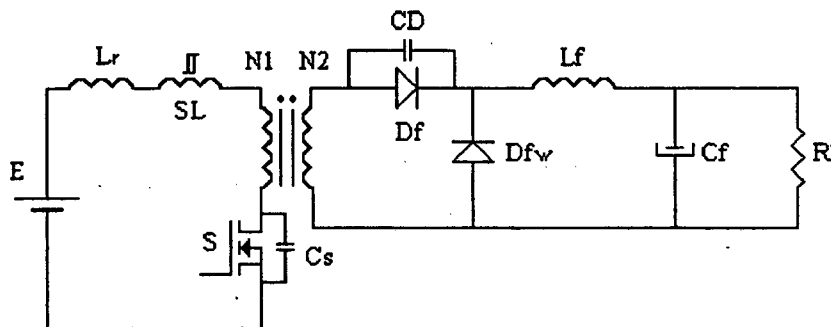


Fig. 1.17 - Conversor Forward com reator de núcleo saturável

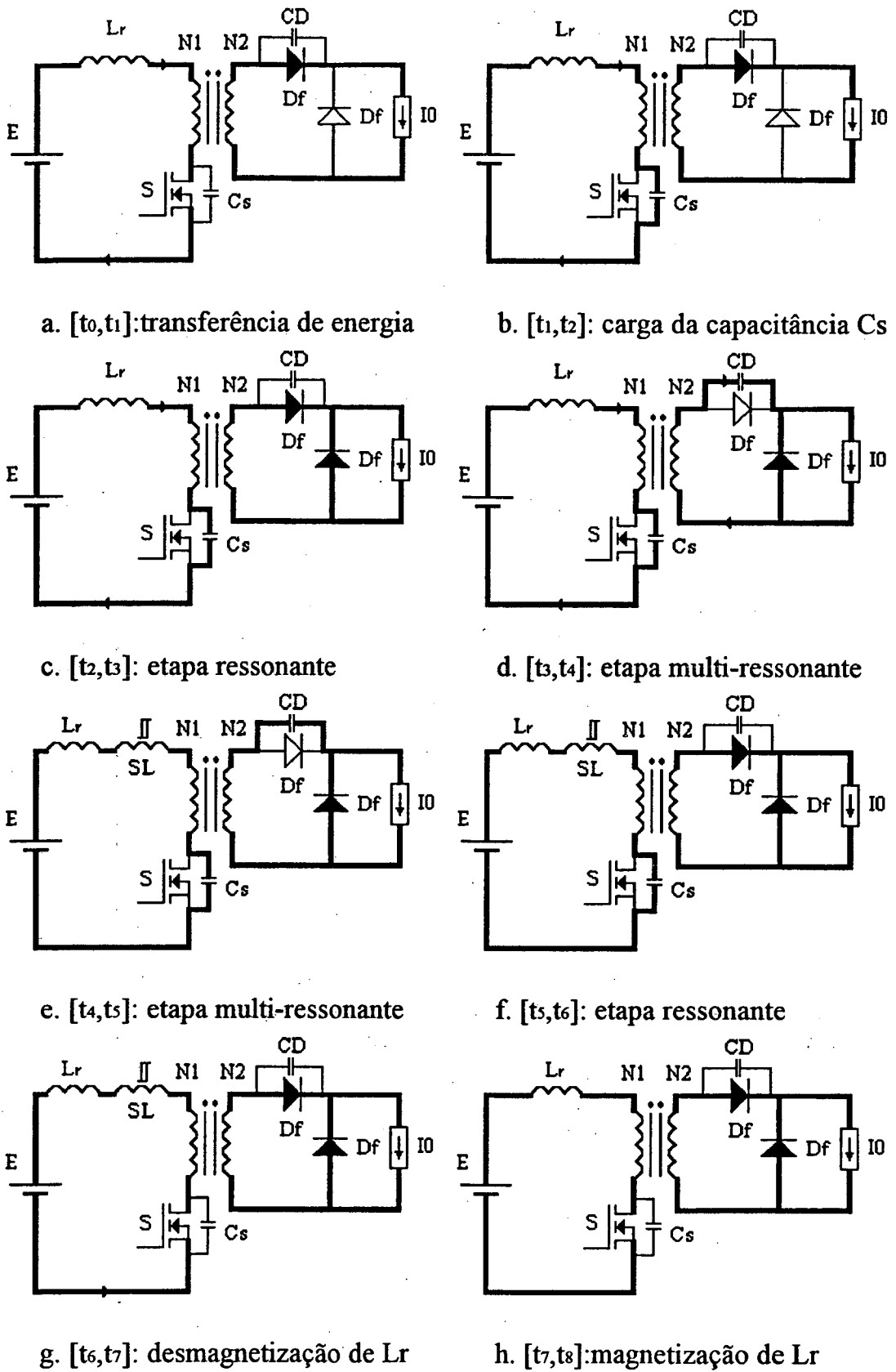
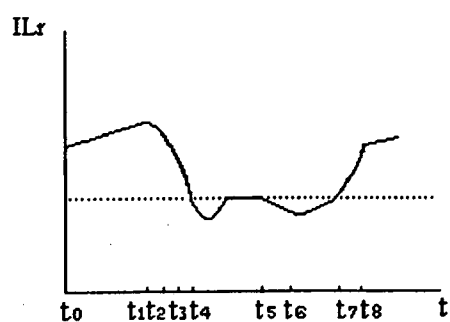
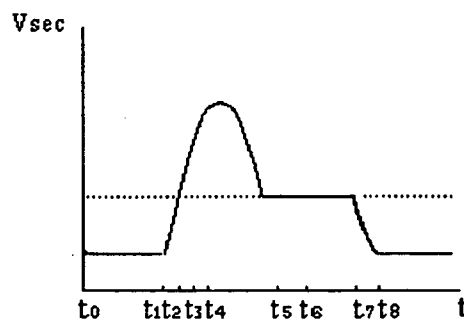
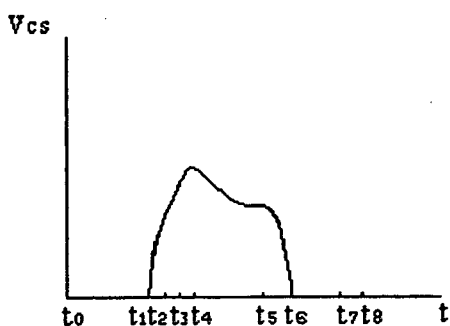


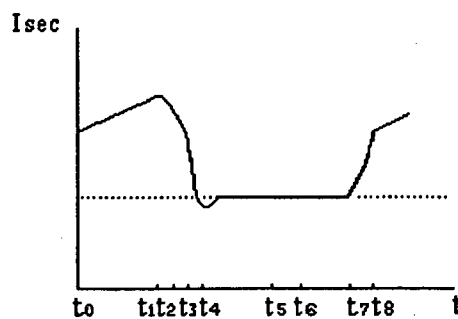
Fig. 1.18 - Sequência de funcionamento

a. corrente na indutância L_r 

b. tensão no secundário



c. tensão no interruptor S



d. corrente no secundário

Fig. 1.19 - Principais formas de onda idealizadas

A figura 1.18 mostra uma típica seqüência de funcionamento. No intervalo de (t_0, t_1) o interruptor S está conduzindo, o indutor saturável está na região de saturação e se dá a transferência de potência para o secundário como em um conversor Forward convencional.

Quando S é desabilitado em $t=t_1$, a capacitância C_s é carregada com a corrente de magnetização mais a corrente de carga referida ao primário, até que Df entre em condução e a tensão nos enrolamentos torne-se zero. Neste estágio a corrente de carga de C_s é quase constante, conforme mostrado na figura 1.18.c .

Quando a tensão nos enrolamentos do transformador torna-se zero, em $t=t_2$, o diodo Dfw entra em condução e a tensão nos enrolamentos do transformador fica grampeada em zero. A energia armazenada na indutância L_r flui para a capacitância C_s

de forma ressonante. Este estágio termina quando a corrente através do indutor saturável torna-o não-saturado, ou quando a corrente em L_r torna-se igual a corrente de magnetização do transformador e D_f se bloqueia.

O estágio referente ao intervalo (t_3, t_4) começa quando a corrente em L_r torna-se igual a corrente de magnetização do transformador. O diodo D_f bloqueia-se e a corrente magnetizante começa a carregar a capacitância C_D . A indutância magnetizante L_r e as capacitâncias C_s e C_D formam um circuito ressonante.

Em $t=t_4$ a corrente no indutor saturável atinge o valor de não-saturação. As indutâncias L_r , L_{sn} e de magnetização do transformador formam com as capacitâncias C_s e C_D um circuito ressonante. Onde L_{sn} representa a indutância da região não-saturada do indutor saturável SL . De acordo com esta ressonância as capacitâncias C_s e C_D são carregadas e descarregadas.

A capacitância C_D descarrega-se antes de C_s , e D_f entra em condução com tensão nula. Os enrolamentos do transformador são curto-circuitados por D_f e D_{fw} , logo a corrente na capacitância C_s varia de forma ressonante. A capacitância C_s e as indutâncias L_{sn} e L_r formam um circuito ressonante. Quando a tensão na capacitância C_s cai a zero, o diodo intrínseco do interruptor S entra em condução e o estágio relativo ao intervalo (t_6, t_7) inicia.

O interruptor S pode entrar em condução com tensão nula se for habilitado enquanto o diodo intrínseco estiver conduzindo. A tensão na indutância $(L_r + L_{sn})$ é igual a tensão de entrada e a corrente no interruptor S cresce de forma linear.

Em $t=t_7$, o indutor saturável SL torna-se saturado. A tensão na indutância L_r é igual a tensão de entrada e a corrente cresce rapidamente. Em $t=t_8$, a corrente em D_f torna-se igual a corrente de carga e o diodo D_{fw} se bloqueia, dando início novamente ao primeiro estágio.

1.4 CONCLUSÕES

As principais características do conversor Forward convencional foram apresentadas, bem como as principais soluções encontradas na literatura para transformá-lo em um conversor com comutação não dissipativa com tensão nula (ZVS). Com este tipo de comutação o conversor torna-se adaptado para a operação em altas frequências.

Pode-se observar que a implementação destas soluções torna o conversor bem mais complexo e de operação mais crítica. Geralmente o controle se dá com frequência variável, as perdas em condução tendem a aumentar e as faixas de operação a ficarem reduzidas.

CAPÍTULO II

CONVERSOR FORWARD SIMÉTRICO

2.1 INTRODUÇÃO

O conversor Forward Simétrico PWM-ZVS proposto neste trabalho, é implementado sobre uma estrutura Forward Simétrica. Desta forma torna-se importante, para que seu entendimento fique facilitado, uma análise do conversor Forward Simétrico Convencional.

O conversor Forward Simétrico mostrado na figura 2.1, é uma variante do conversor Forward, e ainda que tenha um interruptor comandado a mais, quando comparado com o convencional, tem uma vantagem muito significativa. No estado de bloqueio, ambos os interruptores são submetidos a somente a tensão de entrada CC, enquanto que no anterior o interruptor de potência é submetido ao dobro da tensão de entrada. Além disso, no bloqueio não há sobretensões devido à indutância de dispersão do transformador, ao contrário do Forward convencional, onde a presença de circuitos auxiliares deve ser prevista para suavizar estes surtos e proteger o interruptor. A figura 2.2 mostra as etapas de funcionamento e a figura 2.3 as principais formas de onda idealizadas.

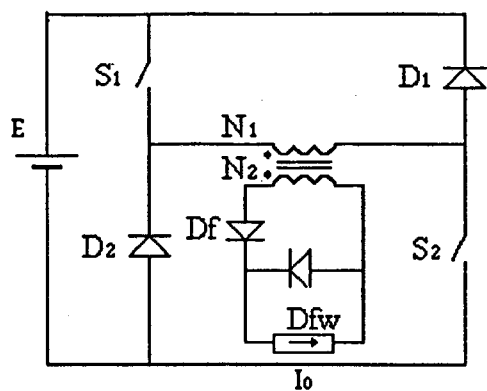
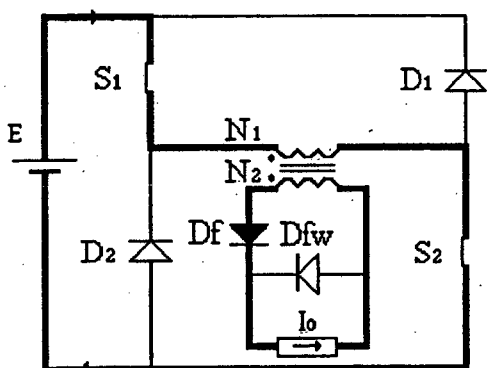
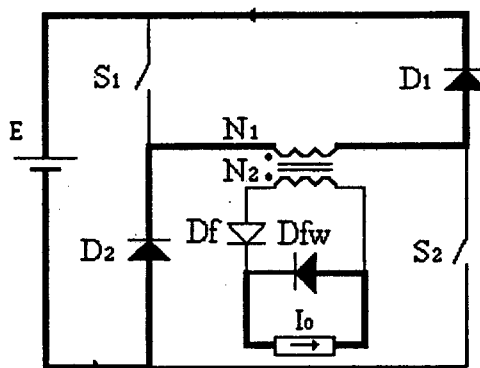


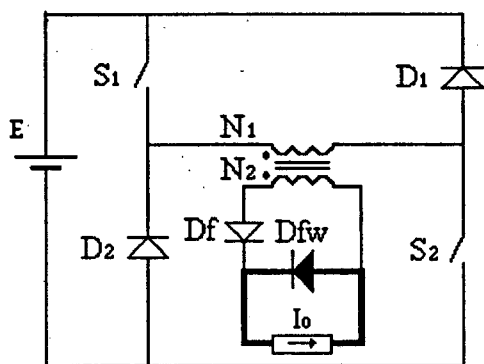
Fig. 2.1 - Conversor Forward Simétrico



a. transferência de energia

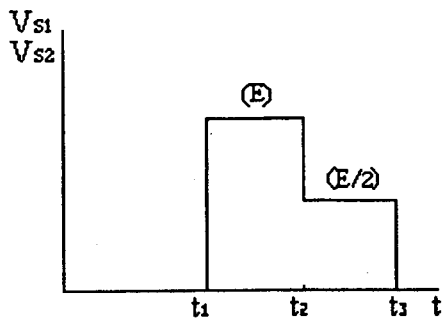
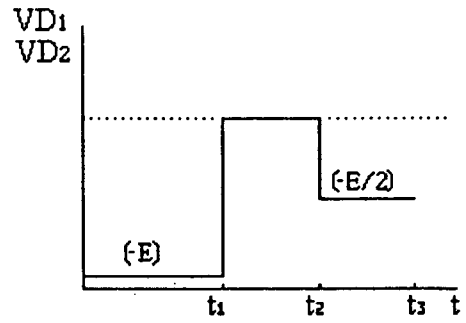
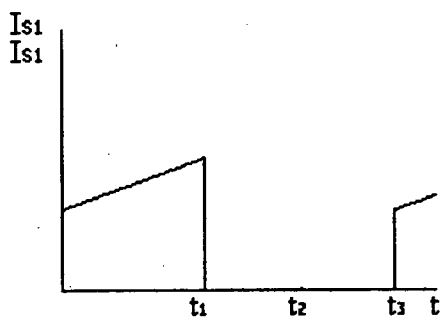
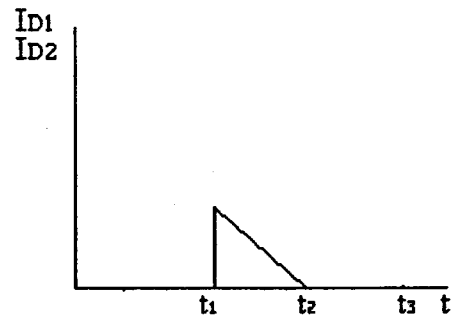
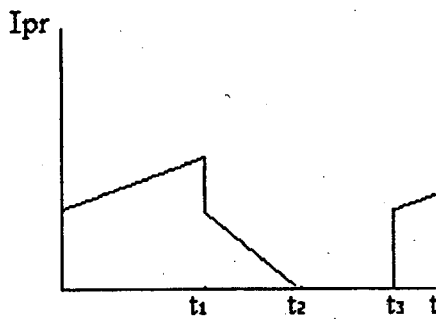


b. desmagnetização

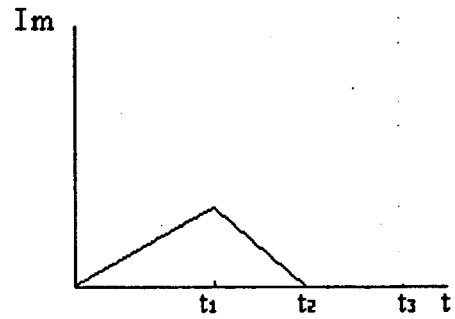


c. roda livre da carga

Fig. 2.2 - Etapas de funcionamento

a. tensão nos interruptores S_1 e S_2 b. tensão nos diodos D_1 e D_2 c. correntes nos interruptores S_1 e S_2 d. correntes nos diodos D_1 e D_2 

e. corrente no primário



f. corrente de magnetização

Fig. 2.3 - Formas de onda idealizadas

2.2 ANÁLISE MATEMÁTICA DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

O conversor Forward Simétrico apresenta três etapas de funcionamento:

- transferência de energia para a carga;
- desmagnetização do transformador;
- roda livre da carga.

