

6=0  
M01  
621.314  
A473d  
TES/MEM

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CHAVEADA EM DOIS  
ESTÁGIOS, COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO E CORRENTE  
DE ENTRADA SENOIDAL, UTILIZANDO CONVERSORES QUASE-  
RESSONANTES CHAVEADOS SOB CORRENTE NULA.**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA A UNIVERSIDADE FEDERAL DE  
UBERLÂNDIA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA.**

621.314 A473d /TES/FU  
DIRBI/UFU 04340/95



1000022556

**MARCELO CARVALHO ALVARES**

**ORIENTADOR: PROF. DR. JOÃO BATISTA VIEIRA JR.**

**UBERLÂNDIA, OUTUBRO DE 1994.**

# AGRADECIMENTOS

Ao professor João Batista pela orientação correta durante o transcorrer do trabalho.

Aos professores do grupo de Eletrônica de Potência pelas contribuições e suporte para o desenvolvimento do trabalho.

A todos funcionários que de alguma forma estiveram envolvidos durante a realização do trabalho.

Aos amigos do mestrado, em especial aos colegas Acrísio, Adriano e Juliano pelo auxílio na digitação do trabalho, e aos amigos Nicolau e Ronan pela assessoria e préstimos dispensados nos momentos finais de término do trabalho.

À minha família que, tenho certeza, da mesma maneira que sofre comigo nos momentos difíceis também se enche de alegrias e júbilos nos momentos de conquista.

Ao CNPQ, pelo apoio financeiro na execução do trabalho.

À Deus, que me sustentou nos momentos de fraqueza e insegurança e ao meu pai, que com certeza esteve torcendo por mim este tempo todo.

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CHAVEADA  
EM DOIS ESTÁGIOS, COM FATOR DE POTÊNCIA  
UNITÁRIO E CORRENTE DE ENTRADA SENOIDAL,  
UTILIZANDO CONVERSORES QUASE-  
RESSONANTES CHAVEADOS SOB CORRENTE  
NULA.**

# ÍNDICE

Introdução Geral.	01
1) ESTUDO DO ESTÁGIO RETIFICADOR DA FONTE CHAVEADA.	02
1.1) Introdução.	02
1.2) Análise qualitativa.	04
1.2.1) Etapas de funcionamento.	04
1.2.2) Principais formas de onda.	09
1.3) Análise quantitativa.	10
1.3.1) Plano de fase.	10
1.3.2) Definição das equações básica e dos intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento.	12
1.3.3) Determinação do ganho estático e do tempo $t_q$ .	20
1.3.4) Determinação das correntes médias, eficazes e máximas e das tensões máximas nos componentes do RQR.	21
1.4) Circuitos de comando e controle do RQR.	31
1.4.1) Estratégia de controle da corrente de entrada.	31
1.4.2) Circuitos de geração de pulsos do RQR.	33
1.4.2.1) Princípios de geração de pulsos.	33
1.4.2.2) Adaptação do circuito de geração de pulsos à técnica de controle de corrente.	36
1.4.3) Circuito de comando das chaves S1 e S2.	39
1.5) Conclusão.	40
2) ESTUDO DO CONVERSOR BUCK-BOOST QRC, ZCS, PWM COM CHAVE UNIDIRECIONAL EM CORRENTE.	41

2.1) Introdução.	41
2.2) Análise qualitativa.	41
2.2.1) Etapas de funcionamento.	41
2.2.2) Principais formas de onda.	46
2.3) Análise quantitativa.	47
2.3.1) Plano de fase.	47
2.3.2) Definição das equações básicas e dos intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento.	48
2.3.3) Determinação do ganho estático e do tempo $t_q$ .	50
2.3.4) Determinação das correntes médias, eficazes e máximas e das tensões máximas nos componentes do conversor.	51
2.4) Circuitos de comando e controle do conversor buck-boost.	55
2.5) Conclusões.	56
3) PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO.	57
3.1) Introdução.	57
3.2) Estágio retificador.	58
3.2.1) Especificações do projeto.	58
3.2.2) Determinação da máxima corrente de entrada e do parâmetro $\alpha$ .	58
3.2.3) Determinação dos parâmetros de ressonância .	59
3.2.4) Cálculo do indutor de entrada $L_{IN1}$ .	59
3.2.5) Dimensionamento da chave S1 e diodo $D_{S1}$ .	61
3.2.6) Dimensionamento do diodo $D_{01}$ .	62
3.2.7) Dimensionamendo dos diodos da ponte retificadora $D_r$	64
3.2.8) Dimensionamento do diodo $D'1$ .	65
3.2.9) Dimensionamento da chave S2 e diodo $D_{S2}$ .	66

3.2.10) Dimensionamento do circuito ressonante.	67
3.2.11) Dimensionamento do indutor de entrada $L_{IN1}$ .	70
3.2.12) Cálculo do capacitor de filtro.	73
3.3) Estágio de saída.	74
3.3.1) Especificações de projeto.	74
3.3.2) Determinação da corrente $I_M$ e do parâmetro $\gamma$ .	74
3.3.3) Determinação dos parâmetros de ressonância.	75
3.3.4) Determinação de $\Delta t_3$ .	76
3.3.5) Cálculo do indutor $L_M$ .	76
3.3.6) Dimensionamento da chave Q1 e diodo $D_{Q1}$ .	77
3.3.7) Dimensionamento do diodo $D_{O2}$ .	78
3.3.8) Dimensionamento do diodo D'2.	79
3.3.9) Dimensionamento da chave Q2 e diodo $D_{Q2}$ .	81
3.3.10) Dimensionamento do circuito ressonante.	82
3.3.11) Dimensionamento do indutor $L_M$ .	84
3.3.12) Cálculo o capacitor de filtro.	85
3.4) Conclusões.	86
4) RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO.	88
4.1) Introdução.	88
4.2) Resultados de simulação.	88
4.3) Resultados experimentais.	92
4.3.1) Estágio retificador.	92
4.3.2) Estágio de saída.	94
4.4) Conclusões.	96
5) CONCLUSÃO GERAL.	97

# RESUMO

Este trabalho destina-se ao desenvolvimento de uma fonte chaveada em dois estágios bem definidos: o estágio retificador e o estágio de saída.

O estágio retificador é composto por um conversor boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente, responsável pelo controle da corrente de entrada e correção do fator de potência.

O estágio de saída é composto por um conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente, que representa a carga do estágio retificador.

O conjunto apresentou alto fator de potência de entrada com a corrente de entrada praticamente senoidal.

O projeto realizado do estágio retificador e do estágio de saída permitiu a montagem de um protótipo em laboratório e a obtenção de resultados experimentais.

# ABSTRACT

This work presents the development of a two stages switching power supply : Rectifier Stage and Output Stage.

The rectifier stage is a boost converter, QRC, ZCS, PWM with an unidirectional switch. This stage is used to control the input current and to correct the power factor.

The output stage is a buck-boost converter, QRC, ZCS, PWM with an unidirectional switch . This stage is the Rectifier Stage load.

The power supply presented high input power factor and a sinusoidal input current.

A prototype was assembled and experimental results were obtained.



# SIMBOLOGIA

- Ae - Área da secção transversal do núcleo.
- Ac - Área da janela do núcleo.
- CR1 - Capacitor de ressonância do RQR.
- CR2 - Capacitor de ressonância do conversor buck-boost.
- C<sub>o</sub> - Capacitor de filtro.
- C<sub>01</sub> - Capacitor de filtro do RQR.
- C<sub>02</sub> - Capacitor de filtro do conversor buck-boost.
- D<sub>Q1</sub> - Diodo em série com Q1.
- D<sub>Q2</sub> - Diodo em série com Q2.
- Dr - Diodo da ponte retificadora.
- D<sub>S1</sub> - Diodo em série com S1.
- D<sub>S2</sub> - Diodo em série com S2.
- D'1 - Diodo em série com CR1.
- D'2 - Diodo em série com CR2.
- D<sub>01</sub> - Diodo em série com a carga do RQR.
- D<sub>02</sub> - Diodo em série com a carga do conversor buck-boost.
- D - Razão cíclica do funcionamento.
- d - Diâmetro do núcleo do indutor de ressonância.
- E<sub>1</sub> - Tensão de entrada do conversor buck-boost.
- E<sub>2</sub> - Tensão de saída do conversor buck-boost.
- f - Frequência da rede.
- f<sub>r</sub> - Frequência da corrente de entrada retificada.
- F<sub>s</sub> - Frequência de chaveamento.
- F<sub>0</sub> - Frequência de ressonância.
- i<sub>INI</sub> - Corrente instantânea de entrada do RQR.

- $I_{INImax}$  - Corrente máxima de entrada do RQR.
- $I_M$  - Corrente no indutor  $L_M$ .
- $i_x$  - Corrente instantânea no componente "x".
- $I_{xmed}$  - Corrente média no componente "x".
- $I_{xref}$  - Corrente eficaz no componente "x".
- $I_{xmáx}$  - Corrente máxima no componente "x".
- $I_o$  - Corrente de saída do conversor buck-boost.
- $lg$  - Comprimento do entreferro.
- $L_{INI}$  - Indutor de filtragem do RQR.
- $L_M$  - Indutor magnetizante do conversor buck-boost.
- $l_o$  - Comprimento do núcleo do indutor de ressonância.
- $N$  - Número de espiras.
- $P_{INI}$  - Potência de entrada.
- $P_o$  - Potência de saída.
- PWM - Modulação por Largura de Pulso ("Pulse Width Modulation").
- QRC - Conversor Quase-Ressonante ("Quasi-Resonant Converter").
- Q1 - Chave principal do conversor buck-boost.
- Q2 - Chave auxiliar do conversor buck-boost.
- $R_{dson}$  - Resistência intrínseca do MOSFET.
- RQR - Retificador Quase-Ressonante.
- $R_{\theta JC}$  - Resistência térmica junção-cápsula.
- $t_{on}$  - Tempo de crescimento da corrente de entrada.
- $t_q$  - Tempo de recuperação da capacidade de bloqueio do MOSFET.
- $T_s$  - Período de chaveamento.
- VGS - Tensão entre o "gate" e o "source" do MOSFET.
- $V_{lref}$  - Sinal de referência da tensão retificada.
- $V_{tref}$  - Sinal de referência triangular.
- $V_{xmáx}$  - Tensão máxima no componente "x".

- $\omega$  - Pulsção angular da rede.
- $\omega_f$  - Pulsção angular da corrente retificada.
- $\omega_0$  - Pulsção angular de ressonância.
- ZCS - Chaveamento sob corrente nula ("Zero Current Switched").
- $\alpha$  - Parâmetro do RQR que garante comutação não dissipativa.
- $\gamma$  - Parâmetro do conversor buck-boost que garante comutação não dissipativa.
- $\beta$  - Densidade de fluxo magnético em Gauss.
- $\phi$  - Diâmetro do fio em centímetros.
- $\phi_p$  - Diâmetro do fio em polegadas.
- $\Delta t_n$  - Intervalo de tempo de cada etapa de funcionamento do RQR.
- $\Delta I$  - Ondulação da corrente de entrada.
- $\Delta I_M$  - Ondulação da corrente  $I_M$ .
- $\Delta E_2$  - Ondulação da tensão de saída do conversor buck-boost.
- $\Delta V_0$  - Ondulação da tensão de saída do RQR.

## Introdução Geral.

Com a necessidade crescente da compactação das fontes de alimentação, verificou-se um aumento significativo no uso das fontes chaveadas em detrimento do uso das fontes lineares convencionais. Isto aconteceu, principalmente, porque estas possuem um transformador principal pesado e volumoso, enquanto que as fontes chaveadas em alta frequência possibilitam uma redução substancial no tamanho do transformador e demais componentes passivos.

Com o advento dos conversores quase-ressonantes, tornou-se possível trabalhar com frequências de chaveamento maiores, pois a potência dissipada na comutação das chaves torna-se praticamente nula, resultando em uma maior compactação e eficiência.

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de uma fonte chaveada associada à técnica de quase-ressonância, composta por dois estágios bem definidos: o estágio retificador e o estágio de saída ( conversor principal).

O estágio retificador é constituído por um conversor Boost chaveado sob corrente nula, cujo controle permite que a corrente seja senoidal e em fase com a tensão de entrada, eliminando os principais problemas apresentados pelo retificador clássico que é o baixo fator de potência (em torno de 0,6) e o elevado índice de distorção harmônica da corrente de entrada.

O estágio de saída é constituído por um conversor Buck-Boost chaveado sob corrente nula, que está diretamente acoplado ao estágio retificador.

O projeto da fonte é apresentado, bem como é construído um protótipo em laboratório e resultados experimentais são obtidos.

# CAPÍTULO 1

## ESTUDO DO ESTÁGIO RETIFICADOR DA FONTE CHAVEADA

### 1.1 - Introdução.

O retificador monofásico clássico apresentado na figura 1.1 possui a vantagem da simplicidade e robustez. Porém, devido ao capacitor de filtro, a corrente de entrada torna-se não senoidal e o fator de potência permanece baixo (em torno de 0,6). A figura 1.2 apresenta o resultado de uma simulação feita para os seguintes valores:

$$V_{Lef} = 115 \text{ V} , 60 \text{ Hz}$$

$$C_0 = 1\text{mF}$$

$$\text{Carga} = 50 \Omega$$

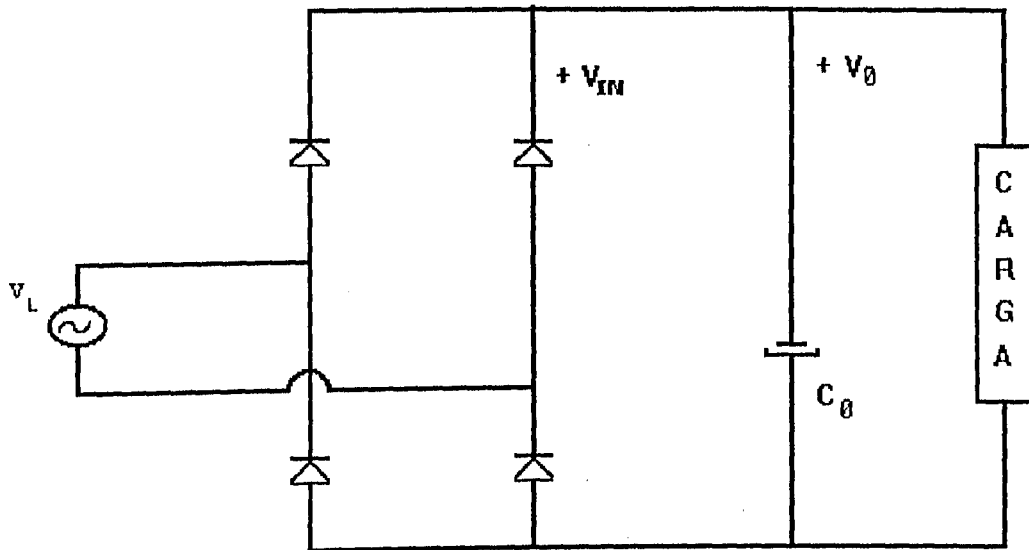


Figura 1.1 - Retificador monofásico clássico.