Para facilitar o entendimento e tornar a análise matemática mais simples, algumas simplificações são adotadas:

- o indutor do filtro de saída é considerado de alta indutância, de forma que ele e a carga possam ser representados por uma fonte de corrente constante I_o ;
- o transformador é representado pelo modelo T, e a relação de transformação é considerada unitária;
- todos os componentes são idealizados, isto é, todas as resistências parasitas são iguais a zero e todos os semicondutores têm tempos de chaveamento e queda de tensão em condução também iguais a zero.

A figura 2.4 mostra o circuito do Conversor Forward Simétrico com as simplificações adotadas, e a figura 2.5 os seus modos topológicos de uma forma mais adequada à análise matemática.

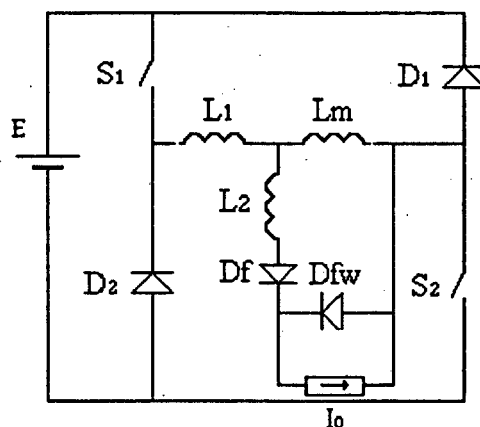


Fig. 2.4 - circuito simplificado

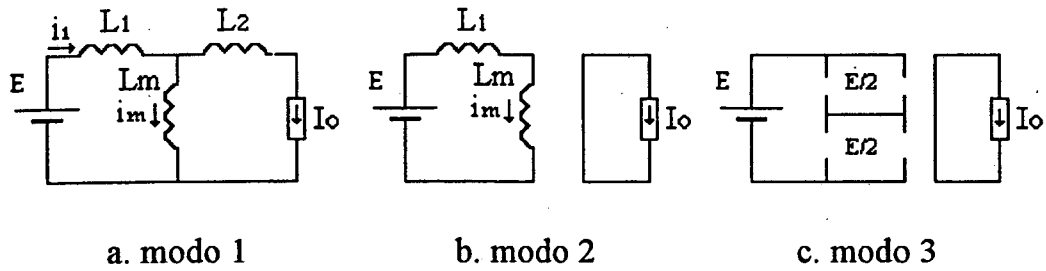


Fig. 2.5 - Modos Topológicos

Etapa 1: Transferência de Energia para a Carga [t_0, t_1]

Os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo. Todos os terminais marcados com ponto, mostrados na figura 2.2, são positivos, e todos os diodos estão bloqueados exceto D_f . Neste estágio se dá a transferência de energia para a carga. Da figura 2.5.a, tem-se que:

$$L_1 \frac{d(i_m + I_0)}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} = E \quad (2.1)$$

Resolvendo a equação (2.1), obtém-se:

$$i_m(t) = \frac{E}{L_1 + L_m} t \quad (2.2)$$

$$i_1(t) = \frac{E}{L_1 + L_m} t + I_0 \quad (2.3)$$

Este estágio termina quando $t=t_1$, determinado pelo controle. Desta forma, definindo D_c , como a razão cíclica do conversor, tem-se:

$$D_c = \frac{t_1}{T} \quad (2.4)$$

e

$$t_1 = D_c \cdot T \quad (2.5)$$

Etapa 2: Desmagnetização do Núcleo do Transformador [t₁,t₂]

Quando os interruptores S₁ e S₂ estão bloqueados, os terminais marcados com ponto, mostrados na figura 2.2, tornam-se positivos, e os diodos D₁ e D₂ conduzem a corrente de magnetização até a extinção. O diodo D_f bloqueia-se fazendo com que o diodo D_{fw} entre em condução. Da figura 2.5.b tem-se que:

$$E = -(L_1 + L_m) \frac{di_m}{dt} \quad (2.6)$$

Resolvendo-se (2.6), obtém-se:

$$i_m(t) = i_1(t) = \frac{E}{L_1 + L_m} (2 \cdot t_1 - t) \quad (2.7)$$

Quando $i_m(t)=0$, $t=t_2$ e $t_2=2 \cdot t_1$. Desta forma a máxima razão cíclica teórica será igual a 0,5.

Etapa 3: Intervalo de Roda Livre da Carga [t₂,t₃]

Este intervalo começa quando a corrente de magnetização se anula, após ter sido devolvida toda a energia armazenada no núcleo do transformador à fonte E, e termina quando os interruptores comandados forem novamente habilitados. Assim, tem-se:

$$i_m(t) = 0 \quad e \quad i_1(t) = 0 \quad (2.9)$$

2.3 VALORES MÉDIOS, MÁXIMOS E EFICAZES NOS INTERRUPTORES

A determinação destes valores se dá tomando como base as formas de onda mostradas na figura 2.3.

2.3.1 Interruptores S₁ e S₂

$$I_{med} = \frac{E}{2 \cdot f(L_1 + L_m)} D_c^2 + I_0 \cdot D_c \quad (2.10)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{D_c}{3} \left[\left(\frac{E \cdot D_c}{f(L_1 + L_m)} + I_0 \right)^2 + \frac{E \cdot D_c \cdot I_0}{f(L_1 + L_m)} + 2 \cdot I_0^2 \right]} \quad (2.11)$$

$$I_{max} = \frac{E \cdot D_c}{f(L_1 + L_m)} + I_0 \quad (2.12)$$

$$V_{max} = E \quad (2.13)$$

2.3.2 Diodos D₁ e D₂

$$I_{med} = \frac{E}{2 \cdot f(L_1 + L_m)} D_c^2 \quad (2.14)$$

$$I_{ef} = \frac{E \cdot D_c}{f(L_1 + L_m)} D_c \sqrt{\frac{D_c}{3}} \quad (2.15)$$

$$I_{\max} = \frac{E \cdot D_c}{f(L_1 + L_m)} \quad (2.16)$$

$$V_{\max} = E \quad (2.17)$$

2.3.3 Diodo Df

$$I_{\text{med}} = I_0 D_c \quad (2.18)$$

$$I_{\text{ef}} = I_0 \sqrt{D_c} \quad (2.19)$$

$$I_{\max} = I_0 \quad (2.20)$$

$$V_{\max} = E \quad (2.21)$$

2.3.4 Diodo Dfw

Considerando também a corrente de carga como uma fonte de corrente constante, tem-se:

$$I_{\text{med}} = I_0(1 - D_c) \quad (2.22)$$

$$I_{\text{ef}} = I_0 \sqrt{1 - D_c} \quad (2.23)$$

$$I_{\max} = I_0 \quad (2.24)$$

$$V_{\max} = E \left(1 - \frac{L_1}{L_1 + L_m} \right) \quad (2.25)$$

2.4 CARACTERÍSTICA EXTERNA

A característica externa do conversor é definida como sendo a relação entre o ganho de tensão média q e a corrente de saída I_o em função da razão cíclica. Esta relação geralmente é apresentada na forma de um gráfico e tem como objetivo caracterizar o conversor em malha aberta. É através dela que se determinará o melhor tipo de utilização e o melhor ponto de operação do conversor.

A figura 2.6 mostra a característica externa idealizada do Conversor Forward Simétrico, com razão cíclica variando de D_{c1} a D_{c4} . Desta forma, tem-se:

$$V_o = V_{Dfwmédio} = D_{c1} \cdot E \quad (2.26)$$

e

$$q = \frac{V_o}{E} = D_c \quad (2.27)$$

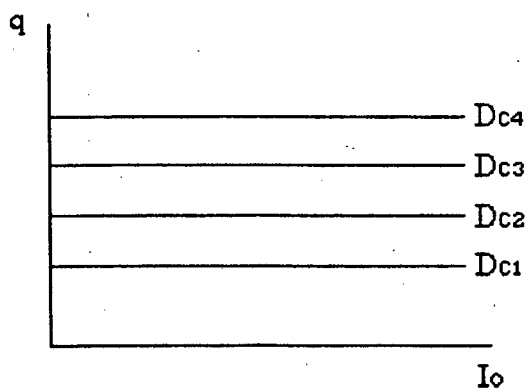


Fig. 2.6 - Característica externa

É possível observar, que o conversor Forward Simétrico apresenta uma característica externa que independe do valor da corrente de carga, ou seja a única forma de se variar a tensão média de saída é através da variação da razão cíclica. Desta forma este conversor apresenta uma característica externa em malha aberta de fonte de tensão.

2.5 CONCLUSÕES

O conversor Forward Simétrico foi apresentado, bem como uma análise qualitativa e quantitativa dos seus modos topológicos. As expressões necessárias ao projeto dos componentes semicondutores ou seja, valores médios, máximos e eficazes de corrente, foram desenvolvidas.

A característica externa teórica do conversor foi apresentada, juntamente com a forma como ela foi obtida. Através deste dado pode-se constatar que este conversor funciona idealmente como uma fonte de tensão.

CAPÍTULO III

RECUPERAÇÃO REVERSA NOS DIODOS

3.1 INTRODUÇÃO

A principal característica do conversor proposto é o mecanismo de comutação não dissipativa ZVS, que é implementado através da característica de recuperação reversa dos diodos principais. Desta forma, torna-se necessário apresentar uma análise quantitativa deste fenômeno, para que ele possa ser devidamente descrito no equacionamento do conversor.

3.2 ANÁLISE DA RECUPERAÇÃO REVERSA NOS DIODOS

Quando um semicondutor opera em condução forçada, os portadores positivos (lacunas) e os negativos (elétrons) circulam em todo o cristal. Se a corrente for cortada abruptamente, ou a tensão nos terminais do componente invertida, um número excessivo de lacunas estará presente na camada N (isto também é válido para os elétrons na camada P). Desta forma existirão portadores minoritários e estranhos à zona considerada. Sabe-se que a corrente reversa que circula em um diodo reversamente

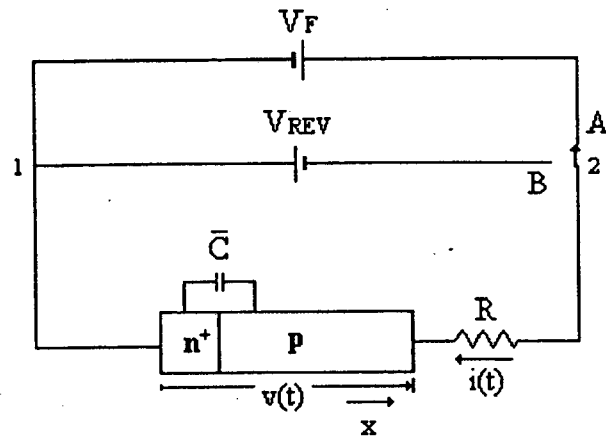
polarizado está essencialmente ligada ao número de portadores minoritários (neste caso de origem térmica). Os portadores minoritários armazenados, resultantes da condução direta, impedem o bloqueio do diodo até que tenham sido removidos. Este fenômeno é conhecido como **Recuperação Reversa**.

Para o melhor entendimento da análise deste fenômeno será considerado um diodo n^+-p cuja configuração é mostrada na figura 3.1. Inicialmente a chave está na posição A. As condições de regime permanente prevalecem neste ponto, e a intensidade da corrente direta é dada por $I_F = V_F/R$, se R for considerado muito maior que a impedância direta. Para estas condições a queda de tensão no diodo é V_D , onde V_D é muito menor que V_F .

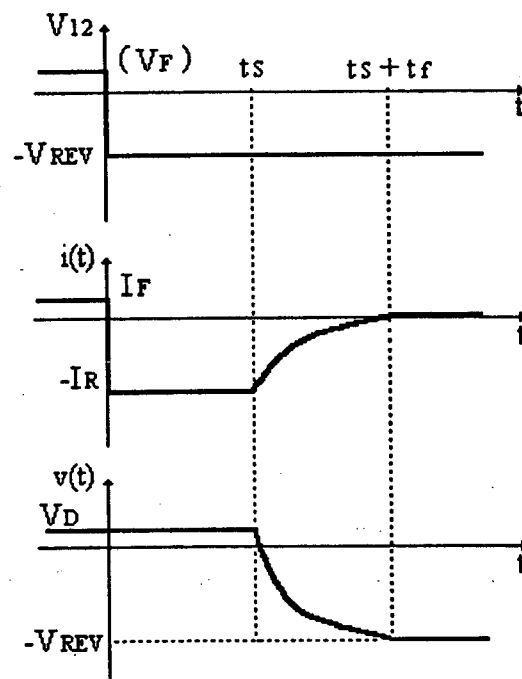
Em $t=0$ a chave é movida para a posição B, e uma tensão reversa é aplicada entre os terminais 1 e 2. Isto dá início a fase de recuperação reversa. Portadores movendo-se por difusão na região neutra de carga são impulsionados para fora do diodo em sentido reverso, aproximando os limites da camada de depleção. Assim a corrente fica sendo limitada somente pela resistência do circuito externo. Ela tem uma intensidade de $I_R = V_{REV}/R$ e circula durante a fase de recuperação. Esta corrente reversa é mantida enquanto houver carga suficiente armazenada na base.

Quando $t=t_s$, a fase de corrente constante termina. A partir deste instante a corrente no circuito externo cai até atingir o valor da corrente reversa de saturação (que pode ser ignorada para o silício).

As formas de onda da tensão e da corrente são ilustradas na figura 3.1.b. Observa-se que o diodo permanece diretamente polarizado até $t=t_s$. Além deste ponto a tensão através dele torna-se negativa até atingir o valor V_{REV} , visto que a corrente de saturação é ignorada.



a. circuito elétrico



b. formas de onda

Fig. 3.1 - Característica de recuperação reversa

Considerando um diodo n^+ - p com a área da seção transversal unitária, a equação da continuidade para elétrons na região- p pode ser escrita, de [3], como:

$$\frac{\partial (n_p - \bar{n}_p)}{\partial t} = \frac{n_p - \bar{n}_p}{\tau} - \frac{1}{q} \frac{\partial i(t)}{\partial x} \quad (3.1)$$

onde $i(t)$ representa a corrente devido ao fluxo elétrico, definido positivo no sentido mostrado na figura 3.1.a .

A carga do elétron é $-q$ (onde q é um número positivo). Multiplicando por $-q$ e integrando sobre a região-p, pode-se escrever:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_0^w -q(n_p - \bar{n}_p) dx = \int_0^w \frac{\partial i(t)}{\partial x} dx - \int_0^w \frac{-q}{\tau} (n_p - \bar{n}_p) dx \quad (3.2)$$

onde: n_p concentração de elétrons na região-p;
 \bar{n}_p concentração de elétrons na região-p, na situação de equilíbrio;
 τ tempo de duração ou permanência de elétrons;
 W largura da região-p.

Tomando $Q(t)$ como o excesso de carga na região-p, para qualquer instante de tempo considerado, a equação (3.2) se reduz a:

$$\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau} - i(w, t) = -i(0, t) \quad (3.3)$$

A carga $Q(t)$ está associada aos elétrons na base, portanto é uma grandeza negativa.

Definindo τ_F como **O Tempo Efetivo de Duração em Sentido Direto**, tem-se:

$$\frac{Q(t)}{\tau_F} = \frac{Q(t)}{\tau} - i(0, t) \quad (3.4)$$

A substituição da equação (3.4) na equação (3.3) resulta em:

$$\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_F} = -i(0,t) \quad (3.5)$$

A corrente direta total de um diodo n+-p é a soma da corrente através da capacitância da camada de depleção mais àquela devido ao fluxo elétrico. Considerando-se a capacitância média da camada de depleção como \bar{C} , a expressão (3.5) pode ser modificada para:

$$\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_F} - \bar{C} \frac{dv(t)}{dt} = -i(t) \quad (3.6)$$

onde o valor da capacitância média \bar{C} é dado por:

$$\bar{C} = \frac{1}{V_2 - V_1} \int_{V_1}^{V_2} \bar{C}(v) dv \quad (3.7)$$

e V_1 e V_2 são os limites sobre os quais a tensão varia através do diodo.

A equação (3.6) é uma afirmativa do princípio de conservação da carga. Como ela não envolve o comportamento detalhado de portadores minoritários no semiconductor, ela pode ser utilizada para diferentes configurações de impurezas.

Antes da tensão inverter a sua polaridade, para $t < 0$, $i(t) = I_F$. Assim o excesso de carga armazenada em regime permanente é $-I_F \tau_F$. Após a inversão, uma corrente constante $-I_F$ circula durante o intervalo de tempo de 0 a t_s . Durante este intervalo a variação na queda de tensão no diodo é pequena (ver figura 3.1.b). Conseqüentemente a corrente através da capacitância da camada de depleção pode ser ignorada. Então a equação (3.6) pode ser reduzida a:

$$\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_F} = I_R \quad (3.8)$$

Resolvendo-se esta equação e substituindo pelas condições iniciais, obtém-se:

$$Q(t) = I_R \cdot \tau_F - (I_R + I_F) \tau_F e^{\frac{-t}{\tau_F}} \quad (3.9)$$

É necessário fazer algumas suposições relativas à carga remanescente na região-p para $t > t_s$. Assumindo-se que a concentração de portadores possa ser escrita como:

$$n(x, t) = f(t) \cdot n(x) \quad (3.10)$$

onde $f(t)$ representa uma função decrescente no tempo. Então, segue que a carga armazenada para qualquer tempo dado é diretamente proporcional à corrente reversa. Logo pode-se escrever que:

$$Q(t) = -i(t) \cdot \tau_R \quad (3.11)$$

onde τ_R é o tempo efetivo de duração reversa. Desta forma o excesso de carga armazenada para $t = t_s$ é dado por $-I_R \tau_R$. Substituindo estas condições na equação (3.9), tem-se que:

$$t_s = \tau_F \cdot \left[\ln \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right) - \ln \left(1 + \frac{\tau_R}{\tau_F} \right) \right] \quad (3.12)$$

Medidas de t_s para dois diferentes valores de I_F/I_R são necessárias para a determinação de τ_F e τ_R . Estes parâmetros poderão então ser utilizados para caracterizar um diodo, desprezando a sua configuração estrutural ou de dopagem.

A razão τ_F/τ_R é igual à razão entre o excesso de carga armazenada na base sob polarização direta e o excesso de carga armazenada para $t = t_s$. Esta relação é uma

função do perfil de dopagem e deve ser determinada experimentalmente. Usualmente encontra-se entre os valores 2 e 4.

A corrente através da capacitância \bar{C} não pode ser ignorada durante o período de redução da corrente reversa ($t > t_s$). Da equação de malha para o circuito da figura 3.1.a, pode ser visto que $dv(t) = -R \cdot di(t)$. Substituindo esta relação e a equação (3.11) na equação (3.6), a expressão que descreve este período será:

$$\frac{di(t)}{dt}(\tau_R - R\bar{C}) + i(t)\left(1 + \frac{\tau_R}{\tau_F}\right) = 0 \quad (3.13)$$

Para $t = t_s$, $i(t) = -I_R$ e desta forma tem-se:

$$i(t) = -I_R \cdot e^{\frac{-(t-t_s)}{\tau}} \quad (3.14)$$

onde:

$$\tau = \frac{\tau_R + R\bar{C}}{1 + \frac{\tau_R}{\tau_F}} \quad (3.15)$$

O tempo de queda da corrente reversa, medido até 10 % do valor inicial da corrente reversa neste intervalo, é dado por:

$$t_f \cong \frac{2,3(\tau_R + R\bar{C})}{1 + \frac{\tau_R}{\tau_F}} \quad (3.16)$$

É interessante também, analisar a recuperação reversa dos diodos em um circuito E-L-D. A figura 3.2 mostra como se dá a recuperação reversa neste caso. Esta

situação é a mais comumente encontrada em aplicações de alta frequência, devido a presença das indutâncias parasitas desempenharem um papel mais destacado.

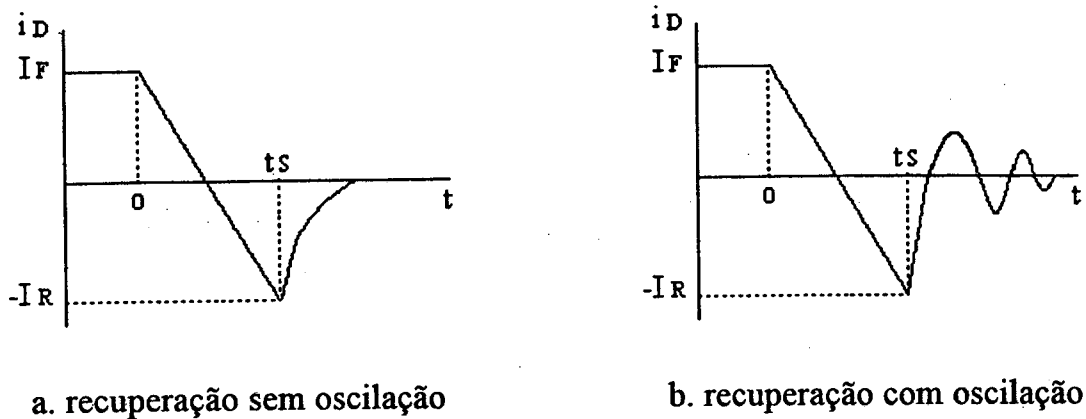


Fig. 3.2 - Corrente de recuperação reversa em um circuito E-L-D

De $t=0$ a $t=t_s$, a equação (3.6) pode ser aplicada. Desprezando-se a capacitância da camada de depleção, e substituindo $i(t)$ por sua expressão, tem-se que:

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_F} = -\frac{V_F}{L}t + I_F \quad Q(0) = \tau_F \cdot I_F \quad (3.17)$$

Resolvendo esta equação e substituindo-se pelas condições iniciais, obtém-se:

$$Q(t) = I_F \tau_F + \frac{V_R \tau_F^2}{L} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_F}} \right) - \frac{V_R \tau_F t}{L} \quad (3.18)$$

Para o intervalo de tempo em que $t > t_s$, aplica-se a equação (3.6), e fazendo $Q(t) = -i(t) \cdot \tau_R$ e $dV_R/dt = -L \cdot d^2i/dt^2$, tem-se:

$$LC \frac{d^2i}{dt^2} + \tau_R \frac{di}{dt} + \left(1 + \frac{\tau_R}{\tau_F} \right) \cdot i = 0 \quad (3.19)$$

Resolvendo-se (3.19) e substituindo-se pelas condições iniciais, $i(ts) = -I_{RR}$, duas soluções são possíveis em função das relações abaixo:

$$L \leq \frac{\tau_R^2}{4C(\tau_R + \tau_F)} \quad (3.20)$$

e

$$L > \frac{\tau_R^2}{4C(\tau_R + \tau_F)} \quad (3.21)$$

No primeiro caso, representado na figura 3.2.a, a recuperação reversa se dá de forma amortecida, enquanto que no segundo caso, mostrado na figura 3.2.b, a forma de onda da corrente é oscilatória amortecida.

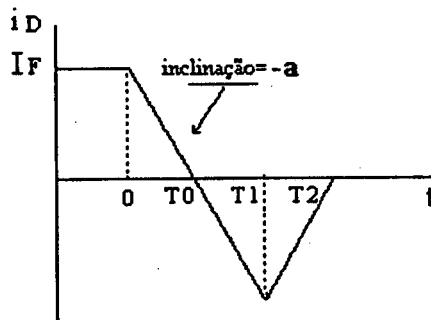
Desta análise pode-se observar que a característica de recuperação reversa do diodo é descrita em termos do tempo de duração dos portadores minoritários, da intensidade da corrente direta e reversa e dos parâmetros do circuito. Da mesma forma a maneira como o dispositivo é fabricado desempenha um papel na determinação de τ_R .

3.3 DETERMINAÇÃO DO TEMPO DE DURAÇÃO DE PORTADORES

Os tempos de duração de portadores (Carrier Lifetime - τ_F e τ_R), desempenham um papel importante nas características de recuperação reversa dos diodos, conforme pode ser visto na seção 3.2. Desta forma, um método operacional para a sua determinação torna-se necessário, já que os catálogos de fabricantes não os especificam.

Em [13] é desenvolvido um método simplificado para a determinação de um τ equivalente. Através da geração de uma forma de onda de corrente de recuperação reversa triangular e da aplicação da equação da continuidade, é possível a determinação deste parâmetro.

O ponto de partida para este desenvolvimento é a consideração de uma forma de onda triangular para a corrente de $t=T_0$ a $t=T_2$, como mostrado na figura 3.4. A contribuição da corrente capacitiva associada com a carga da região de depleção é desprezada.



$$T_{RR} = T_B + T_A \quad T_A = T_1 - T_0 \quad T_B = T_2 - T_1$$

Fig. 3.4 - Corrente de recuperação reversa

A equação que descreve o comportamento da carga armazenada Q na região, para $0 < T < T_1$ é:

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = I_F - a \cdot t \quad Q(0) = a \cdot \tau \cdot T_0 = I_F \cdot \tau \quad (3.22)$$

Resolvendo a equação (3.22) e substituindo-se as condições iniciais, obtém-se:

$$Q = a \cdot \tau \left(T_0 + \tau - t - \tau \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (3.23)$$

Para $T_1 < t < T_2$, a corrente começa a crescer com inclinação positiva a/SF , devido à tensão na junção, onde $SF = T_B/T_A$ representa o fator de suavidade (Softness Factor ou Snappiness Factor), logo:

$$I(t) = -a \cdot T_A + \frac{a}{S_F} (t - T_1) \quad (3.24)$$

Substituindo-se a equação (3.24) na equação (3.22) e tomando $Q(t_2)=0$, tem-se:

$$Q(t) = \frac{a \cdot \tau}{S_F} \left[(t - T_1 - \tau) - S_F \cdot T_A + \tau \cdot e^{\frac{-(t-T_2)}{\tau}} \right] \quad (3.25)$$

Com a finalidade de se encontrar uma expressão implícita para τ , iguala-se as equações (3.23) e (3.25) para $t=T_1$. Desta forma tem-se:

$$e^{\frac{T_B}{\tau}} = 1 + S_F - S_F \cdot e^{\frac{-T_B}{\tau}} \quad (3.26)$$

Da equação (3.26) e com algumas substituições obtém-se:

$$e^{\frac{S_F \cdot T_{RR}}{S_F+1} \cdot \frac{1}{\tau}} = 1 + S_F \cdot \left[1 - e^{\frac{-T_{RR}}{S_F} \left(\frac{T_0}{T_{RR}} + \frac{1}{S_F+1} \right)} \right] \quad (3.27)$$

Da equação (3.27) é possível traçar um ábaco de T_{RR}/τ , tomando-se S_F como parâmetro, mostrado na figura 3.4. Estas curvas podem ser utilizadas para se determinar τ , conhecendo-se os parâmetros T_0 , T_{RR} e S_F , através da forma de onda de recuperação reversa de um diodo obtida de ensaios de laboratório.

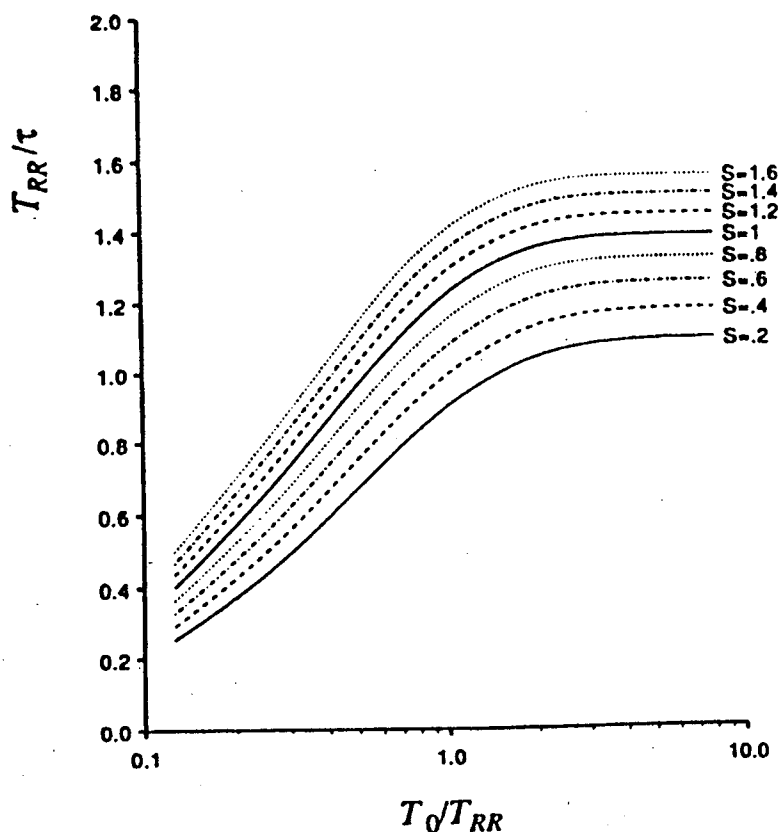


Fig. 3.4 - Relação entre τ , T_{RR} , T_0 e SF

3.4 CONCLUSÕES

Foi apresentada uma análise matemática do fenômeno de recuperação reversa de um diodo do tipo n⁺-p.

A equação da continuidade para elétrons na camada-p foi aplicada e um modelo matemático, levando em consideração as características internas da junção p-n, foi desenvolvido, tanto para recuperação em circuitos E-R-D, quanto para recuperação em circuitos onde a indutância parasita assuma um papel importante.

Foi apresentado um método para a determinação do tempo de duração de portadores minoritários na camada p ou n, para que o diodo pudesse ser adequadamente especificado, ou seja, através de um parâmetro (τ) que independa do circuito externo. Através da observação da característica de recuperação reversa, em uma experiência de laboratório, é possível levantar os valores do *Tempo de Recuperação Reversa* (T_{RR}), do

Fator de Suavidade (SF) e do Intervalo de Tempo em que a Corrente Leva Para Atingir Zero. Com estes valores, através do ábaco da figura 3.4 pode-se determinar O Tempo de Duração de Portadores Minoritários (τ).

CAPÍTULO IV

CONVERSOR FORWARD SIMÉTRICO PWM-ZVS

4.1 INTRODUÇÃO

O conversor Forward Simétrico PWM-ZVS, mostrado na figura 4.1, foi desenvolvido acrescentando-se à estrutura convencional um indutor ressonante e dois capacitores em paralelo com os interruptores comandados. Estes capacitores absorvem as capacitâncias intrínsecas dos interruptores, se forem utilizados MOSFETs, enquanto que o indutor ressonante absorve a indutância de dispersão do transformador. A característica de recuperação reversa dos diodos principais é utilizada para descarregar as capacitâncias e prover o mecanismo de comutação ZVS para a entrada em condução dos interruptores principais.

Com estas características de comutação, o conversor Forward Simétrico PWM-ZVS torna-se adequado para aplicações em altas frequências, preservando as características desejáveis da topologia forward simétrica, tais como o grampeamento da tensão nos interruptores à tensão da fonte e a robustez em relação a curto-circuitos de braço, quando comparado às estruturas em ponte.

O controle do fluxo de energia para a carga se dá pela operação dos interruptores comandados de forma que exista um intervalo de roda livre em que a tensão

no transformador seja nula. Esta operação é realizada com um comando que dispare estes interruptores simultaneamente e os bloqueie de forma separada. Quanto maior este intervalo, menor a quantidade de energia transferida à carga. Desta forma a modulação PWM pode ser empregada com todas as vantagens a ela associadas.