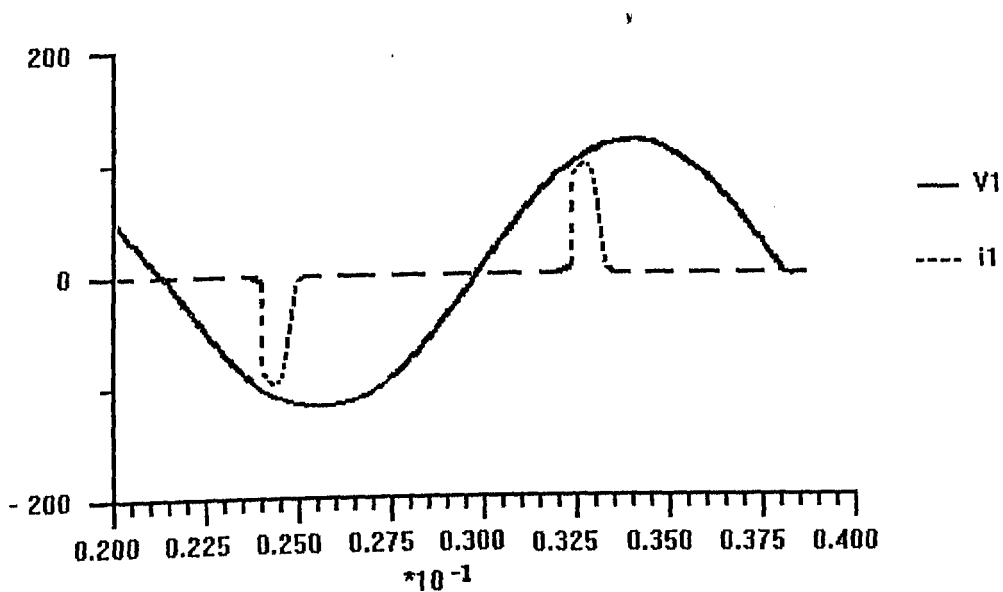


Figura 1.2 - Formas de onda da corrente e da tensão de entrada do retificador clássico.

Como se pode ver na figura 1.2, a corrente de entrada do retificador clássico, sem dúvida alguma, apresentará um alto conteúdo harmônico e um

baixo fator de potência.

Neste trabalho será utilizada uma técnica ativa de controle da corrente de entrada para que a mesma seja senoidal e em fase com a tensão de entrada. Para tal finalidade, será utilizado um conversor Boost PWM, quase ressonante chaveado sob corrente nula e com chave unidirecional em corrente, o qual será chamado de Retificador Quase-Ressonante (RQR), ilustrado na figura 1.3.

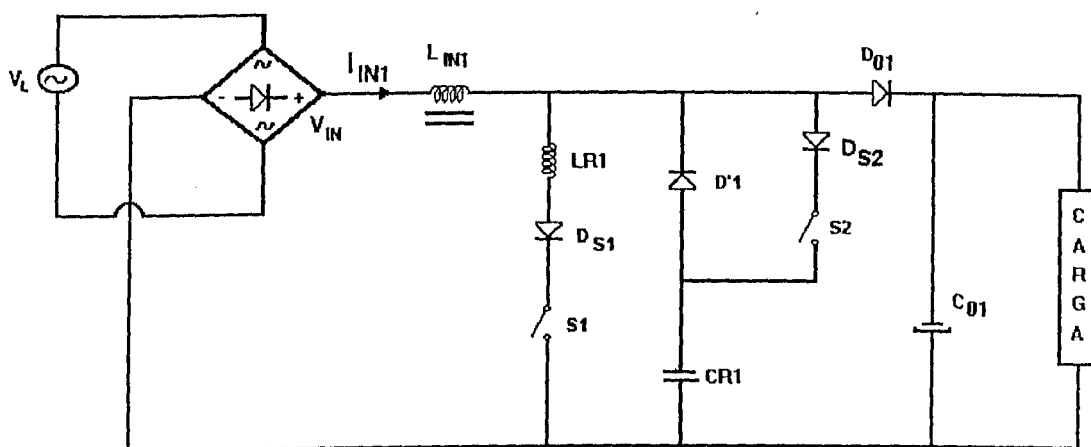


Figura 1.3 - Circuito do retificador quase-ressonante com chave unidirecional em corrente.

A análise qualitativa e quantitativa do conversor será feita nos itens subsequentes.

## 1.2 - Análise qualitativa.

### 1.2.1 - Etapas de funcionamento.

A figura 1.4 apresenta o circuito equivalente do retificador quase-ressonante.

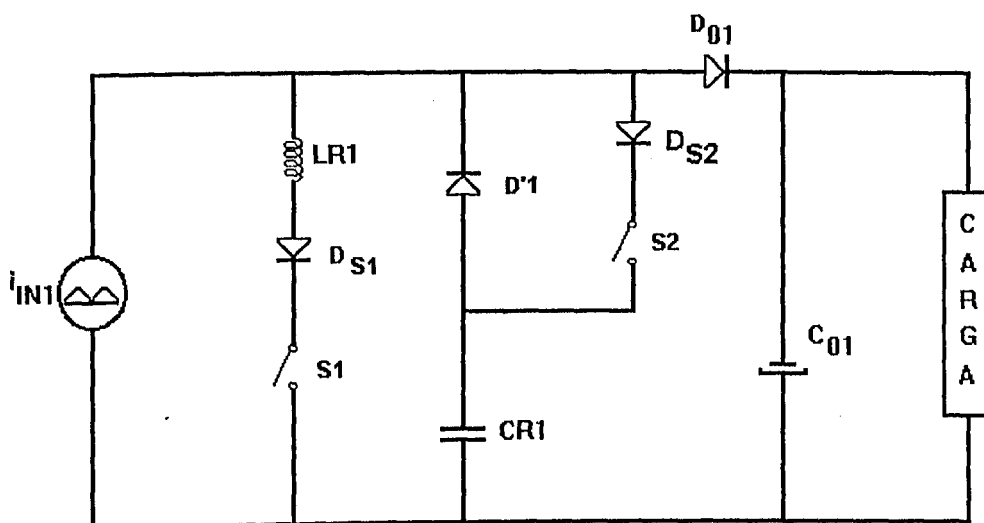


Figura 1.4 - Circuito equivalente do retificador quase-ressonante com chave unidirecional em corrente.

Para simplificar a análise do circuito, são feitas as seguintes considerações:

- Tensão de saída é considerada constante, ou seja, sem ondulação de saída.
- Todas as chaves são ideais, com tempo de chaveamento nulo e sem queda de tensão por condução.
- Não existem perdas no circuito ressonante LR1 e CR1.

Como a frequência de chaveamento é bem maior que a frequência da rede, pode-se considerar o valor instantâneo da corrente de entrada como sendo constante, ou seja, se comporta como uma fonte de corrente contínua para um curto intervalo de tempo.

O circuito da figura 1.4 pode ser dividido em seis etapas de funcionamento; a saber:



· Primeira etapa - primeira etapa linear ( $t_0, t_1$ ), figura 1.5.

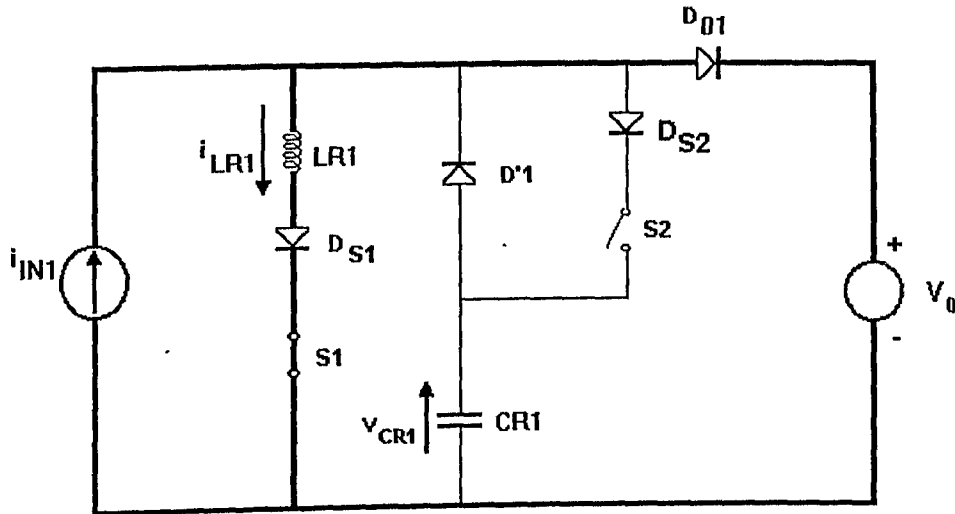


Figura 1.5 - Circuito equivalente da primeira etapa de funcionamento do RQR.

Em  $t = t_0$  a chave S1 é comandada a entrar em condução. Neste instante, a tensão no capacitor de ressonância " $v_{CR1}$ " é igual à  $V_0$  e permanece com esse valor durante toda esta etapa. A corrente no indutor de ressonância " $i_{LR1}$ " que inicialmente era zero, cresce linearmente até atingir o valor  $i_{IN1}$  e a corrente no diodo  $D_{O1}$  decresce linearmente do valor  $i_{IN1}$  até zero.

· Segunda etapa - primeira etapa ressonante ( $t_1, t_2$ ), figura 1.6.

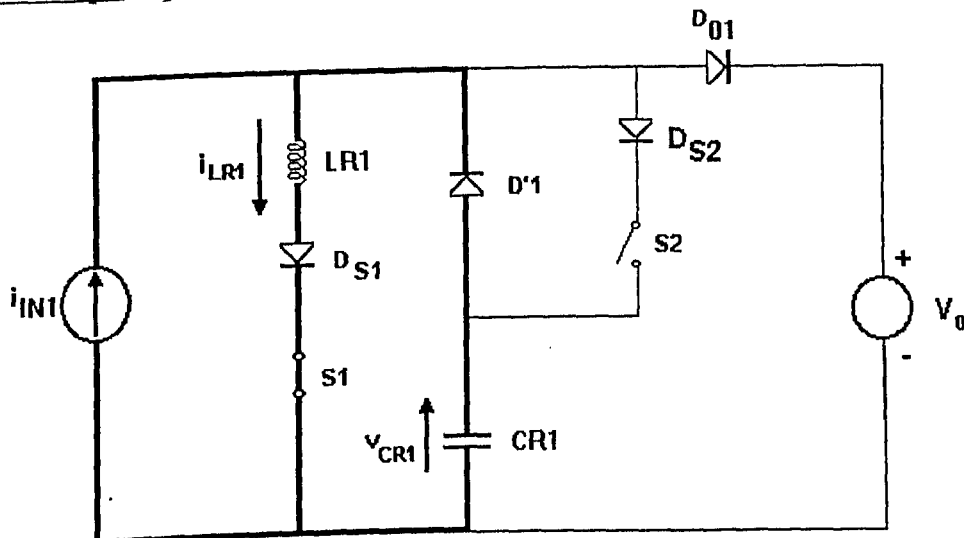


Figura 1.6 - Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento do RQR.

Em  $t = t_1$  o diodo  $D_{01}$  entra em estado de bloqueio e tem-se o início da primeira etapa ressonante. A corrente  $i_{LR1}$  cresce senoidalmente até um valor máximo e decresce até atingir  $i_{IN1}$  novamente, enquanto a tensão  $v_{CR1}$  decresce cossenoidalmente até atingir o valor  $-V_0$ . Neste instante, o diodo  $D'1$  é bloqueado, pois a corrente nele se anula.

· Terceira etapa - etapa de controle ( $t_2, t_3$ ), figura 1.7.

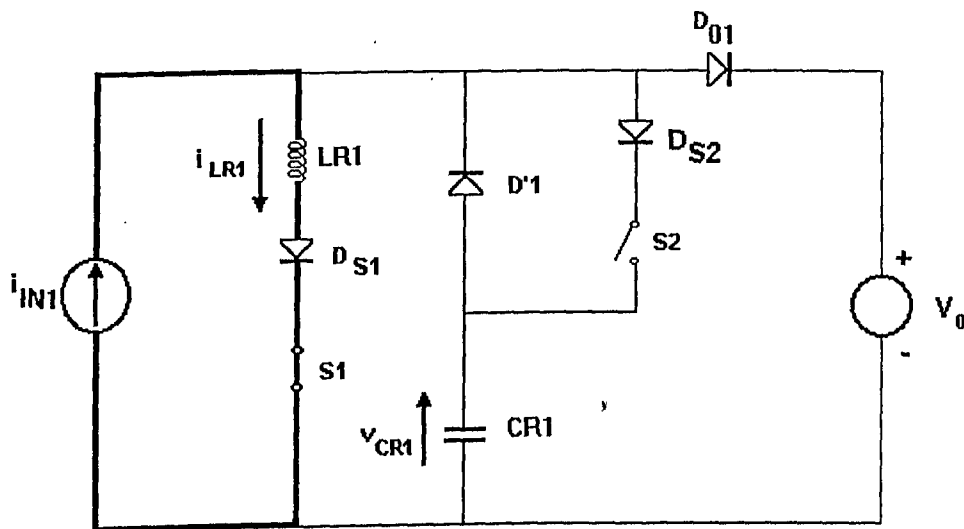


Figura 1.7 - Circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento do RQR.

Durante esta etapa de funcionamento, o capacitor  $CR1$  permanece carregado com a tensão  $-V_0$  e  $i_{LR1}$  permanece constante com seu valor igual ao valor final da etapa anterior. Esta etapa termina no instante em que a chave auxiliar  $S2$  é habilitada a entrar em condução.

É justamente a etapa que caracteriza o funcionamento PWM do RQR e permite que o mesmo trabalhe com frequência fixa.

· Quarta etapa - segunda etapa ressonante ( $t_3, t_4$ ), figura 1.8.

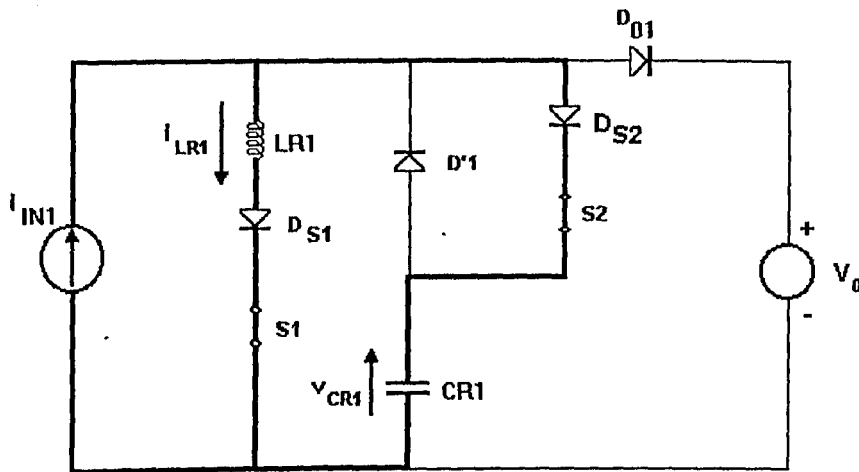


Figura 1.8 - Circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento do RQR.

No instante  $t = t_3$  a chave S2 é habilitada a entrar em condução, fazendo com que o circuito ressonante oscile novamente. A corrente  $i_{LR1}$  decresce senoidalmente até atingir o valor zero enquanto a tensão  $v_{CR1}$  cresce cossenoidalmente. No instante em que  $i_{LR1}$  atinge o valor zero tem-se o término desta etapa.

· Quinta etapa - segunda etapa linear ( $t_4, t_5$ ), figura 1.9.