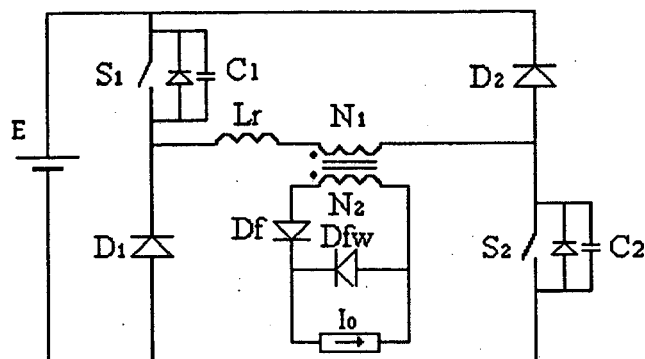


Fig. 4.1 - Conversor Forward Simétrico PWM-ZVS

4.2 ANÁLISE MATEMÁTICA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO

Com o objetivo de facilitar o entendimento, algumas simplificações serão adotadas:

- o transformador será representado pelo modelo T, e a relação de transformação será considerada unitária;
- todos os componentes serão considerados ideais, exceto os diodos D_1 e D_2 no bloqueio, isto é, todas as resistências parasitas serão igualadas a zero e todos os semicondutores terão quedas de tensão, em condução, e tempos de chaveamento nulos;
- a indutância de dispersão do transformador estará incluída no valor da indutância de comutação L_r . As capacitâncias de saída dos interruptores comandados estarão incluídas nas capacitâncias de comutação C_1 e C_2 ;

- o indutor do filtro de saída será considerado de alta indutância, de tal forma que ele e a carga possam ser representados por uma fonte de corrente constante I_o .

A figura 4.2 mostra o circuito do conversor com as simplificações adotadas.

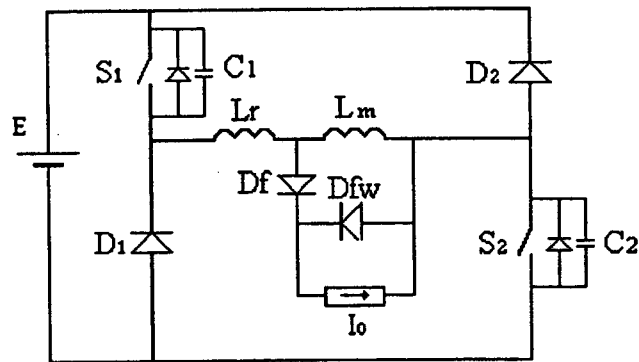


Fig. 4.2 - Conversor Forward Simétrico PWM-ZVS Simplificado

As figuras 4.3 e 4.4, mostram respectivamente a seqüência de operação e as principais formas de onda idealizadas. Na figura 4.4, os tempos contados a partir da origem são representados por t_1 , t_2 e etc.

Para que as equações resultantes se apresentem de forma mais simples, as variáveis serão normalizadas em relação a E , E/Z_0 e θ , onde :

- ângulo em radianos: $\theta = \omega_0 \cdot t$

- impedância característica: $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$

- frequência natural do circuito L-C: $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$

onde: $C=C_1=C_2$ e $L=L_r+L_m$.

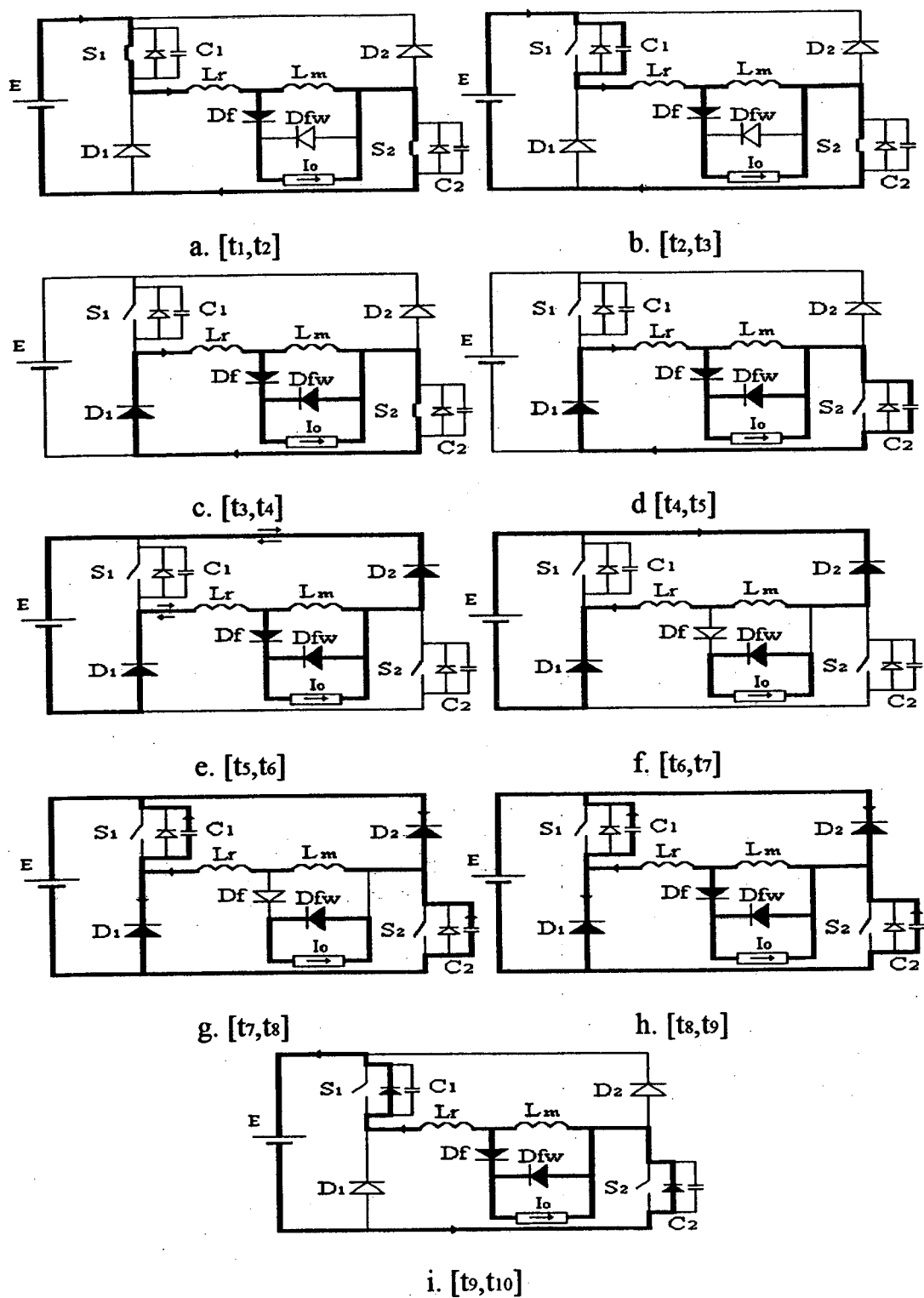


Fig. 4.3 - Sequência de funcionamento

Todas as variáveis normalizadas serão representadas com uma barra sobreposta. Deve-se observar que o sentido da corrente na indutância ressonante não é sempre o mesmo em relação à fonte de tensão, por isso os pontos A e B são assinalados, e é atribuído sentido positivo da corrente na indutância de A para B. A figura 4.5 mostra a seqüência de modos topológicos de onde foram obtidas as equações que descrevem as diferentes etapas.

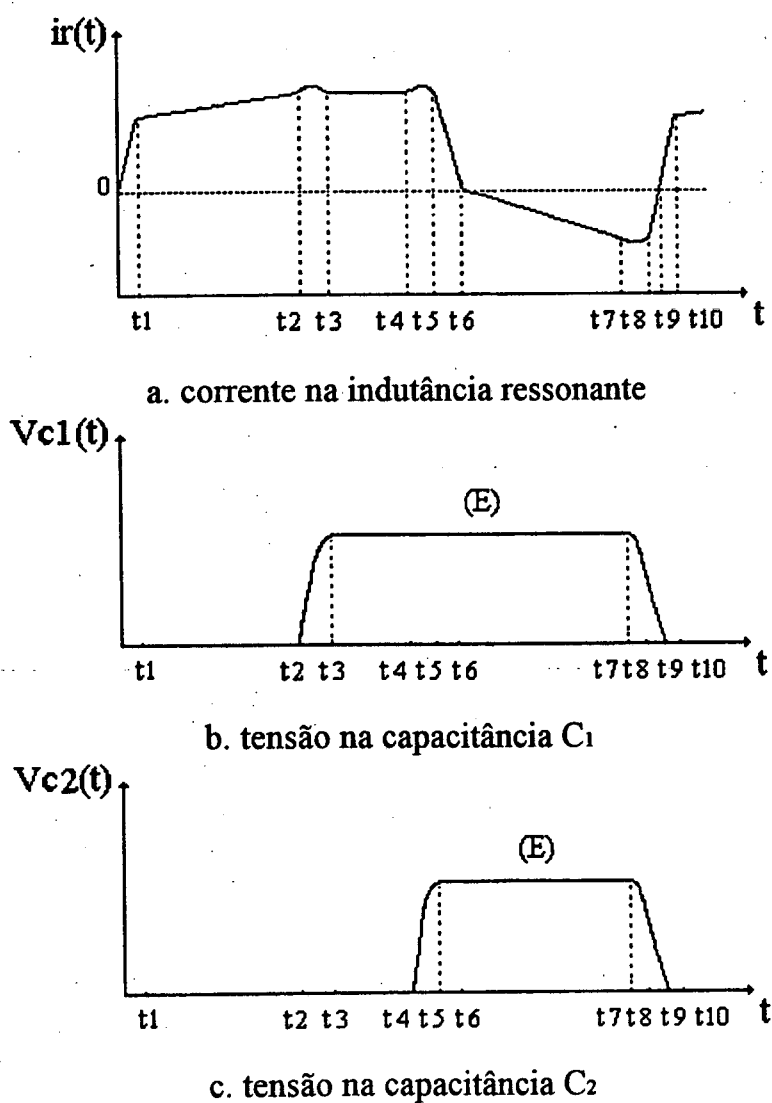


Fig. 4.4 - Principais formas de onda idealizadas

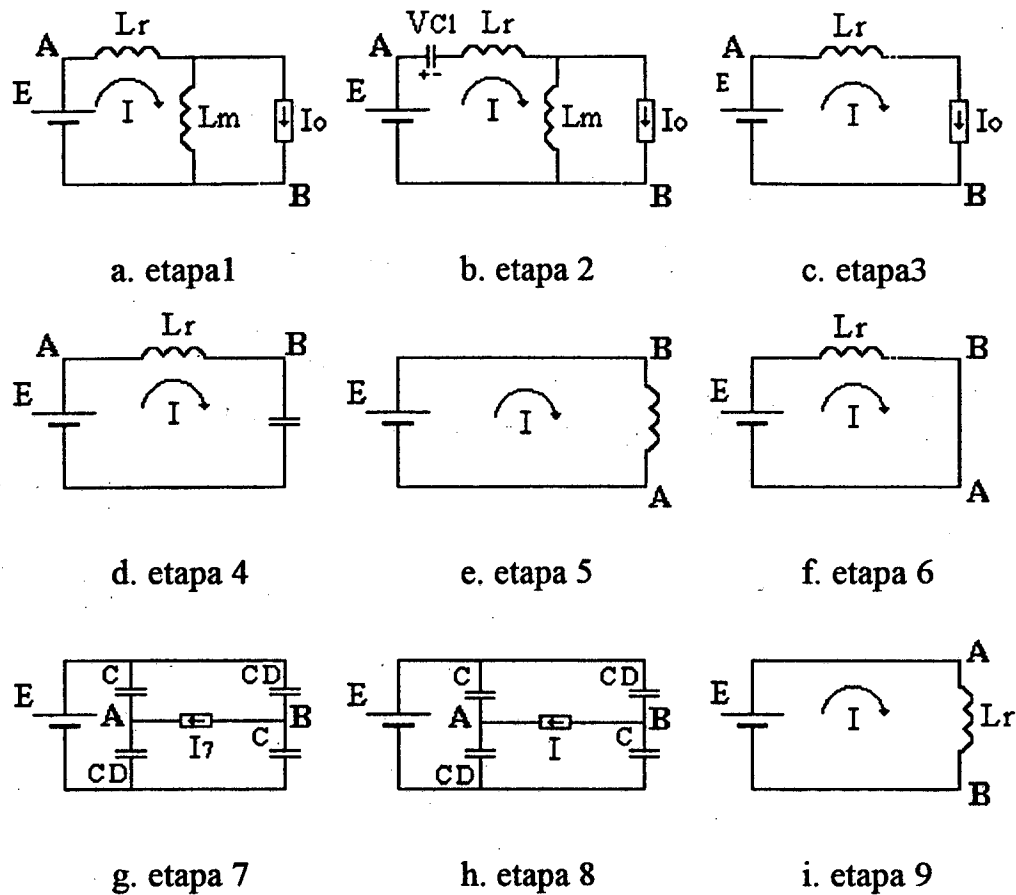


Fig. 4.5 - Modos topológicos

ETAPA 1: $[t_1, t_2]$ fig. 4.3.a e 4.5.a

Nesta etapa se dá a transferência de energia da fonte para a carga. Os interruptores S_1 , S_2 e o diodo D_f estão conduzindo, enquanto que os diodos D_1 , D_2 e D_{fw} estão bloqueados. A tensão nas capacitâncias C_1 e C_2 é zero, e a corrente na indutância ressonante é igual a corrente de carga referida ao primário mais a corrente de magnetização do transformador. Desta forma tem-se:

$$V_{c1}(t) = 0 \quad \bar{V}_{c1}(\theta) = 0 \quad (4.1)$$

$$V_{c2}(t) = 0 \quad \bar{V}_{c2}(\theta) = 0 \quad (4.2)$$

$$E = L_r \frac{dI}{dt} + i_m \frac{d(I - I_0)}{dt} \quad I(t_1) = I_0 \quad (4.3)$$

Resolvendo a equação (4.3) e fazendo $i_r(t) = I(t)$, e $\Delta t = t - t_1$, tem-se:

$$i_r(\Delta t) = \frac{E}{L} \Delta t + I_0 \quad \bar{I}_r(\theta) = \theta + \bar{I}_0 \quad (4.4)$$

Esta etapa termina quando o interruptor S_1 for bloqueado. Portanto, tem-se:

$$\Delta t_2 = D_{C1} - \Delta t_1 \quad \theta_2 = \frac{D_{C1}}{\sqrt{LC}} - \frac{L_r}{L} \bar{I}_0 \quad (4.5)$$

e

$$I_2 = \frac{E}{L} \Delta t_2 + I_0 \quad \bar{I}_2 = \theta_2 + \bar{I}_0 \quad (4.6)$$

ETAPA 2: $[t_2, t_3]$ fig. 4.3.b e 4.5.b

O interruptor S_1 é comandado e bloqueia-se. O diodo D_f continua conduzindo enquanto que os diodos D_1 , D_2 e D_{fw} continuam bloqueados. A capacitância C_1 carregar-se-á com a corrente resultante da soma de I_0 mais $i_m(t)$. Nesta etapa $i_r(t) = I(t)$. Neste caso, tem-se:

$$E = V_{C1}(t) + L \frac{dI(t)}{dt} = 0 \quad I(t_2) = I_2 \quad (4.7)$$

$$I(t) = C \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \quad V_{C1}(t_2) = 0 \quad (4.8)$$

Resolvendo as equações (4.7) e (4.8), e fazendo $\Delta t = t - t_2$, tem-se:

$$V_{C1}(\Delta t) = E - E \cos \omega_0 \Delta t + Z_0 I_2 \sin \omega_0 \Delta t \quad (4.9)$$

$$i_r(\Delta t) = \frac{E}{Z_0} \text{sen } \omega_0 \Delta t + I_2 \cos \omega_0 \Delta t \quad (4.10)$$

Normalizando as equações (4.9) e (4.10) tem-se:

$$\bar{V}_{c1}(\theta) = 1 - \cos \theta + \bar{I}_2 \text{sen } \theta \quad (4.11)$$

$$\bar{V}_{c2}(\theta) = 0 \quad (4.12)$$

$$\bar{I}_r(\theta) = \bar{I}_2 \cos \theta + \text{sen } \theta \quad (4.13)$$

A etapa 2 termina quando $V_{c1}=E$, e o diodo D_1 entrar em condução. Então, para estas condições, tem-se que:

$$\Delta t_3 = \sqrt{LC} \tan^{-1} \frac{E}{Z_0 I_2} \quad \theta_3 = \tan^{-1} \frac{1}{\bar{I}_0} \quad (4.14)$$

$$I_3 = \frac{E}{Z_0} \sqrt{\left(\frac{Z_0 I_2}{E}\right)^2 + 1} \quad \bar{I}_3 = \sqrt{\bar{I}_2^2 + 1} \quad (4.15)$$

ETAPA 3: $[t_3, t_4]$ fig.4.3.c e 4.5.c

O interruptor S_1 está bloqueado e S_2 conduzindo, o diodo D_1 entra em condução, e um período de roda livre tem início no primário, fazendo com que a tensão na indutância de magnetização se anule e o diodo D_{fw} entre em condução. Em função da indutância em série, o diodo D_f não se bloqueia e continua conduzindo a maior parte da corrente da carga. Desta forma tem-se os diodos D_f e D_{fw} conduzindo simultaneamente. As tensões nas capacitâncias C_1 e C_2 permanecem constantes e não há transferência de energia para a carga. Nesta etapa $I(t)=i_r(t)$ e $\Delta t=t-t_3$.

$$V_{c1}(t) = E \quad \bar{V}_{c1}(\theta) = 1 \quad (4.16)$$

$$V_{c2}(t) = 0 \quad \bar{V}_{c2}(\theta) = 0 \quad (4.17)$$

$$i_r(t) = I_3 \quad \bar{I}_r(\theta) = \bar{I}_3 \quad (4.18)$$

Esta etapa termina em $t=t_4$, quando o interruptor S_2 for bloqueado. Desta forma, tem-se:

$$\Delta t_4 = D_{c2}T - \Delta t_1 - \Delta t_2 - \Delta t_3 \quad (4.19)$$

ETAPA 4: $[t_4, t_5]$ fig.4.3.d e 4.5.d

O interruptor S_2 é comandado e bloqueia-se. O diodo D_2 continua bloqueado e D_1 conduzindo. A capacitância C_2 começa a carregar-se e a tensão sobre a indutância magnetizante cresce polarizando diretamente o diodo D_{fw} , que continua conduzindo, fazendo com que a carga permaneça em roda livre. O diodo D_f permanece conduzindo e a corrente I_o continua refletida ao primário. A malha E , C_2 e L_r forma um circuito ressonante até que a tensão na capacitância C_2 atinja o valor de E . Nesta etapa $i_r(t)=I(t)$, logo tem-se que:

$$V_{c2} = L_r \frac{dI}{dt} \quad I(t_4) = I_3 \quad (4.20)$$

$$I = C \frac{dV_{c2}}{dt} \quad V_{c2}(t_4) = 0 \quad (4.21)$$

Resolvendo as equações (4.20) e (4.21), obtém-se:

$$V_{c2}(\Delta t) = \sqrt{\frac{L_r}{C}} I_3 \sinh \frac{\Delta t}{\sqrt{L_r C}} \quad (4.22)$$

$$i_r(\Delta t) = I_3 \cosh \frac{\Delta t}{\sqrt{L_r C}} \quad (4.23)$$

Normalizando as equações (4.22) e (4.23), tem-se:

$$\bar{V}_{c2}(\theta) = \sqrt{\frac{L_r}{L}} \bar{I}_3 \sinh \sqrt{\frac{L}{L_r}} \theta \quad (4.24)$$

$$\bar{I}_r(\theta) = \bar{I}_3 \cosh \sqrt{\frac{L}{L_r}} \theta \quad (4.25)$$

A etapa 4 termina quando $V_{c2}=E$, e o diodo D_2 entrar em condução. Então, para estas condições, tem-se que:

$$\Delta t_5 = \sqrt{L_r C} \sinh^{-1} \frac{E}{I_3 \sqrt{\frac{L_r}{C}}} \quad \theta_5 = \sqrt{\frac{L_r}{L}} \sinh^{-1} \frac{1}{\bar{I}_3} \sqrt{\frac{L}{L_r}} \quad (4.26)$$

e

$$\bar{I}_5 = \sqrt{\frac{L}{L_r} + \bar{I}_3^2} \quad (4.27)$$

ETAPA 5: $[t_5, t_6]$ fig.4.3.e e 4.5.e

Nesta etapa os diodos D_1 , D_2 , D_{fw} e D_f conduzem simultaneamente. Esta situação permanece até que D_f seja bloqueado. Então, tem-se que:

$$V_{c1}(t) = E \quad \bar{V}_{c1}(\theta) = 1 \quad (4.28)$$

$$V_{c2}(t) = E \quad \bar{V}_{c2}(\theta) = 1 \quad (4.29)$$

$$E = L_r \frac{dI(t)}{dt} \quad I(t_s) = -I_5 \quad (4.30)$$

Resolvendo a equação (4.30), fazendo $i_r(t) = -I(t)$, $\Delta t = t - t_6$, e normalizando obtém-se:

$$i_r(\Delta t) = -\frac{E}{L_r} \Delta t + I_5 \quad \bar{i}_r(\theta) = -\frac{L}{L_r} \theta + I_5 \quad (4.31)$$

Esta etapa termina quando o diodo D_f se bloqueia. A corrente neste diodo pode ser determinada por:

$$I_{D_f}(\Delta t) = \frac{N_1}{N_2} \left(-\frac{E}{L_r} \Delta t + I_5 \right) \quad (4.32)$$

Então, quando $I_{D_f}(t) = 0$, tem-se:

$$\Delta t_6 = \frac{L_r I_5}{E} \quad \theta_6 = \frac{L_r \bar{I}_5}{L} \quad (4.33)$$

$$I_6 = 0 \quad \bar{I}_6 = 0 \quad (4.34)$$

ETAPA 6: $[t_6, t_7]$ fig. 4.3.f e 4.5.f

A recuperação reversa dos diodos D_1 e D_2 poderá iniciar tanto nesta etapa quanto na anterior, isto depende das condições de operação. Logo:

$$V_{c1}(t) = E \quad \bar{V}_{c1}(\theta) = 1 \quad (4.35)$$

$$V_{c2}(t) = E \quad \bar{V}_{c2}(\theta) = 1 \quad (4.36)$$

$$E = L \frac{dI}{dt} \quad I(t_6) = I_6 \quad (4.37)$$

Resolvendo a equação (4.37), e fazendo $i_r(T) = -I(t)$, $\Delta t = t - t_7$, e normalizando, tem-se:

$$i_r(\Delta t) = -\frac{E}{L} \Delta t + I_6 \quad \bar{I}_r(\theta) = -\theta + \bar{I}_6 \quad (4.38)$$

A carga armazenada nestes diodos controlará a transição do estado. Desta forma, este modo terminará quando o excesso de carga armazenada na base de cada diodo se anular.

Como o processo de recuperação reversa dos diodos D_1 e D_2 se dá com duas derivadas de corrente, é necessário subtrair da carga armazenada durante o período de condução direta, a parcela que foi recuperada na etapa anterior. Tomando a equação (3.8) e substituindo I pela equação (4.31), ter-se-á:

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = -\frac{E}{L_r} \Delta t + I_5 \quad Q(0) = \tau \cdot I_5 \quad (4.39)$$

Resolvendo a equação (4.39), tem-se:

$$Q(\Delta t) = \tau \cdot I_5 + \frac{E\tau^2}{L_r} \left(1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \right) - \frac{E\tau}{L_r} \Delta t \quad (4.40)$$

e para $\Delta t = \Delta t_6$ resulta em:

$$Q(\Delta t_6) = \frac{E\tau^2}{L_r} \left(1 - e^{-\frac{L_r I_5}{E\tau}} \right) \quad (4.41)$$

Então, tomando novamente a equação (3.8) e substituindo I pela equação (4.38), e tomando a equação (4.41) como condição inicial de carga, tem-se:

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = -\frac{E}{L} \Delta t + I_6 \quad Q(t_6) = \frac{E\tau^2}{L_r} \left(1 - e^{-\frac{L_r I_5}{E\tau}} \right) \quad (4.42)$$

Resolvendo a equação (4.42), encontra-se:

$$Q(\Delta t) = \frac{E}{L} \tau^2 + E\tau^2 \left[\frac{1}{L_r} \left(1 - e^{-\frac{L_r I_3}{E\tau}} \right) - \frac{1}{L} \right] e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} - \frac{E}{L} \tau \cdot \Delta t \quad (4.43)$$

Este estágio termina em $\Delta t = \Delta t_7$, quando $Q(\Delta t) = 0$, então tem-se que:

$$\tau \left\{ 1 + \left[\frac{L}{L_r} \left(1 - e^{-\frac{L_r I_3}{E\tau}} \right) - 1 \right] e^{-\frac{\Delta t_7}{\tau}} \right\} - \Delta t_7 = 0 \quad (4.44)$$

e da equação (4.38),

$$I_7 = -\frac{E}{L} \Delta t_7 + I_6 \quad (4.45)$$

Portanto, resolvendo-se as equações (4.44) e (4.45) simultaneamente através de um algoritmo numérico, determina-se Δt_7 e I_7 .

ETAPA 7: $[t_7, t_8]$ fig. 4.3.g e 4.5.g

Neste intervalo os interruptores S_1 e S_2 permanecem bloqueados, e o diodo D_{fw} continua conduzindo. A corrente de recuperação reversa dos diodos D_1 e D_2 começa a diminuir, e estes comportam-se como se fossem capacitâncias carregando-se. Desta forma a corrente na indutância ressonante L_r é gradativamente transferida para as capacitâncias C_1 e C_2 , provocando a sua descarga e fazendo com que a tensão nos interruptores comece a decrescer. Como a corrente na indutância L_r se mantém aproximadamente constante, tem-se:

$$(C + C_D) \frac{dV_C}{dt} = -I \quad V_C(t_7) = E \quad (4.46)$$

$$I = I_7 \quad (4.47)$$

Resolvendo a equação (4.46) e fazendo $i_r(t) = -I(t)$, $\Delta t = t - t_8$, tem-se:

$$V_c(\Delta t) = E - \frac{I_7}{C + C_D} \Delta t \quad (4.48)$$

$$i_r(\Delta t) = I_7 \quad (4.49)$$

Esta etapa termina quando as tensões nas capacitâncias C_1 e C_2 atingirem o valor de $E/2$. Isto ocorre porque a tensão V_{AB} se anula fazendo com que o diodo D_f seja polarizado diretamente e entre em condução. Desta forma tem-se que:

$$\Delta t_8 = \frac{EC}{2I_7} \quad (4.50)$$

ETAPA 8: $[t_8, t_9]$ fig. 4.3.h e 4.5.h

Como o diodo D_f entra em condução, sua corrente começa a crescer com uma derivada igual a E/L_r , pois a indutância de magnetização do transformador fica curto-circuitada. A corrente no diodo D_f é a mesma que circula nos enrolamentos do secundário, sendo portanto refletida para o primário. Desta forma a corrente na indutância ressonante será subtraída desta parcela refletida, o que acarreta em uma considerável redução do nível de energia necessário à comutação. Assim, pode-se escrever que:

$$(C + C_D) \frac{dV_c}{dt} = -I \quad (4.51)$$

Onde:

$$I = I_8 - \frac{E}{L_r} t \quad (4.52)$$

Resolvendo a equação (4.52), e fazendo $\Delta t = t - t_8$, tem-se:

$$V_c(\Delta t) = \frac{E}{L_r C} \frac{\Delta t^2}{2} - \frac{I_8}{C} + \frac{E}{2} \quad (4.53)$$

$$i_r(\Delta t) = I_8 - \frac{E}{L_r} \Delta t \quad (4.54)$$

Este estágio termina quando as tensões nas capacitâncias C_1 e C_2 tornarem-se iguais a zero. Desta forma, tem-se:

$$\Delta t_9 = \frac{L_r I_8 - \sqrt{L_r^2 I_8^2 - E^2 (C + C_D) L_r}}{E} \quad (4.55)$$

ETAPA 9: $[t_9, t_{10}]$ fig. 4.3.i e 4.5.i

Quando a tensão nas capacitâncias C_1 e C_2 tornar-se igual a zero, os diodos intrínsecos entrarão em condução, canalizando para a fonte o excesso de energia oriundo do processo de comutação. É neste intervalo que os interruptores deverão ser comandados para entrarem em condução. Se isto ocorrer a comutação será não dissipativa e com tensão nula (ZVS). Desta forma, tem-se que:

$$V_{c1}(t) = V_{c2}(t) = 0 \quad (4.56)$$

$$E = L_r \frac{di}{dt} \quad i(t_9) = -I_9 \quad (4.57)$$

Resolvendo a equação (4.57), fazendo $i_r(t) = -I$, $\Delta t = t - t_9$, e normalizando, obtém-se:

$$i_r(\Delta t) = \frac{E}{L_r} \Delta t - I_9 \quad \bar{i}_r(\theta) = \frac{L}{L_r} \theta - \bar{I}_9 \quad (4.58)$$

Esta etapa termina quando $i(\Delta t) = I_0$, logo:

$$\Delta t_{10} = \frac{L_r}{E}(I_0 + I_9) \quad (4.59)$$

4.3 VALORES MÁXIMOS, MÉDIOS E EFICAZES NOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS

Estes valores são determinados tomando-se como base a figura 4.4. A razão cíclica efetiva é definida como sendo a fração relativa do período de chaveamento em que se dá a transferência de energia para a carga. Então, $D_{cef} = \frac{t_2}{T}$ ou $D_{cef} = D_{c1} - \frac{t_1}{T}$, onde $D_{c1} = \frac{t_{on}}{T}$ é a razão cíclica do interruptor S_1 .

Interruptor S_1 :

$$I_{med} = \frac{E}{2f_s L} D_{cef}^2 + I_0 D_{cef} + f_s \frac{E}{2L_r} \Delta t_1^2 \quad (4.60)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{E^2}{3f_s^2 L^2} D_{cef}^3 + \frac{EI_0}{f_s L} D_{cef} + I_0^2 D_{cef} + f_s \left(\frac{E^2}{3L_r^2} \Delta t_1^3 + \frac{EI_9 \Delta t_1^2}{L_r} \right)} \quad (4.61)$$

$$I_{max} = \frac{E}{L} D_{cef} + I_0 \quad (4.62)$$

$$V_{max} = E \quad (4.63)$$

Interruptor S_2 :

$$I_{med} = \frac{E}{2f_s L} D_{cef}^2 + I_0 D_{cef} + \frac{f_s}{2\pi} \left[\frac{E}{Z_0} (1 - \cos \omega_0 \Delta t_3) + I_2 \text{sen } \omega_0 \Delta t_3 + 2\pi f_0 \left(\frac{E}{2L_r} \Delta t_1^2 + I_3 \Delta t_4 \right) \right] \quad (4.64)$$

$$I_{ef} = \sqrt{A+B} \quad (4.65)$$

onde :

$$A = \frac{E^2}{3f_s^2 L^2} D_{cef}^3 + \frac{EI_0}{f_s L} D_{cef}^2 + I_0^2 D_{cef}$$

$$B = \frac{1}{f_s f_0} \left[\frac{EI_2}{Z_0} \text{sen}^2 \omega_0 \Delta t_3 + \frac{1}{4} \left(I_2^2 - \frac{E^2}{Z_0^2} \right) \text{sen} 2\omega_0 \Delta t_3 + C \right]$$

$$C = \pi \frac{E^2}{Z_0^2} \Delta t_3 + I_3^2 \Delta t_4 + \frac{E^2}{L_r^2} \frac{\Delta t_1^3}{3}$$

$$I_{max} = \frac{E}{Z_0} \sqrt{1 + \frac{Z_0^2 I_0^2}{E^2}} \quad (4.66)$$

$$V_{max} = E \quad (4.67)$$

Diodo D1:

$$I_{med} = \frac{1}{8\pi f_0} f_s I_3 \text{senh} \omega_0 \Delta t_5 + f_s \left[I_3 \Delta t_4 + I_5 \Delta t_6 - I_6 \Delta t_7 - \frac{E}{2} \left(\frac{\Delta t_6^2}{L_r} + \frac{\Delta t_7^2}{L} \right) \right] \quad (4.68)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{8\pi f_0} f_s I_3^2 \text{senh} 2\omega_0 \Delta t_5 + f_s \cdot G} \quad (4.69)$$

onde:
$$G = I_3^2 \left(\frac{\Delta t_5^2}{2} + \Delta t_4 \right) + \frac{E^2}{L_r^2} \frac{\Delta t_6^2}{3} - \frac{EI_5}{L_r} \Delta t_6^2 + I_5^2 \Delta t_6 + \frac{E \Delta t_5^3}{3L} + \frac{EI_6}{L} \Delta t_7^2 + I_6^2 \Delta t_7$$