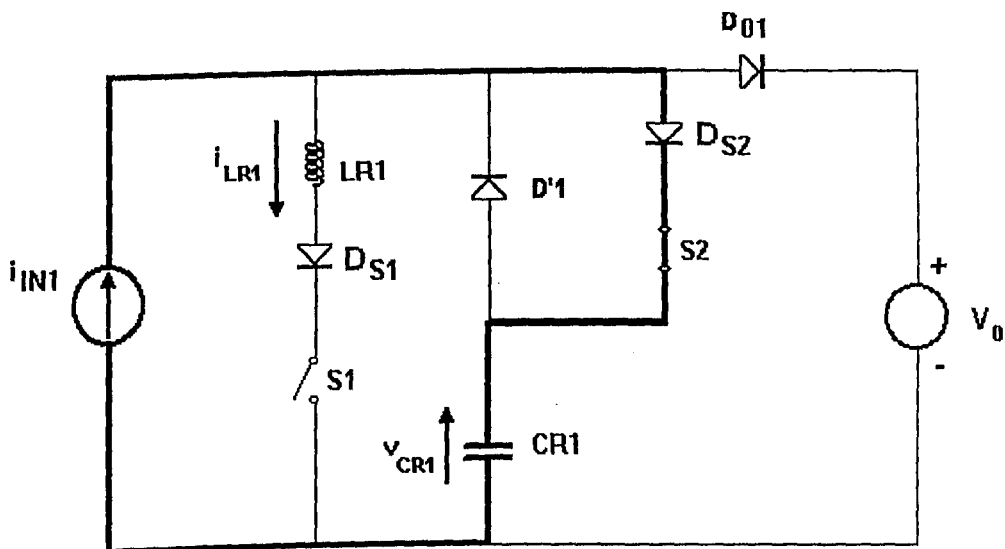


Figura 1.9 - Circuito equivalente da quinta etapa de funcionamento do RQR.

Nesta etapa a corrente  $i_{LR1}$  permanece zero e o capacitor CR1 passa a ser carregado linearmente até atingir o valor  $V_0$ , quando se tem o término desta etapa.

· Sexta etapa - etapa de transferência de energia ( $t_5, t_6$ ), figura 1.10.

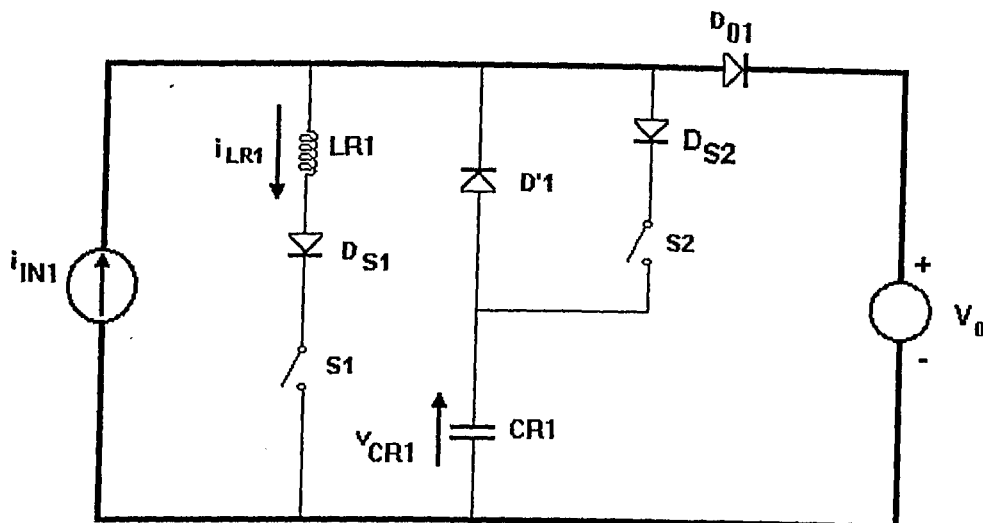


Figura 1.10 - Circuito equivalente da sexta etapa de funcionamento do RQR.

Durante esta etapa, a fonte de corrente  $i_{IN1}$  alimenta a carga através do diodo  $D_{01}$ , permanecendo assim até que a chave S1 seja habilitada à entrar em condução, dando início a primeira etapa do funcionamento novamente.

### 1.2.2 - Principais formas de onda.

Analisando-se cada etapa de funcionamento do RQR é possível representar as principais formas de onda do mesmo, como tensão no capacitor ressonante, nas chaves S1 e S2 e corrente no indutor ressonante.

A figura 1.11 mostra as principais curvas do RQR. Como pode ser observado, a entrada em condução e o bloqueio da chave S1 são feitos sob corrente nula, portanto sem perdas de chaveamento. O tempo  $t_q$  representa o

intervalo de tempo que a chave S1 dispõe para recuperar sua capacidade de bloqueio.

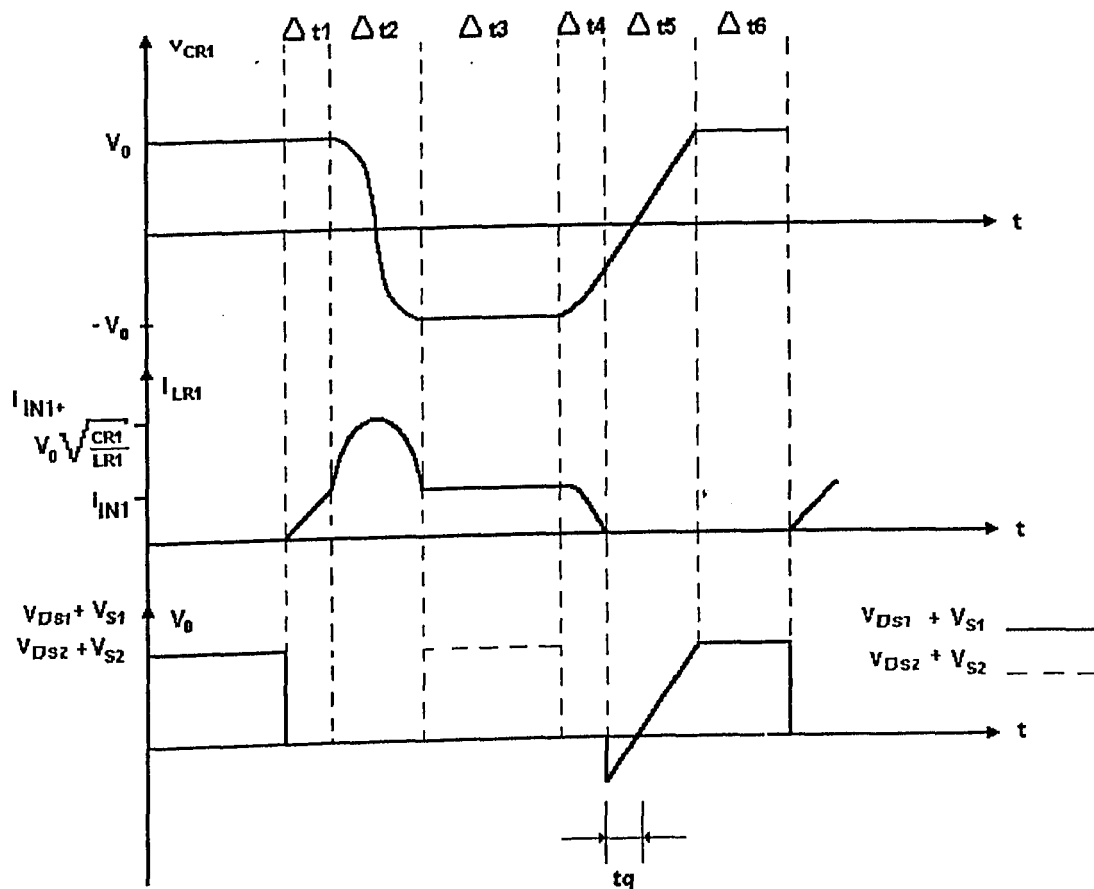


Figura 1.11 - Principais curvas do RQR.

### 1.3 - Análise quantitativa.

#### 1.3.1 - Plano de fase.

O circuito do RQR descrito anteriormente pode ser representado pelo plano de fase mostrado na figura 1.12.

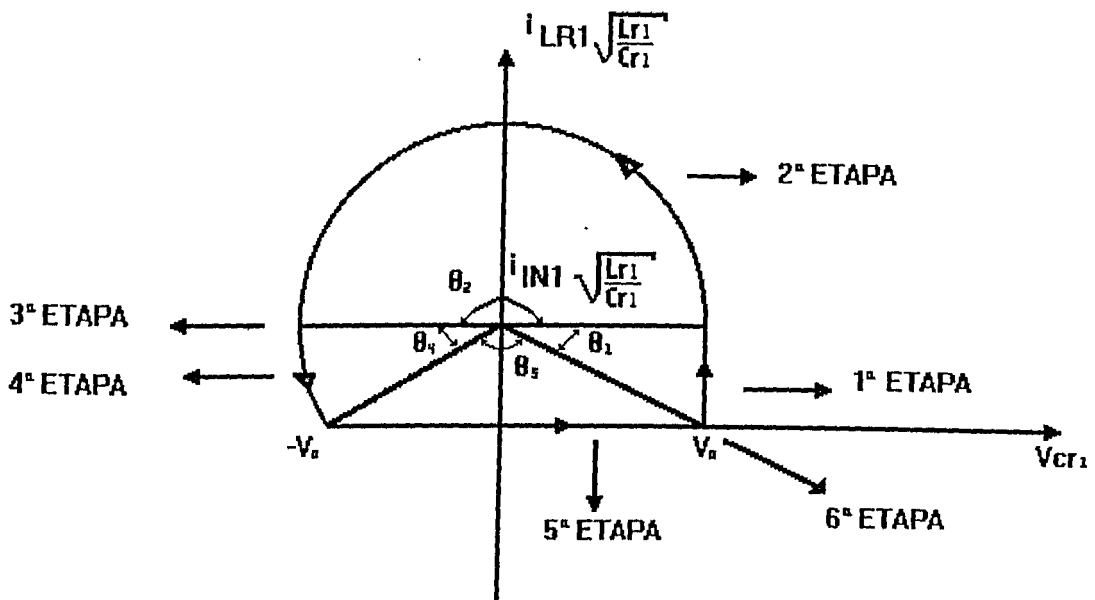


Figura 1.12 - Plano de fase do RQR.

A corrente no indutor ressonante é multiplicada pelo fator

$$\sqrt{\frac{LRI}{CR1}}$$

tornando o produto com dimensão de tensão.

Observando a figura 1.12 chega-se à conclusão que para que o chaveamento possa ocorrer sob corrente nula, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$i_{IN1} \sqrt{\frac{LRI}{CR1}} \leq V_o \quad (1.1)$$

O parâmetro  $\alpha$  é definido como:

$$\alpha = \frac{i_{IN1}}{V_o} \sqrt{\frac{LRI}{CR1}} \quad (1.2)$$

Portanto, chega-se à conclusão de que  $\alpha$  deve ser menor ou igual a um para que o chaveamento ocorra sem perdas.

A corrente instantânea  $i_{IN1}$  é definida como:

$$i_{IN1} = I_{IN1m\acute{a}x} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.3)$$

onde:

$I_{IN1m\acute{a}x}$  = valor de pico da corrente de entrada.

$\omega$  = pulsação angular da corrente de entrada.

Logo,  $\alpha$  pode ser escrito como:

$$\alpha = \frac{I_{IN1M\acute{A}X}}{V_0} \sqrt{\frac{LRI}{CRI}} \text{sen}(\omega t) \quad (1.4)$$

Quando  $\omega t = \pi/2$  tem-se o valor máximo de  $\alpha$ :

$$\alpha_{m\acute{a}x} = \frac{I_{IN1M\acute{A}X}}{V_0} \sqrt{\frac{LRI}{CRI}} \leq 1 \quad (1.5)$$

### 1.3.2 - Definição das equações básicas e dos intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento.

A) Primeira etapa.

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo  $\Delta t_1 = t_1 - t_0$ .

A equação (1.6) define o comportamento do circuito da

figura 1.5 :

$$v_{CRI} = V_0 = LR1 \cdot \frac{di_{LR1}}{dt} \quad (1.6)$$

Resolvendo a equação (1.6):

$$i_{LR1}(t) = \frac{V_0}{LR1} \cdot t \quad (1.7)$$

Quando  $t = \Delta t_1$ ,  $i_{LR1}(t) = i_{INI}$ . Portanto :

$$\Delta t_1 = \frac{LR1 \cdot i_{INI}}{V_0} \quad (1.8)$$

Seja  $\omega_0$  definido por :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LR1 \cdot CR1}} \quad (1.9)$$

Multiplicando e dividindo a expressão (1.8) por  $\omega_0$ , encontra-se:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{i_{INI}}{V_0} \sqrt{\frac{LR1}{CR1}} \quad (1.10)$$

Substituindo o parâmetro  $\alpha$  na expressão (1.10); obtem-se a equação (1.11).

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (1.11)$$



## B) Segunda etapa.

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo  $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ .

As equações (1.12), (1.13) e (1.14) definem o funcionamento do circuito da figura 1.6 :

$$v_{CR1} = LR1 \cdot \frac{di_{LR1}}{dt} \quad (1.12)$$

$$i_{CR1} = CR1 \cdot \frac{dv_{CR1}}{dt} \quad (1.13)$$

$$i_{IN1} = i_{LR1} + i_{CR1} \quad (1.14)$$

Derivando a expressão (1.14) e substituindo em (1.13):

$$\frac{di_{LR1}}{dt} = -\frac{di_{CR1}}{dt} = -CR1 \cdot d^2 \frac{v_{CR1}}{dt^2} \quad (1.15)$$

Substituindo a expressão (1.14) e substituindo em (1.13):

$$\frac{v_{CR1}}{LR1} = -CR1 \cdot d^2 \frac{v_{CR1}}{dt^2} \quad (1.16)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações (1.17) e (1.18) .

$$v_{CR1}(0) = V_0 \quad (1.17)$$

$$i_{LR1}(0) = i_{IN1} \quad (1.18)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (1.16) e levando-se em conta as condições iniciais, chega-se a expressão (1.19):

$$V_{CR1}(S) = V_0 \frac{S}{S^2 + \left( \frac{1}{\sqrt{LR1 \cdot CR1}} \right)^2} \quad (1.19)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (1.19), encontra-se :

$$v_{CR1}(t) = V_0 \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (1.20)$$

Substituindo (1.20) em (1.12) obtém-se a equação (1.21).

$$\sqrt{\frac{LR1}{CR1}} i_{LR1}(t) = V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + i_{IN1} \sqrt{\frac{LR1}{CR1}} \quad (1.21)$$

Quando  $t = \Delta t_2$ ,  $i_{LR1}(t) = i_{IN1}$ . Portanto, a expressão (1.21) toma a forma de (1.22).

$$V_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \Delta t_2) = 0 \quad (1.22)$$

Como  $\omega_0 \Delta t_2$  encontra-se no segundo quadrante, resolvendo (1.22) encontra-se a expressão (1.23).

$$\Delta t_2 = \pi / \omega_0 \quad (1.23)$$

Substituindo a eq. (1.23) em (1.20) encontra-se o valor de  $v_{CR1}$  no final desta etapa .

$$v_{CR1}(t_2) = V_0 \cos \left( \omega_0 \cdot \frac{\pi}{\omega_0} \right) \quad (1.24)$$

$$v_{CR1}(t_2) = -V_0 \quad (1.25)$$

### C) Terceira etapa.

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo  $\Delta t_3 = t_3 - t_2$ .