$$I_{max} = I_3 \quad (4.70)$$

$$V_{max} = E \quad (4.71)$$

Diodo D_2 :

$$I_{med} = f_s \left[I_5 \Delta t_6 - I_6 \Delta t_7 - \frac{E}{2} \left(\frac{\Delta t_6^2}{L_r} + \frac{\Delta t_7^2}{L} \right) \right] \quad (4.72)$$

$$I_{ef} = \sqrt{f_s \left[\frac{E^2}{L_r^2} \frac{\Delta t_6^2}{3} - \frac{EI_5}{L_r} \Delta t_6^2 + \frac{E \Delta t_5^3}{3L} + \frac{EI_6}{L} \Delta t_7 + I_6^2 \Delta t_7 \right]} \quad (4.73)$$

$$I_{max} = I_5 \quad (4.74)$$

$$V_{max} = E \quad (4.75)$$

4.4 CARACTERÍSTICA EXTERNA

O conversor pode ser caracterizado pelo ganho estático q_e , definido como sendo a relação entre a tensão média de saída e a tensão de entrada. Desta forma pode-se escrever que:

$$q_e = \frac{V_0}{E} = \frac{\bar{V}_0}{E} \quad (4.76)$$

Como a tensão da fonte normalizada é igual a um, o ganho estático será igual à tensão média de saída normalizada. Esta tensão pode ser determinada da seguinte forma:

$$\bar{V}_0 = \frac{1}{\theta_r} \int_0^{\theta_2} d\theta + \frac{1}{\theta_r} \int_0^{\theta_3} (\cos \theta + \bar{I}_2 \sin \theta) d\theta \quad (4.77)$$

e

$$\bar{V}_0 = \frac{1}{\theta_r} [\theta_2 + \sin \theta_3 + \bar{I}_2 \cos \theta_3 - \bar{I}_2] \quad (4.78)$$

onde, da figura 4.3.a e da equação (4.63), e da definição de razão cíclica $D_c = f_s \cdot t_{on}$, tem-se:

$$\theta_2 = \omega_0 D_c T - \omega_0 \Delta t_{10} = \omega_0 D_c T - \omega_0 \frac{I_0 L_r}{E} = \frac{\omega_0 D_c}{f_s} - \bar{I}_0 \frac{L_r}{L} \quad (4.79)$$

onde θ_3 é obtido das equações (4.15) e (4.16), portanto o ganho estático será:

$$q_e = \frac{f_s}{\omega_0} \left[\frac{\omega_0 D_c}{f_s} - \bar{I}_0 \frac{L_r}{L} + \frac{1}{\sqrt{\bar{I}_2^2 + 1}} + \frac{\bar{I}_2^2}{\sqrt{\bar{I}_2^2 + 1}} - \bar{I}_2 \right] \quad (4.80)$$

Escrevendo a equação (4.80) de uma forma mais conveniente, tem-se:

$$q_e = D - \frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} \left[\frac{L_r}{L} \bar{I}_0 + \sqrt{\bar{I}_2^2 + 1} - \bar{I}_2 \right] \quad (4.81)$$

Da equação (4.81), substituindo-se \bar{I}_0 , é possível traçar o ábaco da figura 4.6, que exprime o ganho estático q_e em função da corrente \bar{I}_2 , tomando-se a razão cíclica D_c como parâmetro, para valores fixos de f_s , f_0 e L_r .

Para valores nominais de carga, pode-se desprezar a parcela $\sqrt{\bar{I}_2^2 + 1} - \bar{I}_2$ na equação (4.81), resultando em:

$$q_e = D_c - \frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} \bar{I}_0 \frac{L_r}{L} \quad (4.82)$$

$$q_e = D_c - f_s \frac{I_0 L_r}{E} \quad (4.83)$$

Através da equação (4.83) é possível traçar um ábaco do ganho estático em função da corrente de carga normalizada referida ao primário $I_0 \cdot \frac{L_r}{E}$, tomando-se a razão cíclica como parâmetro, para um valor fixo de f_s . Este ábaco é mostrado na figura 4.7 e exprime a característica externa do conversor.

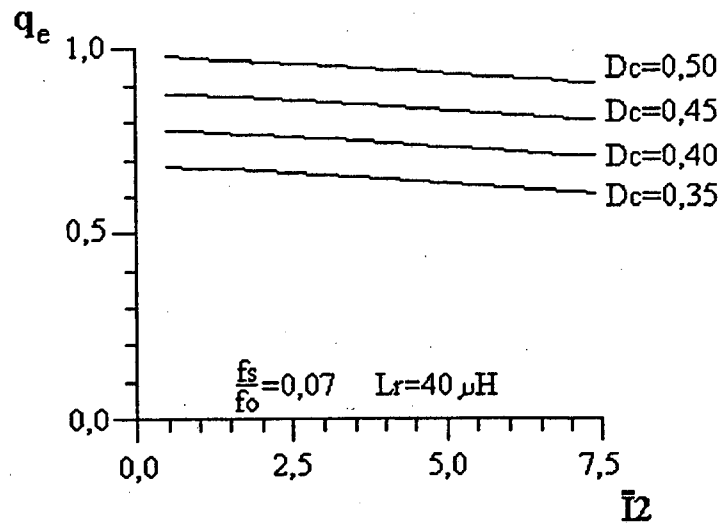


Fig. 4.6 - Ganho estático em função da corrente \bar{I}_2

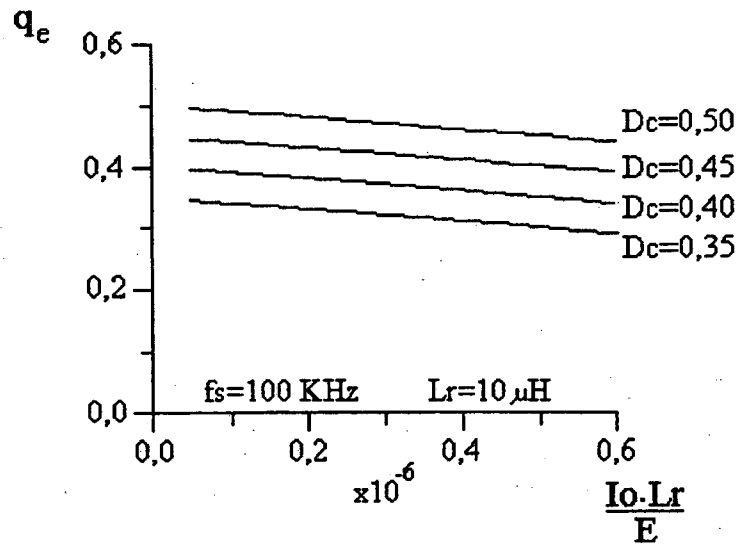


Fig. 4.7 - Ganho estático em função da corrente de carga

4.5 CONCLUSÕES

Foi apresentado neste capítulo o conversor Forward Simétrico PWM-ZVS proposto, e a forma como ele foi obtido, ou seja através da inclusão de alguns elementos

reativos no conversor Forward Simétrico Convencional, e através de uma estratégia de chaveamento adequado.

Os diodos D_1 e D_2 desempenham um papel fundamental para que ocorra a comutação não dissipativa nos interruptores comandados. Através da sua corrente de recuperação reversa, é possível manter um nível de energia na indutância L_r , capaz de descarregar as capacitâncias intrínsecas dos interruptores S_1 e S_2 e criar as condições para que a comutação com tensão nula (ZVS) ocorra.

Foi apresentada também, uma análise matemática das etapas de operação, onde, na etapa 6 foi necessário a utilização do modelo matemático incluindo o efeito da recuperação reversa dos diodos D_1 e D_2 , apresentado no Capítulo III.

As expressões para a determinação dos valores médios, máximos e eficazes de corrente, bem como a tensão máxima nos interruptores do lado do primário do transformador, foram obtidas, complementando assim, a base matemática necessária ao desenvolvimento de uma metodologia de projeto.

A característica externa teórica do conversor foi levantada, sendo apresentada na forma de ábaco, para facilitar a visualização, evidenciando tal qual o conversor Forward Convencional a característica de saída de fonte de tensão, e a influência do indutor ressonante na redução do ganho estático.

CAPÍTULO V

METODOLOGIA DE PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR FORWARD SIMÉTRICO PWM-ZVS

5.1 INTRODUÇÃO

O projeto do conversor se reduz à determinação dos valores ótimos da indutância L_r e dos diodos D_1 e D_2 , de forma que a operação seja àquela prevista no capítulo anterior. A corrente na indutância L_r deve inverter seu sentido e anular-se novamente ao final de um ciclo de chaveamento, criando as condições para que os interruptores principais entrem em condução com tensão nula (comutação ZVS).

A determinação da indutância ressonante L_r deve seguir um critério de minimização da energia envolvida no processo de comutação, de forma a utilizar-se o mínimo valor de L_r , e conseqüentemente a mínima redução na razão cíclica.

O dimensionamento dos diodos D_1 e D_2 , além das especificações usuais de tensão e corrente, deve levar em consideração a sua característica de recuperação reversa através do tempo de duração de portadores minoritários τ . Este tempo deve ser calculado de forma que os diodos D_1 e D_2 , com a sua recuperação reversa, assegurem um

nível de energia na indutância ressonante, capaz de descarregar as capacitâncias C_1 e C_2 , para que os interruptores principais entrem em condução com tensão nula.

5.2 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Para que se tenha a mínima quantidade de energia envolvida no processo de comutação, é necessário que a corrente $I_9 = i_r(t_9)$ (figura 4.4.a), seja igual a zero. Desta forma, da equação (4.54), obtém-se:

$$E = \frac{I_7 L_r}{\Delta t_9} \quad (5.1)$$

Substituindo-se a equação (4.55) na equação (5.1) e considerando-se que a capacitância C é muito maior que a capacitância C_D , tem-se:

$$\frac{I_7}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}} = 1 \quad (5.2)$$

A equação (5.2) representa a condição mínima para que ocorra comutação ZVS nos interruptores principais. Como a corrente I_7 depende do intervalo de tempo Δt_7 , torna-se necessário então, a sua determinação. Desta forma tem-se que:

$$\Delta t_7 = T - D_{C2}T - (\Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_8 + \Delta t_9) \quad (5.3)$$

Os intervalos de tempo Δt_5 , Δt_6 , Δt_8 e Δt_9 podem ser determinados através das equações (4.26), (4.33), (4.50) e (4.55). Como o intervalo de tempo Δt_5 é muito pequeno quando comparado com os demais, será desprezado, logo:

$$\Delta t_7 = \frac{(1-D_{C2})}{f_s} - \left(\frac{L_r I_2}{E} + \frac{EC_{eq}}{2I_7} + \frac{L_r I_7}{E} \right) \quad (5.4)$$

Como a indutância ressonante é muito menor que a indutância de magnetização do transformador, na expressão $L=L_m+L_r$, L_r será desprezada. Desta forma, tem-se:

$$\Delta t_7 = \frac{(1-D_{C2})}{f_s} - \left\{ \frac{L_m C_{eq}}{\Delta t_7} \left[\left(1 + \frac{D_{C1}}{f_s \Delta t_7} \right) + \frac{L_m}{E \Delta t_7} \left(1 - \frac{L_m C_{eq}}{\Delta t_7^2} \right) I_0 \right] + \frac{L_m C_{eq}}{2 \Delta t_7} \right\} \quad (5.5)$$

Conhecendo-se Δt_7 , através de (5.5) e de um algoritmo numérico, torna-se possível a determinação de I_7 . Com o valor desta corrente sendo conhecido e através da relação (5.2) pode-se determinar o valor da indutância ressonante.

Com os valores de I_7 , L_r e Δt_7 sendo conhecidos, deve-se determinar o **Tempo de Duração de Portadores Minoritários** τ , a fim de que os diodos principais possam ser selecionados. Assim, através da equação (4.44), mostrada novamente abaixo, e com a utilização de um algoritmo numérico, τ fica determinado.

$$\tau \left\{ 1 + \left[\frac{L}{L_r} \left(1 - e^{-\frac{L_r I_2}{E \tau}} \right) - 1 \right] e^{-\frac{\Delta t_7}{\tau}} \right\} - \Delta t_7 = 0 \quad (5.6)$$

Onde o intervalo de tempo Δt_6 deve ser determinado através da equação (4.33).

As grandezas E , I_0 e f_s são consideradas como dados de entrada do projeto em função de serem as especificações do conversor. As capacitâncias C_1 e C_2 são intrínsecas aos MOSFET'S selecionados, portanto também são conhecidas à priori.

5.3 EXEMPLO DE PROJETO

Para ilustrar o procedimento de projeto desenvolvido no item anterior, será apresentado um exemplo baseado nas especificações abaixo.

a. Tensão de entrada $E=100$ V.

b. Tensão de saída $V_o=50$ V.

c. Potência de saída $P_o=150$ W.

d. Frequência de chaveamento $f_s=100$ KHz.

e. Razão cíclica do interruptor S_1 $D_{c1}=0,46$. Adotando esta razão

cíclica como a nominal efetiva, tem-se: $V_o=100 \times 0,46=46$ V. A relação de transformação, desprezando-se as quedas de tensão no indutor ressonante e nos semicondutores, será:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{46}{50} = \frac{V_o}{V_o} = 0,92.$$

f. Razão cíclica no interruptor S_2 $D_{c2}=0,46$.

Escolhendo $\frac{N_1}{N_2} = 0,86$, para que as quedas de tensão acima mencionadas sejam

absorvidas, a corrente de carga referida ao primário será:

$$I_o = \frac{N_2}{N_1} I_o' = \frac{N_2 P_o}{N_1 V_o} = 1,17 \times \frac{150}{50} = 3,51 A$$

Tomando-se $C_{eq}=1,5$ nF e $L_m=450$ μ H, é possível determinar Δt_7 , através da equação (5.5) e de um algoritmo numérico, como sendo:

$$\Delta t_7 = 1,96 \mu s$$

Com o valor de Δt_7 sendo conhecido, através de equação (4.45), pode-se determinar I_7 , então:

$$I_7 = -\frac{E}{L_m} \Delta t_7 - I_6 = 0,47 A$$

Desta forma, através da equação (5.2), é possível determinar-se o valor da indutância ressonante. Logo, tem-se que:

$$L_r = C_{eq} \frac{E^2}{I_7^2} = 1,5 \times 10^{-9} \times \frac{100^2}{0,57^2} = 46 \mu H$$

Com os valores de Δt_7 e L_r , através da equação (5.5), pode-se determinar o tempo de duração de portadores minoritários para os diodos D_1 e D_2 . Portanto, tem-se:

$$\tau \geq 1,02 \mu s$$

Com o valor mínimo de τ sendo conhecido, é possível selecionar os diodos D_1 e D_2 através do procedimento mostrado no ANEXO 02.

A razão cíclica nominal deverá ser ajustada de forma a compensar a queda de tensão no indutor ressonante.

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Utilizando-se as expressões descritas no item anterior, foi possível projetar um protótipo do Conversor Forward Simétrico PWM-ZVS proposto.

As figuras 5.1 e 5.2, mostram respectivamente um diagrama do circuito de potência e do circuito de comando do protótipo. Os dados relativos à montagem da etapa de potência estão especificados abaixo:

- fonte de tensão constante: E=100 V;
- interruptores principais: MOSFET's de Potência - IRF 640;
- diodos D_1 e D_2 : SKN 12/08;
- diodos D_{fw} e D_f : MUR 1530;

- capacitores Cf: 2 HFC- eletrolíticos em paralelo, com $C_f=47 \mu\text{F}/63 \text{ V}/R_{SE}=1,76 \Omega$;
- indutor ressonante: $L=65,0 \mu\text{H}$, com núcleo de ferrite;
- transformador de isolamento: $N_1=12$ e $N_2=14$ espiras, com condutores de fio enrolado e núcleo de ferrite;
- indutor de filtro: $L_f=486 \mu\text{H}$, com núcleo de ferrite.

Foi previsto também, um circuito grampeador para cada um dos diodos de saída, projetado no ANEXO 01, e cujos dados são especificados abaixo:

- capacitor de prolipropileno, com $C=270 \text{ nF}/250\text{V}$;
- diodo MUR 415;
- resistor com $R=15 \text{ K}\Omega/1 \text{ Watt}$.