Nesta etapa os valores de tensão e corrente de ressonância permanecem com seus valores finais da etapa anterior , que são dados pelas equações (1.26) e (1.27).

$$i_{LR1}(t) = i_{IN1} \quad (1.26)$$

$$v_{CR1}(t) = -V_0 \quad (1.27)$$

### D) Quarta etapa.

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo  $\Delta t_4 = t_4 - t_3$ .

As equações que descrevem esta etapa são as mesmas que descrevem a segunda etapa, apenas com a diferença de que a condição inicial da tensão  $v_{CR1}$  passa a ser dada pela equação (1.28).

$$v_{CRI}(0) = -V_0 \quad (1.28)$$

Portanto tem-se :

$$\sqrt{\frac{LRI}{CRI}} \cdot i_{LRI}(t) = -V_0 \text{sen}(\omega_0 t) + i_{INI} \sqrt{\frac{LRI}{CRI}} \quad (1.29)$$

$$v_{CRI}(t) = -V_0 \text{cos}(\omega_0 t) \quad (1.30)$$

Quando  $t = \Delta t_4$ ,  $i_{LRI}(t) = 0$ . Portanto :

$$\text{sen}(\omega_0 \Delta t_4) = \frac{i_{INI}}{V_0} \sqrt{\frac{LRI}{CRI}} = \alpha \quad (1.31)$$

Resolvendo a equação (1.31) e levando-se em conta que  $\omega_0 \Delta t_4$  encontra-se no primeiro quadrante .

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \text{sen}^{-1}(\alpha) \quad (1.32)$$

Substituindo a equação(1.32) na (1.30) encontra-se a equação da tensão  $v_{CRI}$  no final desta etapa.

$$v_{CRI}(t_4) = -V_0 \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (1.33)$$

E) Quinta etapa.

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo  $\Delta t_5 = t_5 - t_4$ .

O comportamento do circuito da figura 1.9 é descrito pelas equações (1.34) e (1.35) :

$$i_{CR1}(t) = CR1 \frac{dv_{CR1}}{dt} \quad (1.34)$$

e

$$i_{CR1}(t) = i_{IN1} \quad (1.35)$$

Substituindo (1.35) em (1.34) e resolvendo encontra-se a equação (1.36).

$$v_{CR1}(t) = \frac{i_{IN1} \cdot t}{CR1} + v_{CR1}(t_4) \quad (1.36)$$

Substituindo (1.33) em (1.36) :

$$v_{CR1}(t) = \frac{i_{IN1} \cdot t}{CR1} - V_0 \cdot \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (1.37)$$

Quando  $t = \Delta t_5$ ,  $v_{CR1} = V_0$ . Substituindo as condições de contorno em (1.37), encontra-se a equação (1.38).

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left[ \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \quad (1.38)$$

## F) Sexta etapa.

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo  $\Delta t_6 = t_6 - t_5$ .

O intervalo de tempo  $\Delta t_6$  é definido pela equação (1.39).

$$\Delta t_6 = T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5) \quad (1.39)$$

onde

$T_s$  = período de chaveamento.

Os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento estão representados na tabela 1.1 para melhor visualização .

Etapa	Duração
1ª (t <sub>0</sub> - t <sub>1</sub> ) $\Delta t_1$	$\Delta t_1 = \alpha/\omega_0$
2ª (t <sub>1</sub> - t <sub>2</sub> ) $\Delta t_2$	$\Delta t_2 = \pi/\omega_0$
3ª (t <sub>2</sub> - t <sub>3</sub> ) $\Delta t_3$	$\Delta t_3 = t \text{ controle}$
4ª (t <sub>3</sub> - t <sub>4</sub> ) $\Delta t_4$	$\Delta t_4 = (1/\omega_0) \cdot \text{sen}^{-1}(\alpha)$
5ª (t <sub>4</sub> - t <sub>5</sub> ) $\Delta t_5$	$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left( \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right)$
6ª (t <sub>5</sub> - t <sub>6</sub> ) $\Delta t_6$	$\Delta t_6 = T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5)$

Tabela 1.1 - Intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento do RQR.

### 1.3.3 Determinação do ganho estático e do tempo $t_q$ .

Igualando-se a expressão da potência fornecida e da potência absorvida, obtém-se a expressão (1.40) .

$$\frac{V_0}{V_{IN1}} = \frac{I_{IN1}}{I_{D01med}} \quad (1.40)$$

Analisando-se a etapa de funcionamento, encontra-se o valor de  $I_{D01}$  na 1ª e na 6ª etapas de operação. A equação (1.41) determina o valor de  $I_{D01med}$ .

$$I_{D0med} = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( i_{IN1} - \frac{V_0}{L R 1} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{IN1} dt \right] \quad (1.41)$$

Resolvendo a equação (1.41) e substituindo em (1.40) obtém-se a expressão do ganho estático .

$$\frac{V_0}{V_{IN1}} = \frac{1}{1-D} \quad (1.42)$$

onde:

$$D = \frac{f_s}{2\pi f_0} \cdot \left( \frac{\alpha}{2} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) + \frac{\Delta t_3}{T_S} \quad (1.43)$$

$f_s = 1/T_s =$  frequência de chaveamento.

$f_0 =$  frequência de ressonância.

Comparando-se a expressão (1.43) com os intervalos de tempo da tabela 1.1, chega-se a expressão (1.44).

$$D = \frac{1}{T_B} \left( \frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 \right) \quad (1.44)$$

O tempo  $t_q$  representa o tempo que a chave S1 dispõe para recuperar a sua capacidade de bloqueio. Voltando à análise da quinta etapa de funcionamento, quando  $t = t_q$ ,  $v_{CR1}(t) = 0$ .

$$0 = \frac{i_{IN1} \cdot t_q}{CR1} - V_0 \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (1.45)$$

Resolvendo a equação (1.45), encontra-se o valor de  $t_q$ .

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\alpha} \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (1.46)$$

### 1.3.4 - Determinação das correntes médias, eficazes e máximas e das tensões máximas nos componentes do RQR.

#### Corrente média no diodo $D_{01}$ .

Observando as etapas de funcionamento do RQR, constata-se facilmente que a corrente circulará pelo diodo  $D_{01}$  apenas na primeira e sexta etapas. O valor médio é dado pela equação (1.47).

$$I_{D01med} = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( i_{IN1} - \frac{V_0}{LR1} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{IN1} dt \right] \quad (1.47)$$



Resolvendo a equação (1.47) e parametrizando :

$$\frac{I_{D01med}}{i_{IN1}} = 1 - \left[ \frac{f_s}{2\pi f_0} \cdot \left( \frac{\alpha}{2} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right) + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + \frac{\Delta t_3}{T_s} \right] \quad (1.48)$$

· Corrente eficaz no diodo  $D_{01}$ .

$$I_{D01ef}^2 = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( i_{IN1} - \frac{V_0}{LR1} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{IN1}^2 dt \right] \quad (1.49)$$

$$\frac{I_{D01ef}}{i_{IN1}} = \left[ 1 - \left[ \frac{f_s}{2\pi f_0} \cdot \left( \frac{2\alpha}{3} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right) + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + \frac{\Delta t_3}{t_s} \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.50)$$

· Corrente máxima no diodo  $D_{01}$

$$I_{D01máx} = I_{IN1máx} \quad (1.51)$$

· Tensão máxima no diodo  $D_{01}$ .

Quando o capacitor  $CR1$  está carregado com o valor  $V_0$ , tem-se o máximo valor de tensão no diodo  $D_{01}$  :

$$V_{D01máx} = 2V_0 \quad (1.52)$$

### · Corrente média na chave S1

A corrente na chave S1 está presente na 1ª, 2ª, 3ª e 4ª etapas de funcionamento.

O valor da corrente média é dada pela expressão:

$$I_{S1med} = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \frac{V_0}{LR1} \cdot t dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( V_0 \sqrt{\frac{CRI}{LR1}} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) + i_{IN1} \right) dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{IN1} dt + \int_0^{\Delta t_4} \left( -V_0 \sqrt{\frac{CRI}{LR1}} \text{sen}(\omega_0 t) + i_{IN1} \right) dt \right] \quad (1.53)$$

Resolvendo (1.53) :

$$\frac{I_{S1med}}{i_{IN1}} = \frac{f_s}{2\pi f_0} \left[ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1 + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha)} \right] + \frac{\Delta t_3}{T_S} \quad (1.54)$$

### · Corrente eficaz na chave S1.

$$I_{S1ef}^2 = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{V_0 t}{LR1} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( V_0 \sqrt{\frac{CRI}{LR1}} \text{sen}(\omega_0 t) + i_{IN1} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{IN1}^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} \left( -V_0 \sqrt{\frac{CRI}{LR1}} \text{sen}(\omega_0 t) + i_{IN1} \right)^2 dt \right] \quad (1.55)$$

$$\frac{I_{S1ef}}{I_{IN1}} = \left[ \frac{f_s}{2\pi f_0} \cdot \left[ \frac{\alpha}{3} + \frac{2}{\alpha} + \frac{3}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + \right. \right. \\ \left. \left. + \left[ 1 + \left( \frac{1}{2\alpha} \right)^2 \right] [\pi + \text{sen}^{-1}(\alpha)] \right] + \frac{\Delta t_3}{T_s} \right] \quad (1.56)$$

### · Corrente máxima na chave S1.

A corrente máxima em S1 é dada pelo pico da corrente na primeira etapa de ressonância .

$$I_{S1máx} = V_0 \sqrt{\frac{CR1}{LR1}} + I_{IN1máx} \quad (1.57)$$

Os valores de corrente dos componentes LR1 e D<sub>S1</sub> são idênticos aos valores da chave S1, já que eles se encontram em série.

### · Tensão máxima na chave S1.

A tensão máxima em S1 é a própria tensão de saída do RQR .

$$V_{S1máx} = V_0 \quad (1.58)$$

• **Corrente eficaz no capacitor de ressonância CR1.**

A corrente eficaz no capacitor de ressonância é definida pela equação (1.59).

$$I_{CR1ef}^2 = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{\Delta t_2} V_0^2 \frac{CR1}{LR1} \text{sen}^2(\omega_0 t) dt + \int_0^{\Delta t_4} V_0^2 \frac{CR1}{LR1} \text{sen}^2(\omega_0 t) dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{IN1} dt \right] \quad (1.59)$$

Resolvendo a equação (1.59), encontra-se a (1.60).

$$\frac{I_{CR1ef}}{I_{IN1}} = \left[ \frac{f_S}{2\pi f_0} \left[ \frac{1}{2\alpha^2} (\pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) - \alpha \cdot \sqrt{1-\alpha^2}) + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.60)$$

• **Corrente média no diodo D'1.**

A corrente que passa através de D'1 está presente apenas na segunda etapa de funcionamento.

A corrente média é dada pela expressão (1.61).

$$I_{D'1med} = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{\Delta t_2} V_0 \sqrt{\frac{CR1}{LR1}} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) dt \right] \quad (1.61)$$

Resolvendo (1.61), encontra-se (1.62).

$$\frac{I_{D'1med}}{i_{IN1}} = \frac{f_S}{\pi f_0} \cdot \frac{1}{\alpha} \quad (1.62)$$

· **Corrente eficaz no diodo D'1.**

$$I_{D'1ef}^2 = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{\Delta t^2} V_0^2 \cdot \frac{CR1}{LR1} \cdot \text{sen}^2(\omega_0 t) dt \right] \quad (1.63)$$

$$\frac{I_{D'1ef}}{i_{IN1}} = \left( \frac{f_S}{2\pi f_0} \cdot \frac{\pi}{2\alpha^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.64)$$

· **Corrente máxima no diodo D'1.**

$$I_{D'1máx} = V_0 \sqrt{\frac{CR1}{LR1}} \quad (1.65)$$

· **Tensão máxima no diodo D'1.**

A tensão máxima no diodo D'1 é a própria tensão da carga:

$$V_{D'1máx} = V_0 \quad (1.66)$$

· **A corrente média na chave S2.**

A corrente na chave S2 está presente na 4ª e 5ª etapas de funcionamento.

A corrente média é definida pela equação (1.67).

$$I_{S2med} = \frac{1}{T_S} \left( \int_0^{\Delta t_4} V_0 \sqrt{\frac{CR1}{LR1}} \text{sen}(\omega_0 t) + \int_0^{\Delta t_5} i_{IN1} dt \right) \quad (1.67)$$

Resolvendo (1.67) encontra-se (1.68).

$$\frac{I_{S2med}}{i_{IN1}} = \frac{f_S}{\pi f_0} \cdot \frac{1}{\alpha} \quad (1.68)$$

• **Corrente eficaz na chave S2.**

$$I_{S2ef}^2 = \frac{1}{T_S} \left( \int_0^{\Delta t_4} V_0 \frac{CR1}{LR1} \text{sen}^2(\omega_0 t) dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{IN1}^2 dt \right) \quad (1.69)$$

$$\frac{I_{S2ef}}{i_{IN1}} = \left[ \frac{f_S}{2\pi f_0} \left[ \frac{1}{2\alpha^2} \cdot \text{sen}^{-1}(\alpha) + \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.70)$$

• **Corrente máxima na chave S2.**

Na 5ª etapa de funcionamento a corrente em S2 assume o seu valor máximo, que é o valor máximo da corrente de entrada do RQR.

$$I_{S2máx} = I_{IN1máx} \quad (1.71)$$

• **Tensão máxima na chave S2.**

Na 3ª etapa de funcionamento do RQR, a chave auxiliar S2 assume o valor da tensão de saída.

$$V_{S2m\acute{a}x} = V_0 \quad (1.72)$$

· **Corrente média nos diodos da ponte retificadora.**

A forma de onda da corrente nos diodos da ponte retificadora é mostrada na figura 1.13.

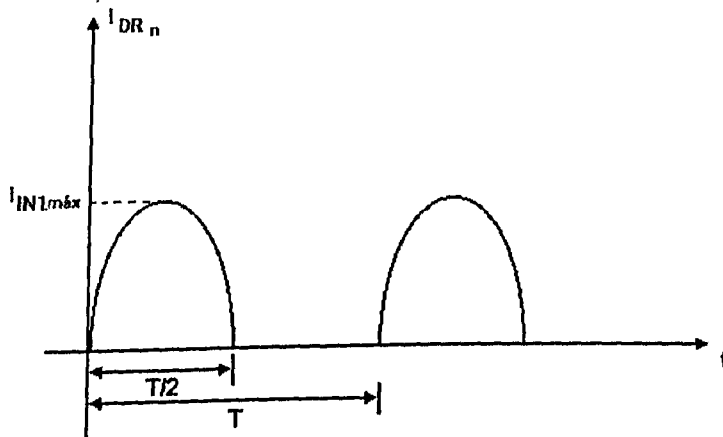


Figura 1.13 - Corrente nos diodos da ponte retificadora.

Logo, a corrente média nos diodos é dada por:

$$I_{DRmed} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{IN1m\acute{a}x} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) \quad (1.73)$$

Resolvendo (1.73) encontra-se (1.74).

$$I_{DRmed} = \frac{I_{IN1m\acute{a}x}}{\pi} \quad (1.74)$$

· **Corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora.**

$$I_{DRef}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_{IN1máx}^2 \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) \quad (1.75)$$

$$I_{DRef} = \frac{I_{IN1máx}}{2} \quad (1.76)$$

· **Corrente máxima nos diodos da ponte retificadora.**

A corrente máxima nos diodos da ponte retificadora é a máxima corrente de entrada do conversor.

$$I_{DRmáx} = I_{IN1máx} \quad (1.77)$$

· **Tensão máxima nos diodos da ponte retificadora.**

A tensão máxima que os diodos da ponte retificadora ficarão submetidos é a tensão máxima da rede de alimentação.

$$V_{DRmáx} = V_{L \text{ pico}} \quad (1.78)$$

· **Corrente eficaz no indutor de filtragem  $L_{IN1}$ .**

A figura 1.14 mostra a forma de onda da corrente no indutor de filtragem.