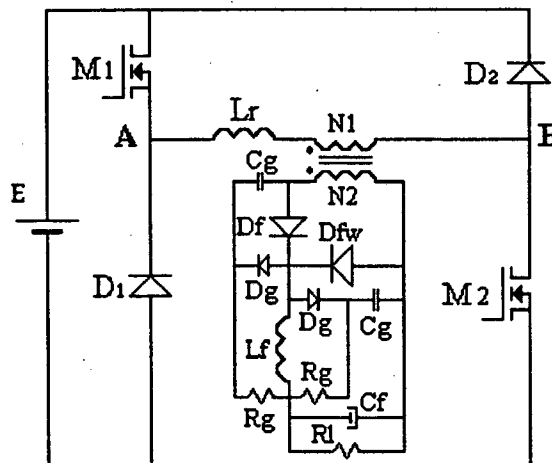


Fig. - 5.1 - Estágio de potência do protótipo

As figuras 5.3, 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7 mostram as formas de onda obtidas do protótipo projetado com os seguintes dados de operação:

- tensão de entrada: $E=100 \text{ V}$;
- razão cíclica do interruptor S_1 : $D_{c1}=0,47$;

- razão cíclica do interruptor S₂: $Dc_2=0,44$;
- tensão e corrente de saída: $V'_o=22\text{ V}$, $I'_o=3,0\text{ A}$;
- potência entregue à carga: $P_o=68\text{ W}$;
- rendimento: $\eta=68\%$.

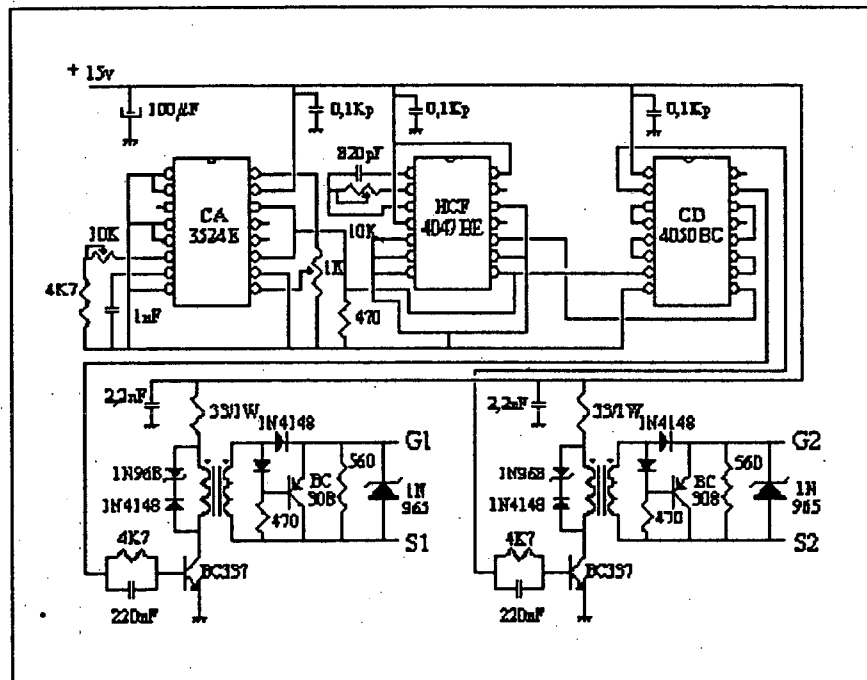
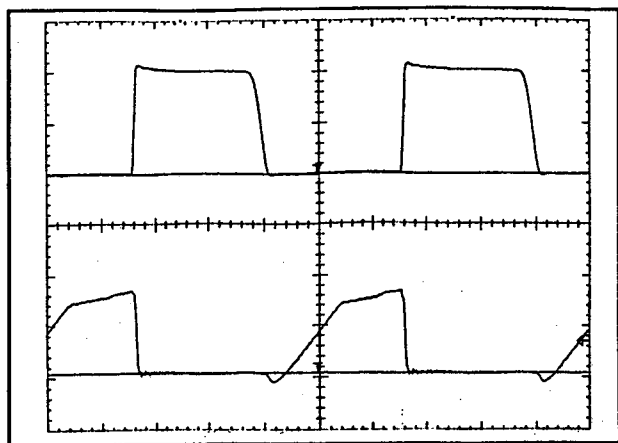
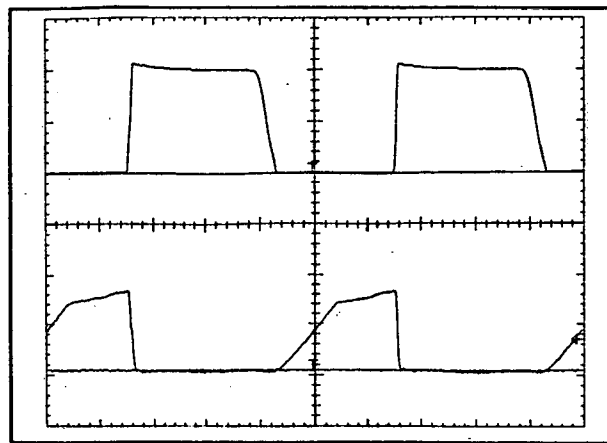
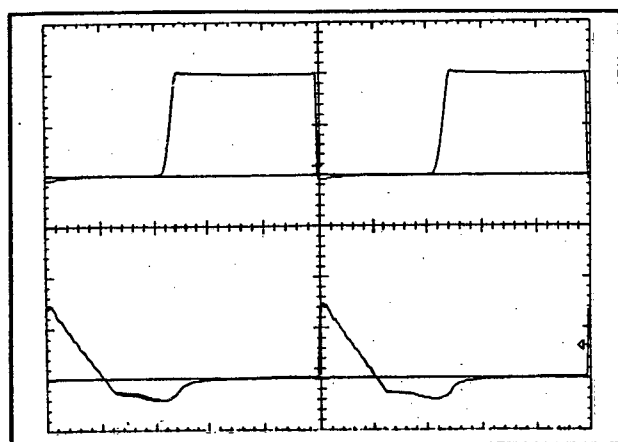
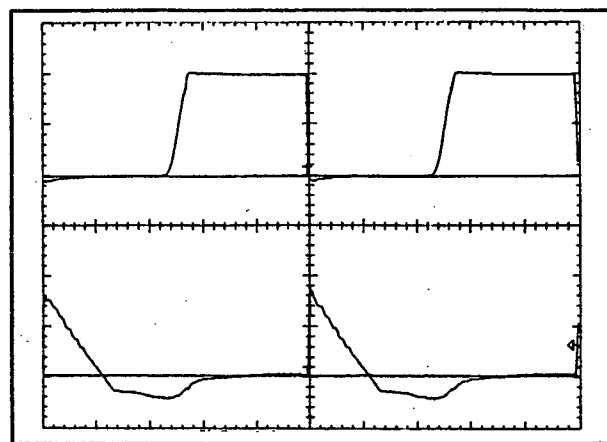
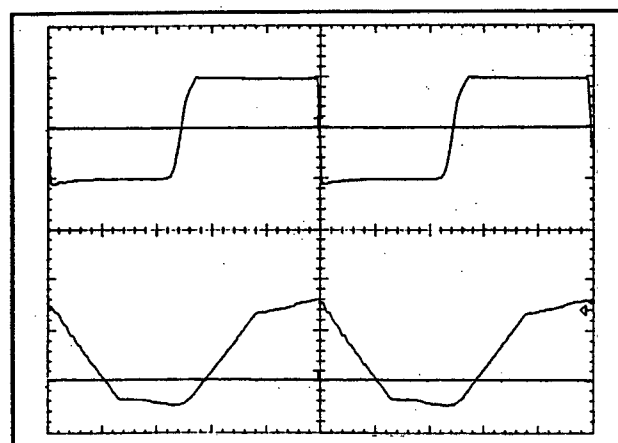


Fig. 5.2 - Circuito de comando do protótipo

É possível verificar nas figuras 5.3 e 5.4 o tipo de comutação não dissipativa e com tensão nula (ZVS) que ocorre nos MOSFET's M₁ e M₂.

Nas figuras 5.5 e 5.6 pode-se observar a característica de recuperação reversa dos diodos D₁ e D₂ e que ela se dá com duas derivadas de corrente, em função da condução simultânea dos diodos de saída. É possível constatar também, o alto fator de suavidade dos diodos D₁ e D₂ utilizados. Decorre daí, as altas perdas de comutação verificadas nestes diodos e o baixo rendimento do conversor.

Fig. 5.3 - Tensão e corrente em M_1 Fig. 5.4 - Tensão e corrente em M_2 Fig. 5.5 - Tensão e corrente em D_1 Fig. 5.6 - Tensão e corrente em D_2 Fig. 5.7 - Tensão V_{AB} e corrente i_{Lr}

Escalas
- nestas figuras o traço superior representa tensão e o inferior corrente;
- a escala de corrente é de $2A/div$,
- a escala de tempo é de $2\mu S/div$,
- na fig. 5.7 a escala de tensão é de $100v/div$ enquanto que nas outras é $50v/div$.

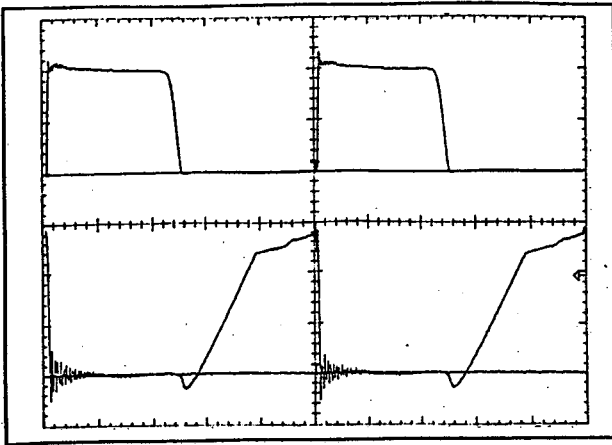


Fig. 5.8 - Tensão e corrente em M1

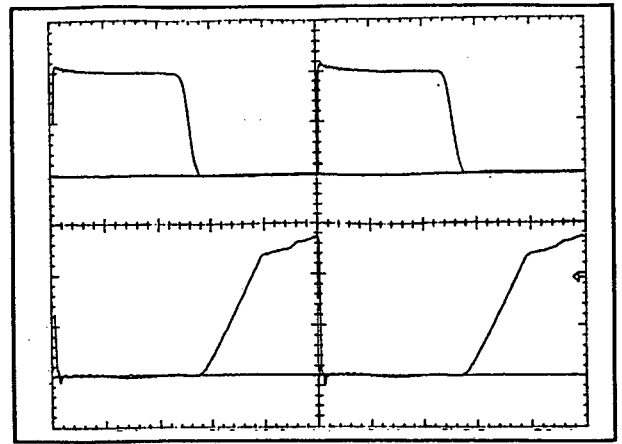


Fig. 5.9 - Tensão e corrente em M2

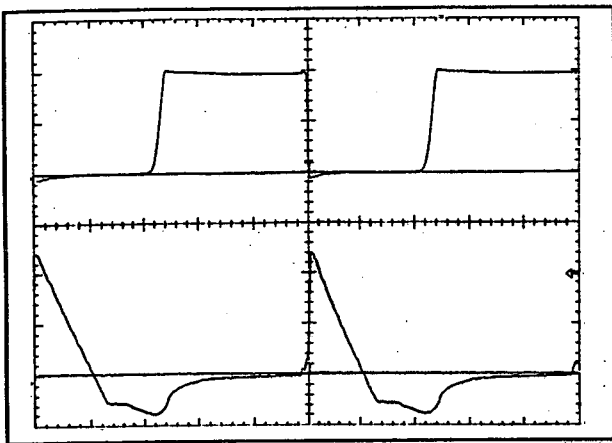


Fig. 5.10 - Tensão e corrente em D1

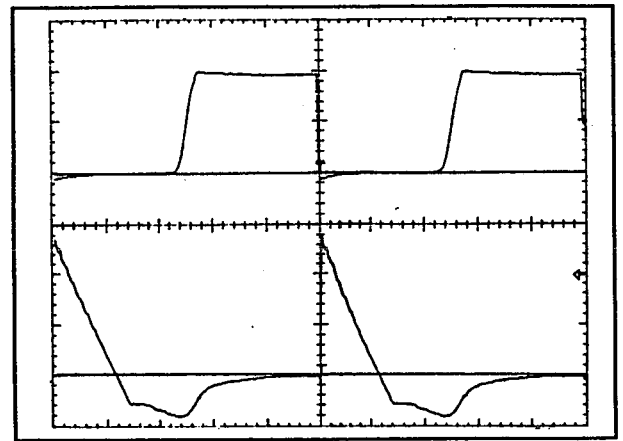
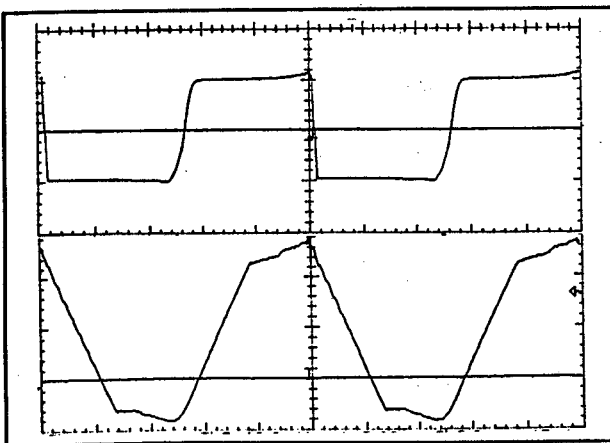


Fig. 5.11 - Tensão e corrente em D2

Fig. 5.12 - Tensão V_{AB} e corrente i_{Lr}

Escalas

- nestas figuras a traço superior representa tensão e o inferior corrente;
- a escala de corrente é de 2A/div,
- a escala de tempo é de 2 μ S/div,
- na fig. 5.12 a escala de tensão é de 100v/div enquanto que nas outras é 50v/div.

Na figura 5.7 são mostradas as formas de onda da tensão entre os pontos A e B, assinalados na figura 5.1, e da corrente no indutor ressonante. É possível observar que quando a tensão V_{AB} atinge o valor zero em direção ao valor +100V, há uma mudança na derivada da corrente no indutor ressonante, provocada pela entrada em condução do diodo D_f , e que resulta em um decréscimo na quantidade de energia necessária para que a comutação com tensão nula ocorra nos MOSFET's. Isto resulta no dimensionamento de uma grande indutância ressonante e conseqüentemente em uma grande perda de razão cíclica efetiva, o que foi verificado com o baixo nível de tensão de saída obtido.

Nas figuras 5.8, 5.9, 5.10 e 5.11, são mostradas as forma de onda para um ensaio onde a corrente de carga foi acrescida, proporcionando assim uma redução na indutância ressonante necessária. Os dados do ensaio são os seguintes:

- tensão de entrada:	$E=100 \text{ V};$
- razão cíclica do interruptor S_1 :	$D_{c1}=0,47;$
- razão cíclica do interruptor S_2 :	$D_{c2}=0,44;$
- tensão e corrente de saída:	$V'_o=19 \text{ V} , I'_o=5,4 \text{ A};$
- potência entregue à carga:	$P_o=105 \text{ W};$
- rendimento:	$\eta=58 \text{ \%}.$

É possível observar que com o acréscimo do valor da corrente de carga a indutância ressonante pode ser reduzida. Porém isto faz com que a corrente de recuperação dos diodos D_1 e D_2 atinja níveis mais altos, resultando em maiores perdas nestes diodos, a ponto de tornar a operação do conversor limitada pelo excessivo aquecimento destes. Este problema poderia ser resolvido se diodos com baixo fator de suavidade fossem utilizados.

Como os diodos adequados ao conversor proposto devem ser lentos, há necessidade de se utilizar diodos apropriados à retificação em baixa freqüência. Nesta

aplicação os diodos devem ter alto fator de suavidade para que as derivadas de corrente e as sobre-tensões nos circuitos sejam minimizadas. Desta forma, diodos lentos e com baixo fator de suavidade são dificilmente encontrados e por isto não foram utilizados.

5.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi desenvolvida uma metodologia de projeto para o conversor forward Simétrico PWM-ZVS proposto, baseada na análise matemática do capítulo anterior. Esta metodologia baseia-se na determinação dos valores da indutância ressonante e do tempo de duração de portadores minoritários dos diodos D_1 e D_2 . Estes diodos são selecionados de forma a prover o mecanismo de comutação ZVS aos interruptores comandados.

O roteiro de projeto proposto leva a valores de operação um pouco diferentes daqueles especificados, em função das hipóteses simplificativas adotadas na análise matemática e nas próprias equações de projeto. As expressões tornam-se tão complexas, resultando em um número de variáveis maior que o número de equações, que uma solução fechada fica impossível. Desta forma este erro torna-se inevitável.