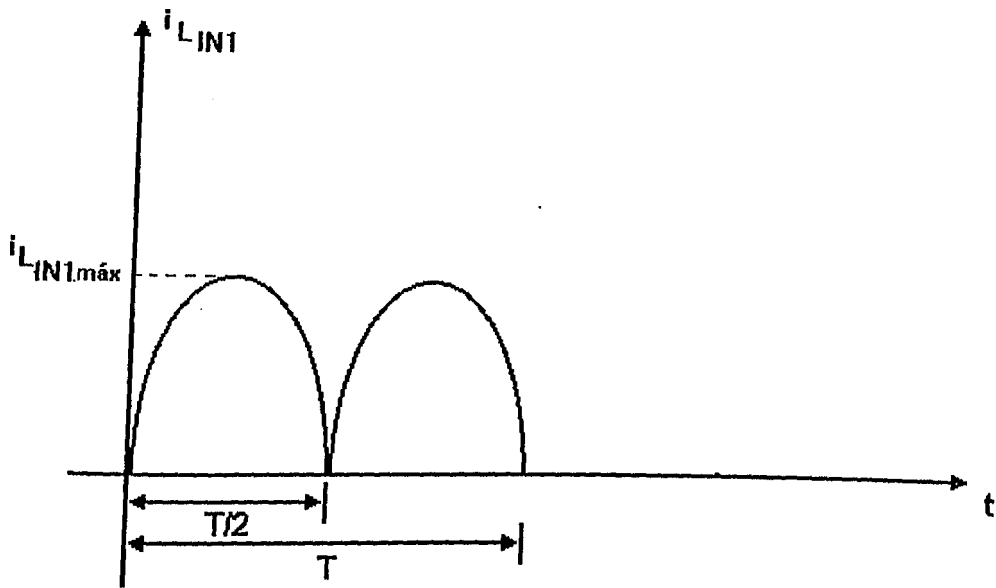


Figura 1.14 - Corrente no indutor de filtragem.

Portanto, a corrente eficaz no indutor de filtragem é definida como:

$$I_{L_{IN1ef}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{IN1máx}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) \quad (1.79)$$

Resolvendo (1.79) encontra-se a equação (1.80).

$$I_{L_{IN1ef}} = \frac{I_{IN1máx}}{\sqrt{2}} \quad (1.80)$$

## 1.4 - Circuitos de comando e controle do RQR.

### 1.4.1. - Estratégia de controle da corrente de entrada.

A técnica utilizada para o controle da corrente de entrada baseia-se na modulação por largura de pulso (PWM).

Comparando-se uma referência de tensão de entrada retificada do RQR com uma onda triangular são gerados pulsos que autorizam a abertura ou fechamento da chave  $S_1$ , como mostrado na figura 1.15.

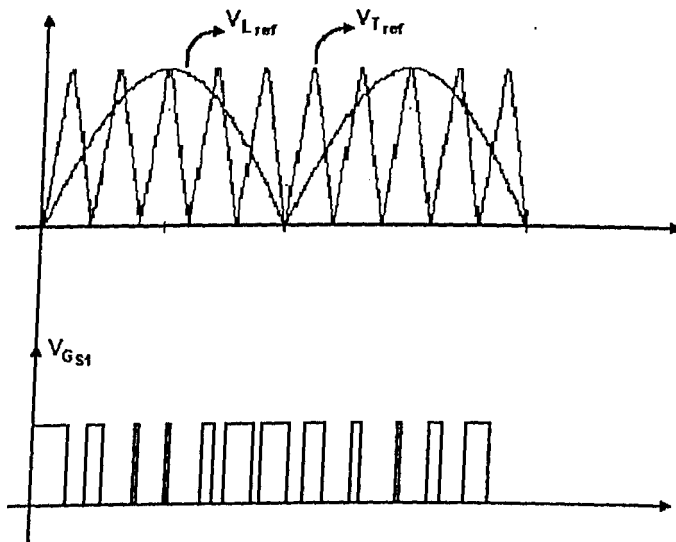


Figura 1.15 - Sinais de referência  $v_{Lref}$  e  $v_{Tref}$ ; tensão de comando da chave  $S_1$ .

Observando a figura 1.15, chega-se à conclusão que no ponto de tensão máxima tem-se a mínima razão cíclica e conseqüentemente ganho de tensão mínimo (equação 1.42). Da mesma forma, quando a tensão de referência é mínima a razão cíclica é máxima e o ganho de tensão é máximo. Estas características fazem com que a corrente no indutor de filtragem tenha a tendência de acompanhar a tensão

de entrada [2].

Para se determinar a ondulação da corrente de entrada  $\Delta I$ , considera-se a tensão no indutor  $L_{INI}$ , quando a chave S1 está fechada, que é dada pela expressão (1.81).

$$V_{L_{INI}} = V_L = L_{INI} \cdot \frac{di_{INI}}{dt} \quad (1.81)$$

onde:

$$V_L = V_{L\ pico} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.82)$$

Resolvendo as equações (1.81) e (1.82), encontra-se a equação (1.83) que é a expressão da ondulação da corrente de entrada.

$$\Delta I = \frac{V_{L\ pico} \cdot t_{on}}{L_{INI}} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.83)$$

Considerando que a somatória dos intervalos de tempo  $\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_4 + \Delta t_5$  é muito menor que o intervalo de tempo  $\Delta t_3$ , pode-se escrever a expressão (1.84).

$t_{on}$  = tempo de crescimento da corrente de entrada =

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5. \quad (1.84)$$

O  $\Delta I$  máximo é encontrado quando  $\omega\tau = \pi/2$ . Portanto, substituindo (1.84) em (1.83), encontra-se a equação (1.85).

$$\Delta I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{Lpico}}{L_{IN1}} \left[ \frac{1}{\omega_0} (\alpha_{m\acute{a}x} + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha_{m\acute{a}x} + \frac{1}{\alpha_{m\acute{a}x}} + \sqrt{\frac{1}{\alpha_{m\acute{a}x}^2} - 1}) + \Delta t_3 \right] \quad (1.85)$$

A figura 1.16 mostra o diagrama simplificado do método de controle da corrente de entrada.

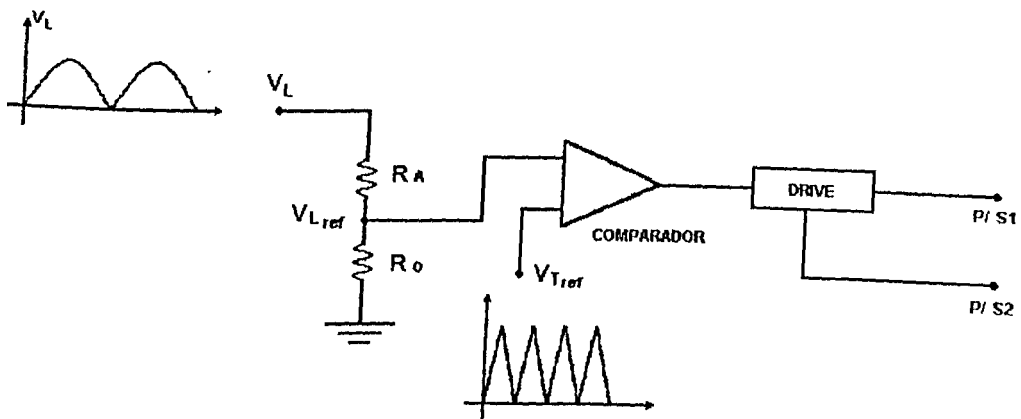


Figura 1.16 - Diagrama simplificado do método de controle da corrente de entrada.

Nos itens subseqüentes, serão feitos os estudos do circuito de controle e do circuito de comando das chaves do RQR e a implementação da técnica de controle de corrente ao mesmo.

## 1.4.2 - Circuito de geração de pulso do RQR.

### 1.4.2.1 - Princípio de geração de pulso.

Lembrando-se das etapas de funcionamento do RQR estudados no item 1.2.1, sabe-se que a chave S1 deve estar habilitada durante um período que compreende da 1ª à 4ª etapa, enquanto a chave

auxiliar S2 deve ficar habilitada da 4ª à 5ª etapa.

A figura 1.17 ilustra os pulsos das chaves S1 e S2 que devem ser gerados.

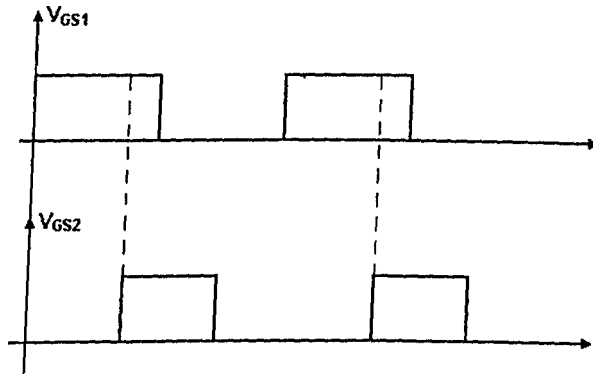


Figura 1.17 - Pulsos das chaves  $S_1$  e  $S_2$ .

O circuito utilizado para gerar o pulso PWM da chave principal é o 3524, cuja configuração interna é mostrada na figura 1.18.

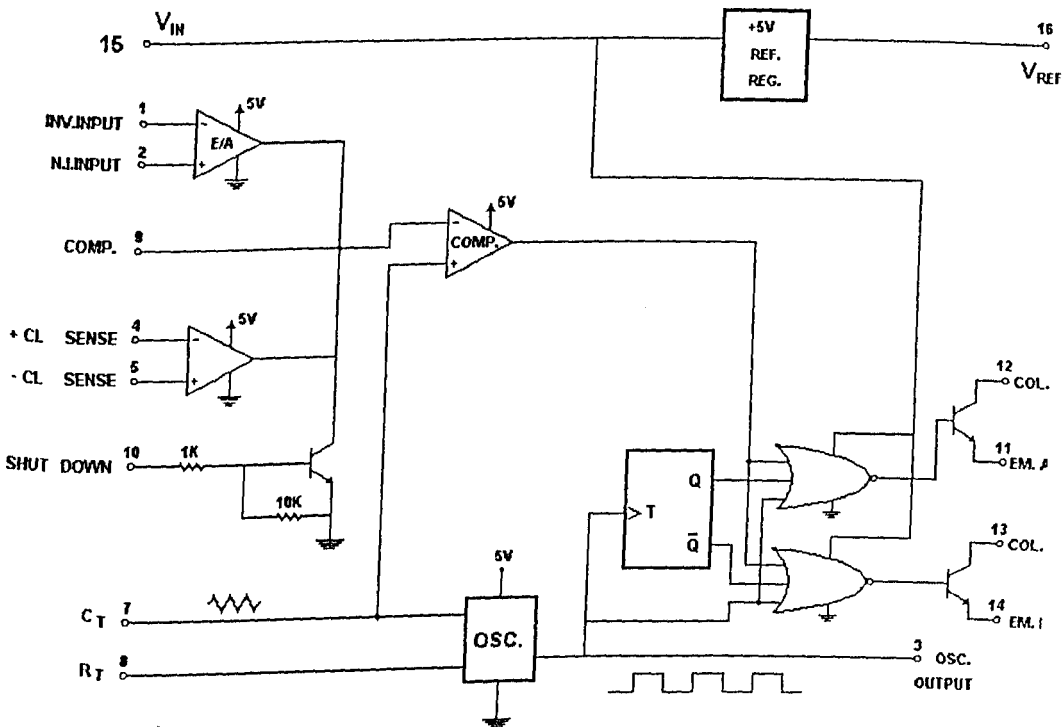


Figura 1.18 - Configuração interna do 3524.



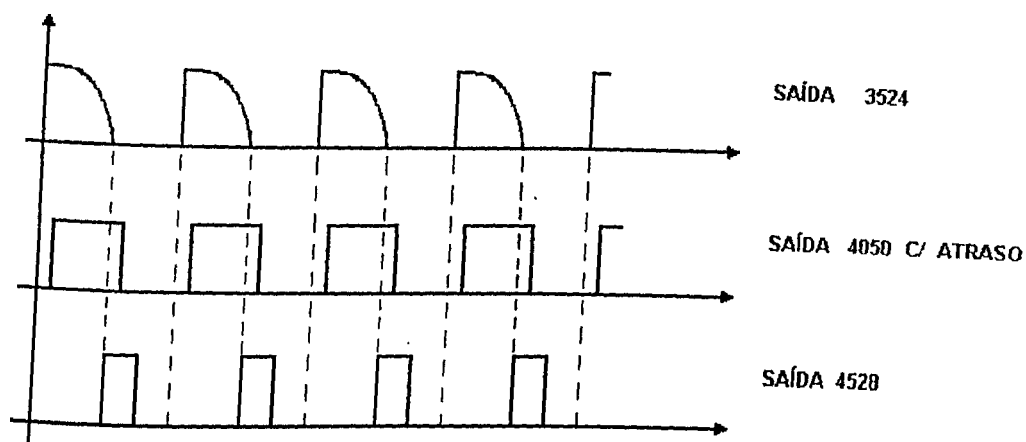


Figura 1.20 - Diagrama de sinais.

Observa-se que os pulsos das chaves S1 e S2 sempre terão uma largura constante, pré-definida pela comparação do nível da componente contínua com a onda triangular do 3524. Portanto, o circuito de geração de pulsos deve ser adaptado à técnica de controle de corrente proposta anteriormente, onde a razão cíclica é variável.

#### 1.4.2.2 - Adaptação do circuito de geração de pulsos à técnica de controle de corrente.

Sabe-se que a técnica utilizada no controle da corrente de entrada baseia-se na comparação de uma tensão senoidal de referência com uma onda triangular de referência. A onda triangular utilizada será a própria onda do pino 7 do 3524. Suas características são mostradas na figura 1.21.

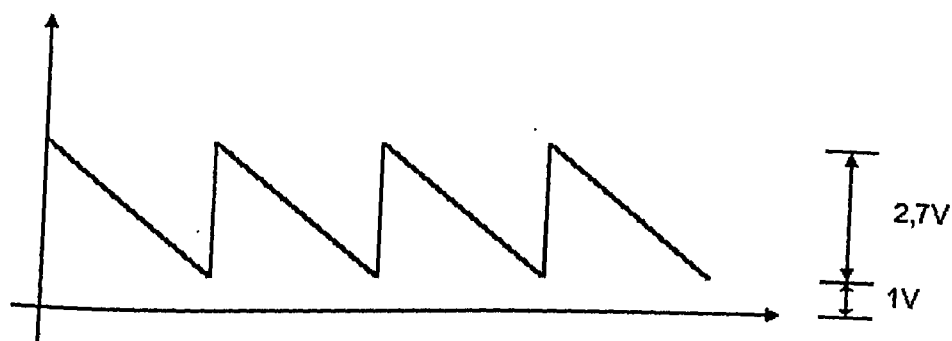


Figura 1.21 - Onda triangular do 3524.

Observa-se que a onda possui uma componente contínua de 1V. Devido a este fato, a tensão de referência ao ser comparada deve ser somada a este valor. Para isto, a componente contínua do 3524 que antes era utilizada para se fazer a comparação com a onda triangular do pino 7, agora é ajustada em torno do valor de 1V e, através de um amplificador operacional ligado em configuração somadora, é somado à tensão de referência de entrada do RQR para que a mesma tenha o mesmo "off-set" da onda triangular. É esta tensão de referência que passa a ser comparada com a onda triangular do 3524.

A figura 1.22 mostra o circuito de geração de pulsos na sua configuração final, incorporado à técnica de controle da corrente de entrada.



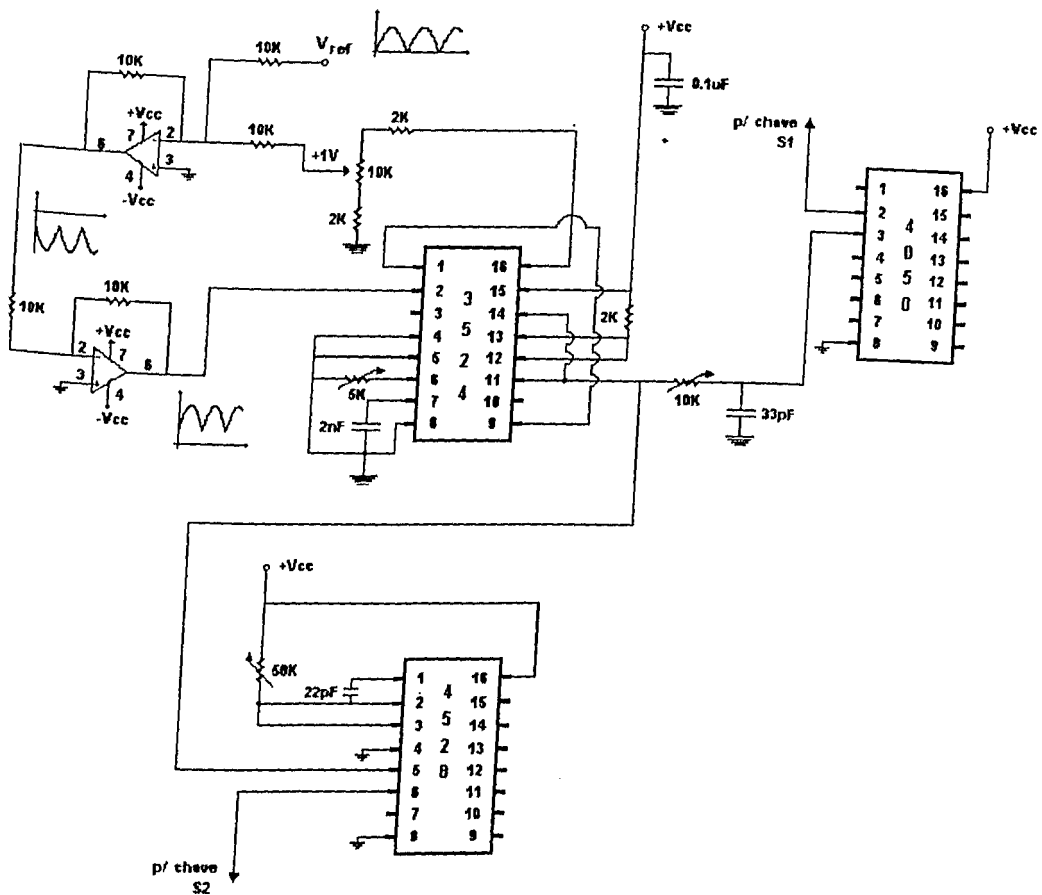


Figura 1.22 - Circuito de geração de pulsos incorporado à técnica de controle da corrente de entrada.

É importante salientar que a componente contínua do 3524 que antes tinha a função de determinar uma razão cíclica de funcionamento constante, agora tem a função de determinar a máxima razão cíclica de funcionamento do RQR, enquanto que a mínima razão cíclica é imposta pelo projeto do divisor de tensão que determina a tensão de referência.

### 1.4.3 - Circuito de comando das chaves S1 e S2.

O circuito de comando das chaves S1 e S2 é mostrado na figura 1.23, considerando-se que será utilizado Mosfets para fazer o chaveamento, já que o mesmo permite trabalhar com frequências elevadas.

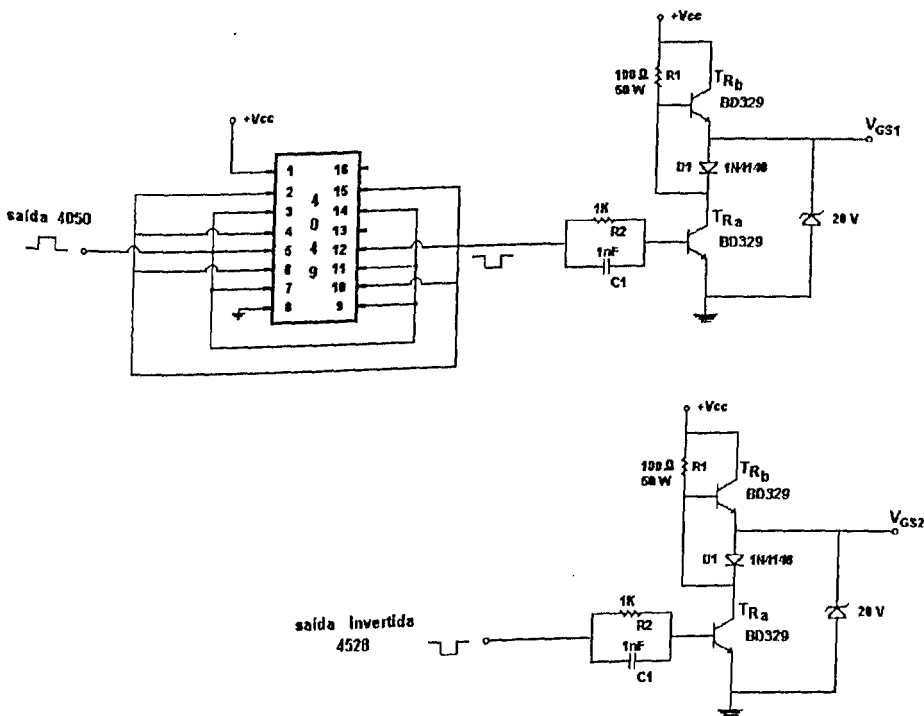


Figura 1.23 - Circuito de comando das chaves  $S_1$  e  $S_2$ .

O circuito integrado 4049 é utilizado para inverter o sinal que sai do 4050, já que a lógica do circuito de comando utiliza o sinal invertido. Da mesma forma, utiliza-se a saída inversora do 4528.

Na transição positiva do sinal, o circuito composto pelo resistor R2 em paralelo com o capacitor C1 provoca um pico de corrente na base do transistor  $T_{Ra}$ , saturando o mesmo. Com a saturação de  $T_{Ra}$ ,  $D_1$  conduz e  $T_{Rb}$  entra em corte, fazendo com que as tensões  $V_{GS1}$  e  $V_{GS2}$

fiquem em nível baixo e as chaves sejam bloqueadas.

Na transição negativa do sinal  $T_{Ra}$  é cortado e  $T_{Rb}$  entra em condução através da fonte  $V_{cc}$ . As tensões  $V_{GS1}$  e  $V_{GS2}$  assumem o valor  $V_{cc}$  e habilitam as chaves  $S1$  e  $S2$ .

O diodo zener limita a tensão  $V_{GS1}$  e  $V_{GS2}$  em valores que não devem ultrapassar 20V para que não destrua o componente.

### 1.5 - Conclusões.

Neste capítulo foi estudado o estágio retificador da fonte chaveada, que consiste em um conversor Boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente.

Foi feita a análise qualitativa e quantitativa do RQR, estabelecendo-se as etapas de funcionamento bem como a condição primordial para que o mesmo funcione com chaveamento sob corrente nula.

A terceira etapa de funcionamento do RQR determina o funcionamento do mesmo em frequência fixa.

Os esforços nos componentes ativos e passivos foram obtidos, constituindo ferramentas indispensáveis para a realização do projeto do RQR.

Finalizando, foram estudados os circuitos de controle e comando do RQR. A técnica de controle da corrente de entrada apresenta o atrativo da simplicidade e de não necessitar do uso de sensor de corrente.

## **CAPÍTULO 2**

### **ESTUDO DO CONVERSOR BUCK-BOOST QRC, ZCS, PWM COM CHAVE UNIDIRECIONAL EM CORRENTE.**

#### **2.1 - Introdução.**

A carga do estágio retificador da fonte chaveada estudada no capítulo anterior será representada por um conversor cc-cc buck-boost, QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente.

Neste capítulo será feita a análise qualitativa e quantitativa deste conversor, assim como as suas principais características serão estudadas.

Os circuitos de comando e controle serão também estudados.

#### **2.2 - Análise qualitativa.**

##### **2.2.1 - Etapas de funcionamento.**

A figura 2.1 mostra o circuito do conversor buck-boost a ser estudado.

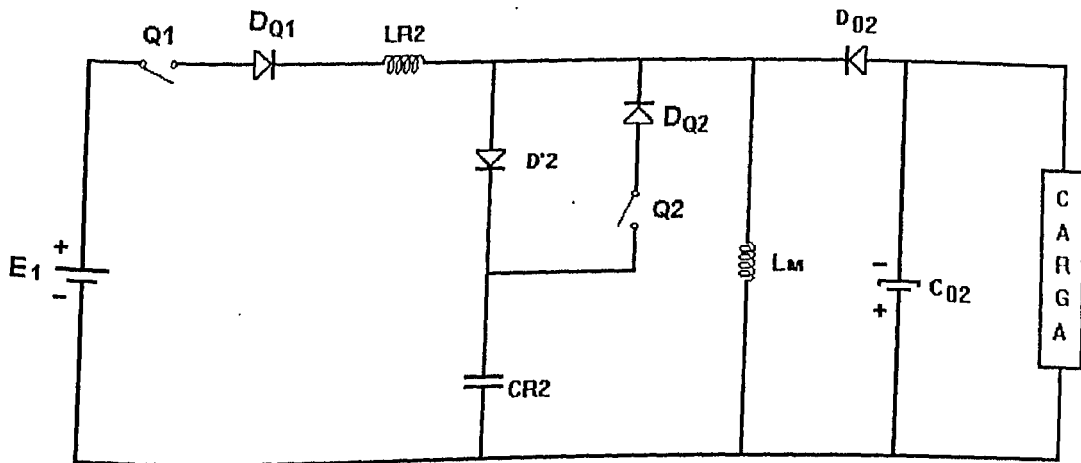


Figura 2.1 - Circuito do conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM, com chave unidirecional em corrente.

Para simplificar a análise do conversor, são feitas as mesmas considerações que foram feitas no estudo do RQR, ou seja, as chaves são consideradas ideais, não há perdas no circuito ressonante e a tensão de saída é considerada constante.

Além disso, considera-se que  $L_M$  é grande o suficiente para que a corrente  $I_M$  possa ser considerada constante.

O circuito da figura 2.1 pode ser dividido em seis circuitos distintos, cada um representando uma etapa de funcionamento.

· Primeira etapa - primeira etapa linear ( $t_0, t_1$ ), figura 2.2.

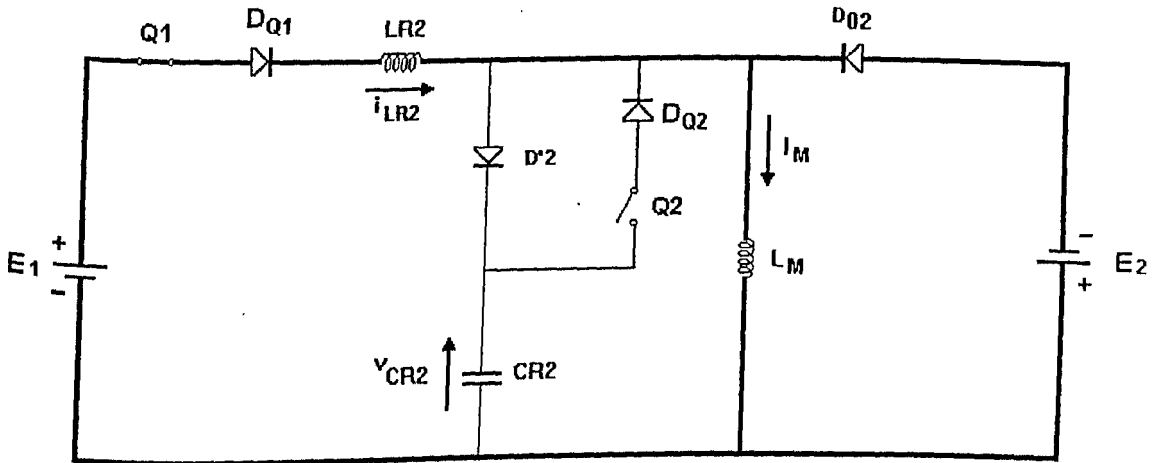


Figura 2.2 - Circuito equivalente da primeira etapa de funcionamento do conversor buck-boost.

Em  $t = t_0$  a chave  $Q_1$  é comandada a entrar em condução. A corrente no indutor de ressonância  $i_{LR2}$  cresce linearmente de zero até  $I_M$ , enquanto a corrente que passa através do diodo  $D_{Q2}$  decresce linearmente do valor  $I_M$  até zero. Neste instante ocorre o término desta etapa.

O capacitor  $CR_2$  fica com o valor  $-E_2$  durante toda a etapa.

· Segunda etapa - primeira etapa ressonante ( $t_1, t_2$ ), figura 2.3.

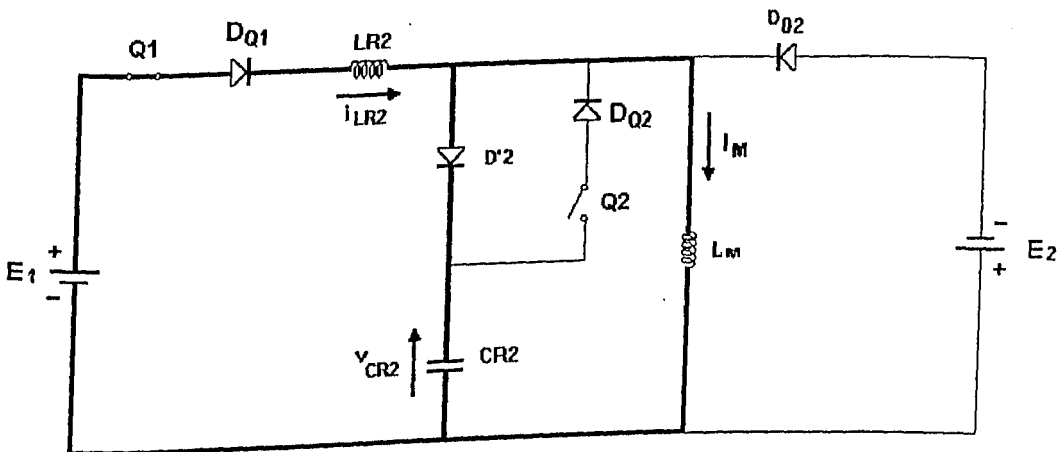


Figura 2.3 - Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento do conversor buck-boost.

Em  $t = t_1$  o diodo  $D_{02}$  é bloqueado, dando início a esta etapa. A corrente  $i_{LR2}$  cresce senoidalmente, passa por seu ponto máximo e atinge  $I_M$  novamente; enquanto que a tensão  $v_{CR2}$  cresce cossenoidalmente de  $-E_2$  até o seu valor máximo  $2E_1 + E_2$ . Neste instante  $D'2$  é bloqueado e a etapa se finaliza.