Um exemplo de projeto, juntamente com a descrição do protótipo montado, foram apresentados. Os resultados experimentais obtidos são mostrados e analisados.

Através dos resultados experimentais pode-se concluir que fica comprovado o princípio da utilização da característica de recuperação reversa dos diodos em benefício da comutação dos interruptores principais, o que vem de encontro com o objetivo inicial do trabalho.

CONCLUSÃO GERAL

O trabalho desenvolvido apresentou uma solução para tornar possível a operação em altas frequências do Conversor Forward Simétrico. Foi escolhida esta estrutura, para a implementação de um mecanismo de comutação não dissipativa, em função de sua robustez, simplicidade, baixo custo e bom desempenho para aplicações em médias potências.

Para que a comutação não dissipativa fosse possível na operação à frequência constante, foi necessário aumentar o grau de liberdade do conversor. Isto se deu através de um tipo de chaveamento onde o bloqueio dos interruptores principais ocorre de forma defasada.

O mecanismo de comutação formado pela característica de recuperação reversa dos diodos principais foi quantificado e comprovado experimentalmente, mostrando-se limitado pelo tipo de diodo disponível atualmente. Os diodos disponíveis, com longo tempo de recuperação reversa, apresentam alto fator de suavidade, o que é uma característica desejável quando utilizados como retificadores, já que neste caso altas derivadas de corrente causam sobretensões indesejáveis.

Os diodos adequados para a utilização proposta neste trabalho devem ter longo intervalo de tempo de recuperação reversa e baixo fator de suavidade, apresentando desta forma menores perdas na comutação. O que limita e torna necessário um tempo longo de recuperação reversa destes diodos é a necessidade de se desmagnetizar o transformador a cada ciclo de chaveamento.

Além de se utilizar das principais reatâncias parasitas do circuito de potência, esta estrutura vale-se também da quase sempre indesejável característica de recuperação reversa dos diodos, o que a torna extremamente atraente para altas

freqüências, desde que sejam disponíveis diodos com as características citadas anteriormente.

A limitação de razão cíclica efetiva verificada neste conversor se deve ao alto valor de indutância ressonante necessário para que ocorra comutação com tensão nula nos interruptores comandados. Este valor excessivo de indutância ressonante resulta do tipo de operação do diodo forward (Df), que durante o processo de comutação drena parte da energia armazenada no indutor ressonante para o filtro de saída.

Todo o estudo apresentado, assim como a experimentação realizada comprovam a viabilidade do princípio proposto. As deficiências na utilização prática se dão por conta da não utilização de diodos adequados.

Como sugestões para trabalhos futuros neste conversor, pode-se citar a inclusão de um indutor com núcleo saturável em série com o diodo forward e outro em série com o diodo de roda livre. Estes indutores teriam duas finalidades. Uma delas seria para dispensar o uso de circuitos grampeadores nestes diodos [15], pois na fase de recuperação reversa incluiriam uma alta indutância em série, o que reduziria as altas derivadas de corrente e que por sua vez minimizaria os indesejáveis ruídos de alta freqüência na saída.

A outra e mais importante finalidade da inclusão do reator com núcleo saturável em série com o diodo forward, seria a possibilidade de retardar a sua entrada em condução durante o processo de comutação. Isto faria com que toda a energia armazenada no indutor ressonante adicionada à magnetizante do transformador fosse utilizada na comutação, o que resultaria no projeto de uma indutância ressonante muito baixa e conseqüentemente em uma perda de razão cíclica muito pequena.

Pode-se ainda sugerir, o desenvolvimento de modelos adequados para tornar possível a simulação da característica de recuperação reversa dos diodos, e o possível aproveitamento desta característica em outras topologias, onde os tempos de recuperação reversa necessários não sejam tão longos.

ANEXO 01

PROJETO DO CIRCUITO GRAMPEADOR PARA OS DIODOS FORWARD E DE RODA LIVRE

Os diodos da saída do tipo Forward apresentam normalmente sobretensões que impõem à saída ruídos de alta frequência indesejáveis. Este problema é descrito e analisado em [12]. Desta forma torna-se então, indispensável a utilização de circuitos grampeadores de tensão, para eliminar o efeito destrutivo que estas oscilações podem ocasionar.

Em [12] é descrito o projeto e a utilização de um tipo de circuito grampeador de tensão para uma saída do tipo ponte completa de diodos. Observando este princípio e com pequenas modificações, para uma saída com dois diodos, é descrito abaixo o projeto do circuito grampeador utilizado no conversor aqui proposto.

Na figura 5.1 o circuito grampeador utilizado é mostrado. Para $E=117$ V, e adotando-se $C_{\text{Diodo}}=800$ pF e $V_{cp}=140$ V, tem-se:

- fator de correção:
$$u = \frac{140 - 117}{117} = 0,2;$$

- energia no grampeador:
$$E_{cp} = \frac{1}{2} C_{\text{Diodo}} E^2 \left[\frac{(1+u)^2(1-u)}{u} \right] = 7,88 \mu J;$$

- potência:
$$P_{cp} = E_{cp} f = 0,788 W;$$

- resistor R_g :
$$R_g = \frac{V_{cp}(V_{cp} - V)}{P_{cp}} = \frac{140(140 - 50)}{0,788} = 15989,85 \Omega,$$

então,

$$R_g = 16K\Omega,$$

perdas em R_g ,

$$P_{Rg} = \frac{(V_{cp} - V)^2}{R_g} = 0,506W$$

energia transferida à carga: $P_o = 0,788 - 0,50 = 0,282W$;

- capacitor C_g :

$$C_g = \frac{400T}{R_g} = 250nF;$$

- diodo D_g : deve ser rápido e com tensão $V_{cp}=140$ V, e corrente de pico igual a I_α , onde:

$$I_\alpha = \frac{E\sqrt{1-u^2}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_{DRL}}}} = 0,902A \quad e$$

$$\Delta T = \frac{L_r I_\alpha}{V_{cp} - E} = 0,078 \quad e$$

$$I_{med} = \frac{I_\alpha \Delta T}{2T} = 3,5mA$$

ANEXO 02

DETERMINAÇÃO DO TEMPO DE DURAÇÃO DE PORTADORES MINORITÁRIOS (τ) PARA OS DIODOS D₁ E D₂

A grandeza que especifica de forma única os diodos em função de sua característica de recuperação reversa é o *Tempo de Duração de Portadores Minoritários* (τ). Desta forma torna-se indispensável a sua determinação para os diodos a serem selecionados.

Os catálogos de fabricantes geralmente trazem informações sobre as características de recuperação reversa para diodos rápidos e ultra-rápidos. Quando se trata de diodos lentos, esta característica não é especificada, em função do tipo de aplicação a que se destinam.

Será desenvolvido neste tópico um exemplo da determinação deste parâmetro, baseado no método apresentado na seção 3.3 do Capítulo III.

Este método consiste na leitura de alguns intervalos de tempo característicos da forma de onda da corrente de recuperação reversa do diodo, através de um ensaio de laboratório.

O circuito utilizado para este ensaio é mostrado na figura 1 e a forma de onda obtida na figura 2 deste anexo. Este circuito foi escolhido apenas por uma questão de comodidade, em função de ser uma simplificação do conversor forward proposto. Qualquer circuito que evidencie a característica de recuperação reversa do diodo poderia ser escolhido à princípio.

O diodo ensaiado neste exemplo é o SKN 12/08, que serve também para o exemplo de projeto da seção 5.3 do capítulo V.

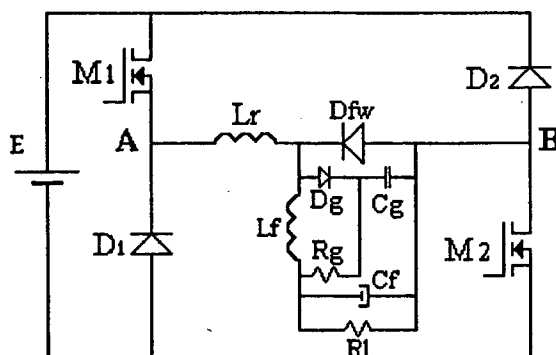


Fig. 1 - Estágio de potência do circuito de ensaio

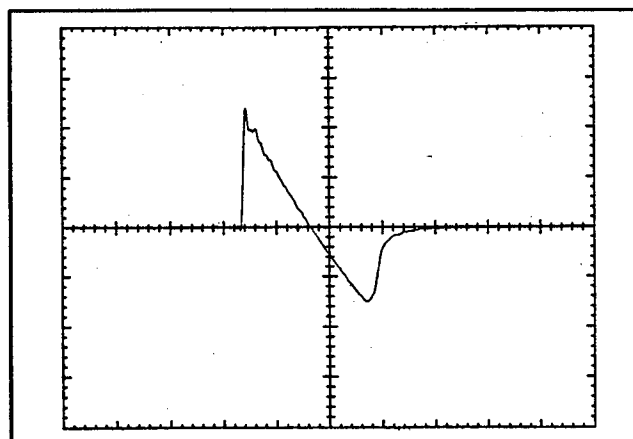


Fig. 2 - Corrente no diodo D₁

Observação: A escala de corrente da figura 2 é de 1A/div, e a escala de tempo é de 1 μ s/div.

Da figura 2 é possível obter-se as seguintes grandezas, definidas na figura

3.4:

$$T_{RR}=1,6 \mu\text{s}$$

$$T_B=0,56 \mu\text{s}$$

$$T_o=1,2 \mu\text{s}$$

Com os valores de T_B e T_{RR} , é possível, através da definição de Fator de Suavidade,

$S_F = \frac{T_{RR}}{T_A}$, determinar-se S_F . Logo, tem-se que:

$$S_F = \frac{T_B}{T_{RR}} = 0,26$$

Com os valores de T_o , T_{RR} e S_F , entra-se no ábaco da figura 3.5 e determina-se o valor de τ . Desta forma, obtém-se:

$$\tau = 1,8 \mu\text{s}$$

Este valor de τ atende, em termos de recuperação reversa, a exigência de projeto do exemplo desenvolvido na seção 5.3. Desta forma o diodo SKN 12/08 mostra-se adequado e por isso foi selecionado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] PRESSMAN, Abraham I. Switching Power Supply Design. McGraw-Hill, New York, 1991.
- [02] BARBI, Ivo. Projetos de Fontes Chaveadas. UFSC Publicação Interna, Florianópolis, 1990.
- [03] GHANDHI, S.K. Semiconductor Power Devices. Wiley, New York, 1977.
- [04] TABISZ, N. A. & LEE, F. C. "A Novel ZVS Multi-Resonant Forward Converter". Technical Papers of The Third Annual High Frequency Power Conversion Conference, pp.: 421-430, 1988.
- [05] FARRINGTON, R., & JOVANOVIĆ, M. & LEE, F.C. "Constant-Frequency ZVS MRC: Analysis, Design, and Experimental Results". IEEE PESC, pp.: 197-205, 1990.
- [06] SCHONEMAM, G. K. "A Novel ZVS Multi-Resonant Converter". IEEE PESC, pp.: 195-201, 1991.
- [07] FARRINGTON, R. & JOVANOVIĆ, M. & LEE, F.C. "A New Family of Isolated ZVS Converters". IEEE PESC, pp.: 209-215, 1991.
- [08] GU, W. G. & HARADA, K. "Novel Self-Excited PWM Converters With ZVS Resonant Transition Using a Saturable Core". IEEE APEC, pp.: 58-65, 1992.

- [09] SAITO, R. & USHIKI, S. "Reduced-Resonant-Current ZVS Forward Converter With Unsaturated-Region Resonance of Saturable Inductor". IEEE INTELEC, pp.: 151-158, 1991.
- [10] TIEN, B. & HU, C. "Determination of Carrier Lifetime from Rectifier Ramp Recovery Waveform". IEEE Electron Device Letters, vol.9, number 10, pp.:553-555, October 1988.
- [11] DIVAN, D. M. "Diodes as Pseudo Active Elements in High Frequency DC/DC Converters". IEEE PESC, pp.: 1024-1030, 1988.
- [12] MWEENE, L. H. & WRIGHT, C. A. & SCHLECHT, M. F. "A 1 KW, 500 KHZ Front-End Converter for a Distributed Power Supply System". IEEE APEC, pp.: 423-432, 1989.
- [13] MOTOROLA SEMICONDUCTOR. Power MOSFET Transistor Data. Motorola Inc. 1989.
- [14] MOTOROLA SEMICONDUCTOR. Rectifiers and Zener Diodes Data. Motorola Inc. 1988.
- [15] YAMADA, T. & INOUE, T. & NORIGOE, I. & MULLETT, C. " A New Noise Suppressor With Amorphous Saturable Reactor". IEEE APEC, pp.: 134-140, 1986.
- [16] LEE, F.C. & TABISZ, W.A. & JOVANOVIC, M.J. "Recent Development in High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter Technologies". EPE, pp.: 401-410, 1989.

- [17] McMURRAY, W. "Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters". IEEE trans. on Industry Applications, Vol. 126, pp.: 513-523, July-Aug. 1980.
- [18] NINOMYA, T. & TANAKA, T. & HARADA, K. "Analysis and Optimization of a Nondissipative LC Turn off Snubber". IEEE Trans. Power Electronics, Vol.3 , Number 2, pp.: 147-156, April 1988.
- [19] SCHWARZ, F.C. "An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters". IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation", pp.: 133-141, May 1976.
- [20] SILVA, N.F.O. Estudo e Realização de uma Fonte Chaveada a Ressonância. Dissertação de Mestrado, Florianópolis, UFSC, Dezembro de 1988.
- [21] ARAGÃO FILHO, W.C.P. Estudo de um Conversor Série Ressonante Operando com Frequência constante. Dissertação de Mestrado, Florianópolis, UFSC, Dezembro de 1988.
- [22] FREITAS, J.L. & BARBI, I. "Constant Frequency Capacitor Voltage Clamped Series Resonant Power Supply". IEEE, APEC, pp.: 52-57, 1991.
- [23] KANG, Y.G. & UPADHYAY, A.K. "Analysis and Design of Half-Bridge Parallel Resonant Converter". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, number 3, pp.:254-265, July 1988.
- [24] STEIGERWALD, R.L. "A Comparason of Half-Bridge Resonant Converter Topologies". IEEE Trans. Power Electronics, vol 3, number 2, pp.:174-192,

April 1988.

- [25] SEVERNS, R. "Topologies for Three Element Resonant Converters". IEEE, APEC pp.: 712-722, 1990.
- [26] BATARSEH, I. & SEVERNS, R. "Resonant Converter Topologies with Three and Four Energy Storage Elements". HFPC, pp.: 374-383, 1992.
- [27] BARBI, I. & BOLACEL, J.C. & MARTINS, D.C. & LIBANO F.B. "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation". IEEE Transaction on Power Electronics, vol 5, number 3, July 1990.
- [28] BARBI, I. & VIEIRA, J.B. & HEY, H.L. "A Pulse Width Modulated Zero-Voltage Zero-Current-Switched Half-Bridge Quasi-Resonant Converter". IECON, pp.:42-47, 1989.
- [29] MAKSIMOVIC, D. & CUK, S. "A General Approach to Synthesis and Analysis of Quasi-Resonant Converters". IEEE, PESC, pp.: 713-727, 1989.
- [30] BARBI, I. & MARTINS, D.C. & PRADO, R.N. "Effects of Non Linear Resonant Inductor on the Behavior of Zero-Voltage Switching Quasi-Resonant Converters". IEEE, PESC, pp.: 522-527, 1990.
- [31] TABISZ, W.A. & LEE, F.C. "Zero-Voltage-Switching Multi-Resonant Technique- A Novel Approach to Improve Performance of High Frequency Quasi-Resonant Converter". IEEE, PESC. pp.:9-17, 1988.

- [32] BARBI, I. & ARAGÃO FILHO, W.C.P. "A Non Resonant ZVS-PWM Full-Bridge DC-to-DC Converter". IEEE, IECON'90, pp.: 1051-1054.
- [33] PERIN, A.J. & BARBI, I. & WILVERT, A.L. "A Half-Bridge Soft-Switching Discontinuous Mode DC-DC Converter". COBEP'91, pp.: 33-38.
- [34] PRADO, R.N. & VIEIRA, J.L.F. & BARBI, I. "A Wide Load Range Full-Bridge ZVS-PWM Converter Employing Non-Linear Resonant Inductor". COBEP'91, pp.: 50-55.