· Terceira etapa - etapa de controle ( $t_2, t_3$ ), figura 2.4.

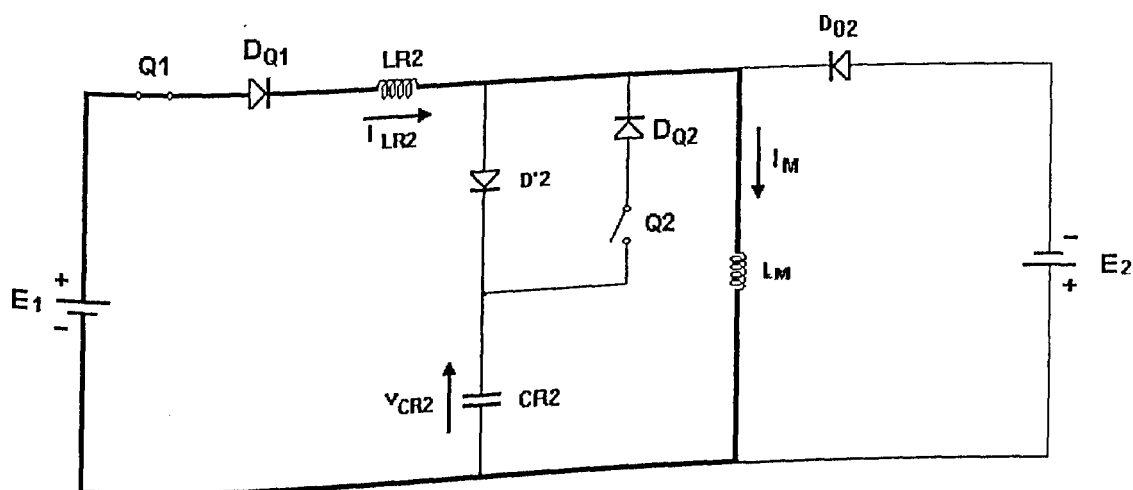


Figura 2.4 - Circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento do conversor buck-boost.

Esta etapa de funcionamento do conversor buck-boost permite que o mesmo tenha a característica PWM, trabalhando com frequência fixa.

Durante esta etapa a corrente  $i_{LR2}$  fica constante com valor  $I_M$  enquanto o capacitor fica carregado com o valor  $2E_1 + E_2$ . A situação permanece inalterada até que a chave  $Q_2$  é comandada a entrar em condução, terminando então esta etapa.

· Quarta etapa - segunda etapa ressonante ( $t_3, t_4$ ), figura 2.5.

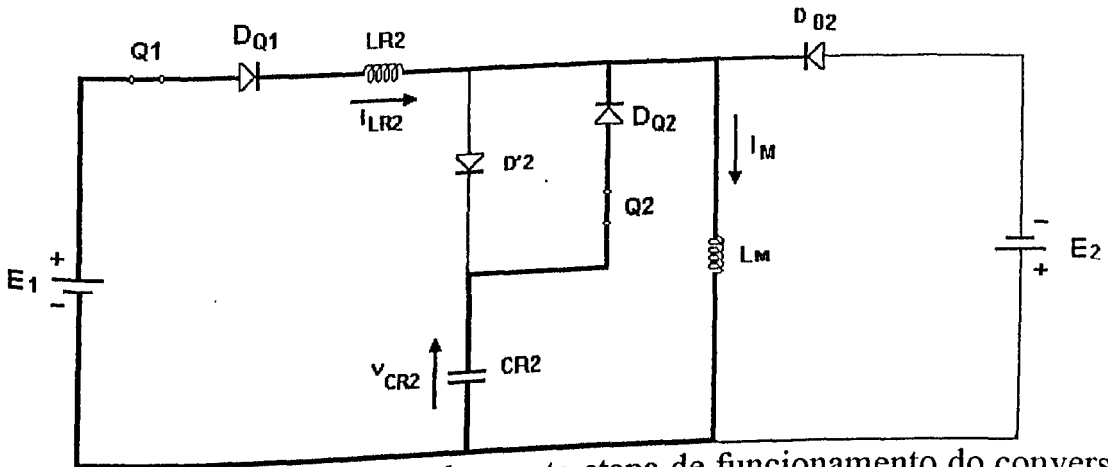


Figura 2.5 - Circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento do conversor buck-boost.

No momento em que a chave  $Q_2$  entra em condução ( $t = t_3$ ), o ciclo ressonante se reinicia. A tensão  $v_{CR2}$  começa a decrescer cossenoidalmente enquanto a corrente  $i_{LR2}$  decresce senoidalmente de  $I_M$  até zero, quando então se tem o fim desta etapa.

· Quinta etapa - segunda etapa linear ( $t_4, t_5$ ), figura 2.6.

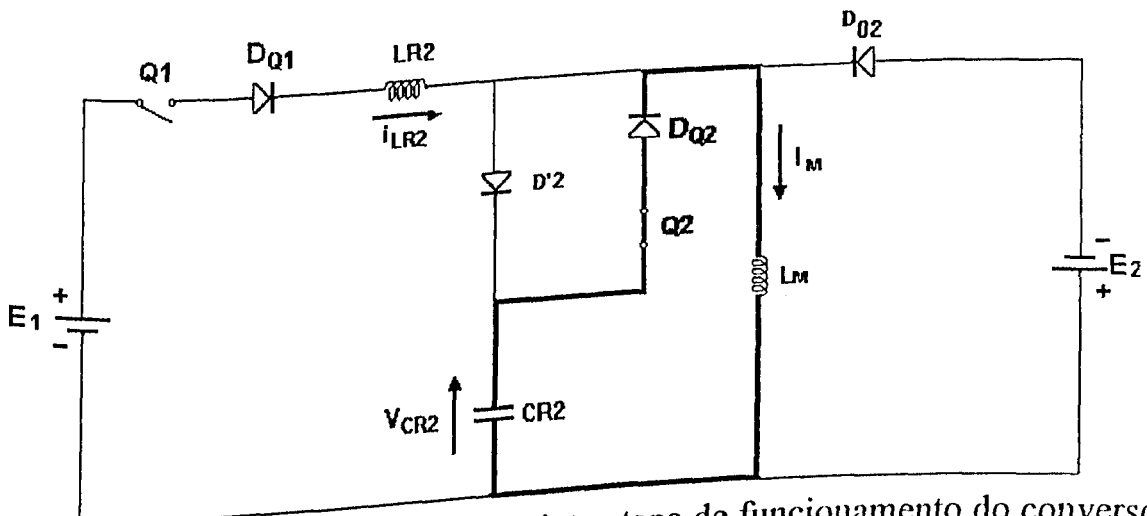


Figura 2.6 - Circuito equivalente da quinta etapa de funcionamento do conversor buck-boost.



Durante esta etapa a corrente  $i_{LR2}$  permanece nula enquanto a tensão no capacitor de ressonância  $v_{CR2}$  decresce linearmente até o valor da tensão de carga  $-E_2$ , quando se finda esta etapa.

· Sexta etapa - etapa de transferência de energia ( $t_5, t_6$ ), figura 2.7.

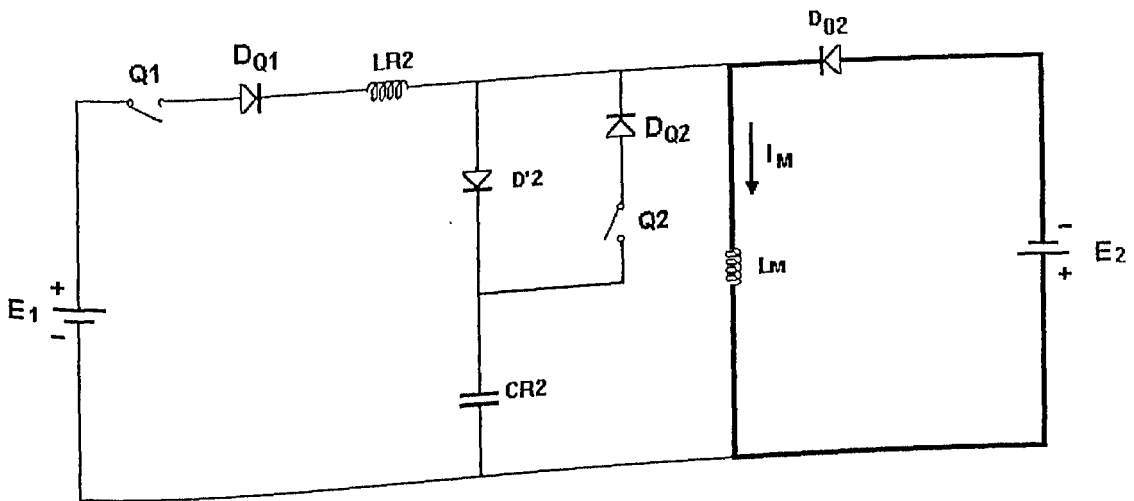


Figura 2.7 - Circuito equivalente da sexta etapa de funcionamento do conversor buck-boost.

Durante esta etapa o indutor  $L_M$  transfere energia para a carga através do diodo  $D_{Q2}$ , e assim permanece até que a chave  $Q_1$  seja habilitada, dando início a primeira etapa de funcionamento novamente.

### 2.2.2 - Principais formas de onda.

A figura 2.8 mostra as principais formas de onda do conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente. Nota-se que a entrada em condução e o bloqueio são feitos sob corrente nula.

O tempo  $t_q$  representa o intervalo de tempo que a chave  $Q_1$  dispõe para recuperar sua capacidade de bloqueio.

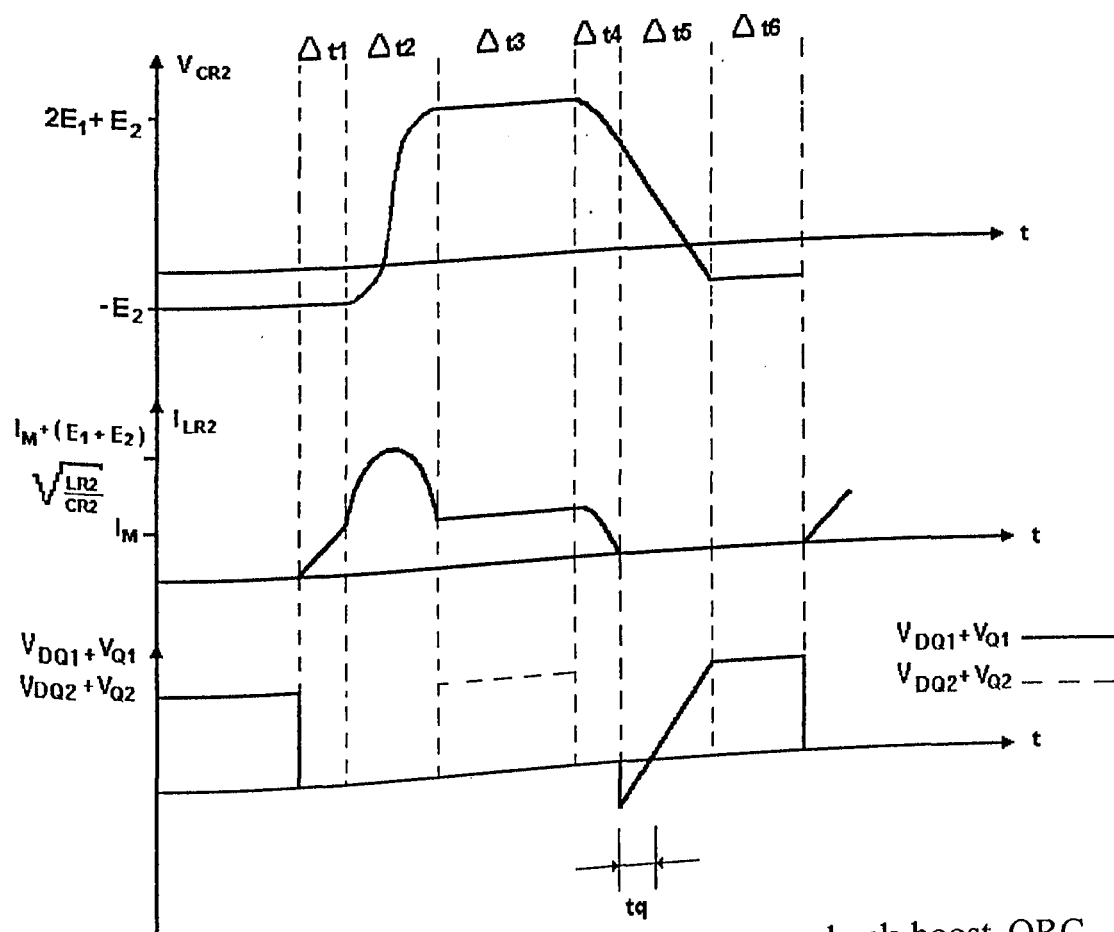


Figura 2.8 - Principais formas de onda do conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente.

## 2.3 - Análise quantitativa.

### 2.3.1 - Plano de fase.

A figura 2.9 representa o plano de fase do conversor Buck-Boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente.

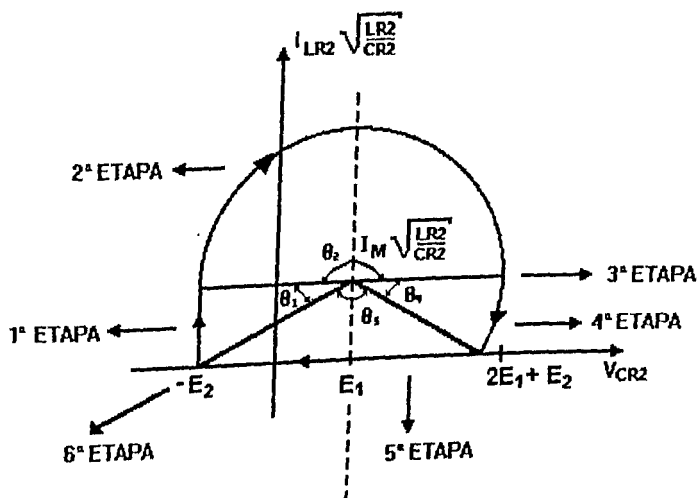


Figura 2.9 - Plano de fase do conversor buck-boost, QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente.

Analisando o plano de fase, conclui-se que para que o chaveamento ocorra sob corrente nula, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$I_M \sqrt{\frac{LR2}{CR2}} \leq E_1 + E_2 \quad (2.1)$$

Pode-se definir o parâmetro  $\gamma$  como :

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \cdot \sqrt{\frac{LR2}{CR2}} \quad (2.2)$$

Portanto, chega-se a expressão (2.3) como condição essencial para que o conversor funcione na condição de comutação não dissipativa:

$$\gamma \leq 1 \quad (2.3)$$

### 2.3.2 - Definição das equações básicas e dos intervalos de tempo de cada etapa de operação.

O procedimento utilizado para se obter os intervalos de tempo de

cada etapa de funcionamento é o mesmo utilizado no item 1.3.2 para o RQR.

Pode-se mostrar que as equações básicas e intervalos de tempo obtidos no estudo do RQR são idênticas às equações obtidas quando se fez o estudo para o conversor buck-boost, apenas com a diferença que onde se acha o parâmetro  $\alpha$  deve-se usar o parâmetro  $\gamma$  [1]. A tabela 2.1 sintetiza os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento.

Etapa	Duração
1° ( $t_0 - t_1$ ) $\Delta t_1$	$\Delta t_1 = \gamma/\omega_0$
2° ( $t_1 - t_2$ ) $\Delta t_2$	$\Delta t_2 = \pi/\omega_0$
3° ( $t_2 - t_3$ ) $\Delta t_3$	$\Delta t_3 = t$ controle
4° ( $t_3 - t_4$ ) $\Delta t_4$	$\Delta t_4 = \left(\frac{1}{\omega_0}\right) \cdot \text{sen}^{-1}(\gamma)$
5° ( $t_4 - t_5$ ) $\Delta t_5$	$\Delta t_5 = \left(\frac{1}{\omega_0}\right) \cdot \left(\frac{1}{\gamma} + \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1}\right)$
6° ( $t_5 - t_6$ ) $\Delta t_6$	$\Delta t_6 = T_S - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5)$

Tabela 2.1 - Intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento do conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente.

### 2.3.3 - Determinação do ganho estático e do tempo $t_q$ .

A expressão do ganho estático é obtido igualando-se a potência de entrada e a potência de saída .

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_{1med}}{I_{2med}} \quad (2.4)$$

Das etapas de funcionamento, chega-se as expressões que representam  $I_{1med}$  e  $I_{2med}$ , respectivamente:

$$I_{1med} = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\Delta t1} \frac{E_1 + E_2}{LR2} t dt + \int_0^{\Delta t2} [(E_1 + E_2) \sqrt{\frac{CR2}{LR2}} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) + I_M] dt + \int_0^{\Delta t3} I_M dt + \int_0^{\Delta t4} [-(E_1 + E_2) \sqrt{\frac{CR2}{LR2}} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) + I_M] dt \right] \quad (2.5)$$

$$I_{2med} = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\Delta t1} [I_M - [\frac{E_1 + E_2}{LR2}] t] dt + \int_0^{\Delta t6} I_M dt \right] \quad (2.6)$$

Resolvendo as equações (2.5) e (2.6) e substituindo em (2.4) encontra-se a expressão do ganho estático do conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente .

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{D}{1-D} \quad (2.7)$$

onde:

$$D = \frac{f_s}{2\pi f_0} \left( \frac{\gamma}{2} + \pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} \right) + \frac{\Delta t_3}{T_s} \quad (2.8)$$

Observa-se que a expressão (2.8) é semelhante à expressão (1.43) obtida no ganho estático do RQR, com a única diferença que ocorre a substituição do parâmetro  $\alpha$  pelo parâmetro  $\gamma$ .

Da mesma forma, o tempo  $t_q$  da chave  $Q_1$  é dado por:

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\gamma} \sqrt{1 - \gamma^2} \quad (2.9)$$

#### 2.3.4 - Determinação das correntes médias, eficazes e máximas e das tensões máximas nos componentes do conversor.

As equações que determinam os esforços nos componentes do conversor buck-boost são as mesmas obtidas no estudo do RQR, alterando-se apenas o parâmetro  $\alpha$  para o parâmetro  $\gamma$ , a corrente  $i_{INI}$  para a corrente  $I_M$  e a tensão  $V_0$  para  $E_1 + E_2$  [1].

##### • Corrente média no diodo $D_{02}$ .

$$\frac{I_{D02med}}{I_M} = 1 - \left[ \frac{f_s}{2\pi f_0} \left( \frac{\gamma}{2} + \pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} \right) + \frac{\Delta t_3}{T_s} \right] \quad (2.10)$$

• Corrente eficaz no diodo D02.

$$\frac{I_{D02ef}}{I_M} = \left[ 1 - \left[ \frac{f_s}{2\pi f_0} \left( \frac{2\gamma}{3} + \pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right) + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\frac{i}{\gamma^2} - 1} + \frac{\Delta t_3}{T_s} \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.11)$$

• Corrente máxima no diodo D02.

$$I_{D02máx} = I_M \quad (2.12)$$

• Tensão máxima no diodo D02.

$$V_{D02máx} = 2(E_1 + E_2) \quad (2.13)$$

• Corrente média na chave Q1.

$$\frac{I_{Q1med}}{I_M} = \frac{f_s}{2\pi f_s} \left[ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right] + \frac{\Delta t_3}{T_s} \quad (2.14)$$

• Corrente eficaz na chave Q1.

$$\frac{I_{Q1ef}}{I_M} = \left[ \frac{f_s}{2\pi f_0} \left[ \frac{\gamma}{3} + \frac{2}{\gamma} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} + \left[ 1 + \left[ 1 + \left( \frac{1}{2\gamma} \right)^2 \right] \left[ \pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right] \right] \right] + \frac{\Delta t_3}{T_s} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.15)$$

• Corrente máxima na chave Q1.

$$I_{Q1m\acute{a}x} = (E_1 + E_2) \sqrt{\frac{CR2}{LR2}} + I_M \quad (2.16)$$

Os valores de corrente nos componentes LR2 e D<sub>Q1</sub> são iguais aos da chave Q1, pois os mesmos estão em série.

• Tensão máxima na chave Q1.

A tensão máxima em Q1 é a somatória das tensões de entrada e saída do conversor buck-boost.

$$V_{Q1m\acute{a}x} = E_1 + E_2 \quad (2.17)$$

• Corrente eficaz no capacitor de ressonância CR2.

$$\frac{I_{CR2ef}}{I_M} = \left[ \frac{f_s}{2\pi f_0} \left[ \frac{1}{2\gamma^2} (\pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) - \gamma \cdot \sqrt{1-\gamma^2}) + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.18)$$

• Corrente média no diodo D2.

$$\frac{I_{D'2med}}{I_M} = \frac{f_s}{\pi f_0} \cdot \frac{1}{\gamma} \quad (2.19)$$



• Corrente eficaz no diodo D'2.

$$\frac{I_{D'2ef}}{I_M} = \left( \frac{f_s}{2\pi f_0} \cdot \frac{\pi}{2\gamma^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.20)$$

• Corrente máxima no diodo D'2.

$$I_{D'2máx} = (E_1 + E_2) \sqrt{\frac{CR2}{LR2}} \quad (2.21)$$

• Tensão máxima no diodo D'2.

A tensão máxima em D'2 é a soma das tensões de saída e entrada do conversor buck-boost.

$$V_{D'2máx} = E_1 + E_2 \quad (2.22)$$

• Corrente média na chave Q2.

$$\frac{I_{Q2med}}{I_M} = \frac{f_s}{\pi f_0} \cdot \frac{1}{\gamma} \quad (2.23)$$

• Corrente eficaz na chave Q2.

$$\frac{I_{Q2ef}}{I_M} = \left[ \frac{f_s}{2\pi f_0} \left[ \frac{1}{2\gamma^2} \text{sen}^{-1}(\gamma) + \frac{1}{\gamma} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.24)$$

- Corrente máxima na chave Q2.

$$I_{Q2máx} = I_M \quad (2.25)$$

- Tensão máxima na chave Q2.

A tensão máxima em Q2 acontece na 3ª etapa de funcionamento do conversor buck-boost e corresponde à soma das tensões de entrada e saída do mesmo.

$$V_{Q2máx} = E_1 + E_2 \quad (2.26)$$

O valor de corrente no diodo  $D_{Q2}$  é igual ao da chave Q2, pois eles estão em série.

#### 2.4 - Circuitos de comando e controle do conversor buck-boost.

O circuito de geração de pulsos para as chaves Q1 e Q2 em nada se diferencia do circuito de geração de pulsos estudado no capítulo anterior e representado na figura 1.19. Observa-se que no caso do conversor buck-boost, os sinais destinados às chaves Q1 e Q2 sempre terão razão cíclica constante e serão como ilustrado na figura 1.20 do capítulo anterior.

Da mesma forma, o circuito de comando das chaves Q1 e Q2 é idêntico ao circuito representado na figura 1.23 do capítulo anterior.

## 2.5 - Conclusões

Neste capítulo foi feita a análise quantitativa e qualitativa do conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente.

Analisando as equações que descrevem os valores máximos de tensão nos componentes do conversor, observa-se que a tensão de entrada  $E_1$  apresenta-se acrescida à tensão de saída  $E_2$ . Levando-se em conta este fato e lembrando que no caso do RQR apenas a tensão de saída  $V_o$  aparece nas expressões de tensões máximas, conclui-se que o conversor buck-boost é adequado quando utilizado em baixas potências, já que para um mesmo nível de potência, quando comparado com outras topologias, o mesmo necessita de componentes mais robustos e caros.

Constatou-se também, que este tipo de conversor só funciona na característica de comutação não dissipativa quando  $\gamma \leq 1$ .

Os circuitos de controle e comando das chaves do conversor buck-boost são os mesmos do RQR, estudados no capítulo anterior.

## CAPÍTULO 3

### PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO.

#### 3.1 - Introdução

Neste capítulo será mostrado o procedimento de projeto da fonte chaveada e determinados os componentes ativos e passivos para a montagem do protótipo em laboratório.

A figura 3.1 mostra o circuito de potência da fonte chaveada a ser projetada.

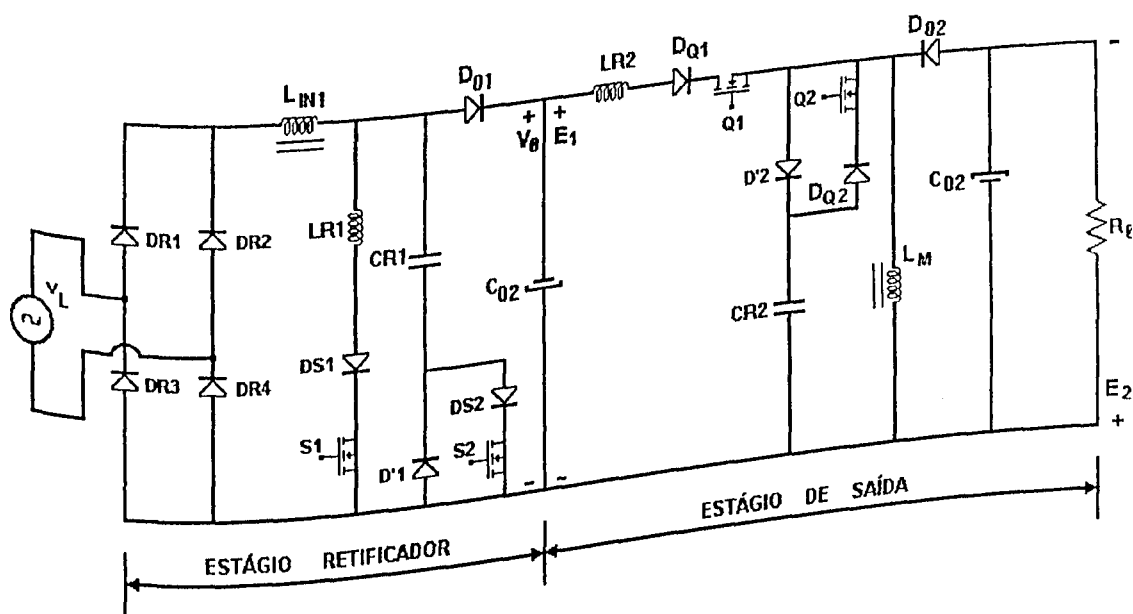


Figura 3.1 - Circuito de potência da fonte chaveada com fator de potência de entrada próximo da unidade.

Como foi dito anteriormente, as chaves de potência utilizadas são MOSFETs, sabendo-se que possuem características que possibilitam o chaveamento em alta frequência.

O projeto será dividido em dois estágios bem definidos: o estágio retificador e o estágio de saída constituído pelo conversor cc-cc buck-boost.

### 3.2 - Estágio retificador.

#### 3.2.1 - Especificações do projeto.

$V_{L,pico} = 70 \text{ V}$	(Tensão de pico de entrada)
$V_o = E_1 = 100 \text{ V}$	(Tensão de saída do estágio retificador)
$P_o = 80 \text{ W}$	(Potência de saída do estágio retificador)
$F_s = 150 \text{ KHz}$	(Frequência de chaveamento)
$F_o = 1,5 \text{ MHz}$	(Frequência de ressonância)
$\Delta I_{máx} = 1,1 \text{ A}$	(Máxima ondulação da corrente de entrada)
$D_{min} = 0,4$	(Razão cíclica mínima de funcionamento)

#### 3.2.2 - Determinação da máxima corrente de entrada e do parâmetro

$\alpha..$

A máxima corrente de entrada é dada pela expressão (3.1):

$$I_{IN1máx} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{L,pico}} + \Delta I_{máx} \quad (3.1)$$

Substituindo-se os parâmetros, tem-se:

$$I_{IN1m\acute{a}x} = \frac{2.80}{70} + 1,1 \quad , \quad I_{IN1m\acute{a}x} = 3,4 \text{ A} \quad (3.2)$$

O valor do parâmetro  $\alpha$  escolhido é:

$$\alpha_{m\acute{a}x} = 0,65 \quad (3.3)$$

### 3.2.3 - Determinação dos parâmetros de ressonância

O circuito ressonante é determinado a partir das expressões (1.5)

e (1.9):

$$\frac{LR1}{CR1} = \left( \frac{\alpha_{m\acute{a}x} \cdot V_0}{I_{IN1m\acute{a}x}} \right)^2 = \left( \frac{0,65 \cdot 100}{3,4} \right)^2 = 365,84 \quad (3.4)$$

$$LR1 \cdot CR1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} = \frac{1}{(2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^6)^2} = 1,125 \cdot 10^{-14} \quad (3.5)$$

Resolvendo o sistema de equações, encontra-se:

$$LR1 = 2 \mu H \quad (3.6)$$

$$CR1 = 5,7 \text{ nF} \quad (3.7)$$

### 3.2.4 - Cálculo do indutor de entrada $L_{IN1}$ .

O indutor de entrada é obtido a partir da expressão (1.85):

$$L_{INI} = \frac{V_{Lpico}}{\Delta I_{máx}} \left[ \frac{1}{\omega_0} [\alpha_{máx} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha_{máx})] + \frac{1}{\alpha_{máx}} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_{máx}}\right)^2 - 1} \right] + \Delta t_3 \quad (3.8)$$

O instante de  $\alpha_{máx}$  implica no instante de máxima corrente de entrada, mínima razão cíclica e mínimo  $\Delta t_3$ . Sabendo-se que  $D_{mín}=0,4$  e utilizando a equação (1.43), tem-se:

$$\frac{\Delta t_{3mín}}{T_s} = 0,4 - \frac{150 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^6} \left( \frac{0,65}{2} + \pi + \text{sen}^{-1}(0,65) + \frac{1}{0,65} + \sqrt{\left(\frac{1}{0,65}\right)^2 - 1} \right) \quad (3.9)$$

Portanto:

$$\Delta t_{3mín} = 0,29 \cdot T_s = \frac{0,29}{150 \cdot 10^3} ; \Delta t_{3mín} = 1,93 \mu s \quad (3.10)$$

Substituindo (3.10) em (3.8):

$$L_{INI} = \frac{70}{1,1} (0,76 \cdot 10^{-6} + 1,93 \cdot 10^{-6}) = 171 \mu H \quad (3.11)$$

Todos os componentes do RQR devem ser projetados para

condição mais crítica, ou seja, quando a corrente de entrada passa por seu ponto máximo. Quando isso ocorre o tempo  $\Delta t_3$  é mínimo e  $\alpha$  é máximo. Portanto, nos cálculos dos esforços nos componentes do RQR, estas duas afirmações serão levadas em consideração.

### 3.2.5 - Dimensionamento da chave S1 e diodo Ds1

As correntes que passam por S1 e Ds1 são iguais. Os cálculos são obtidos a partir das expressões (1.54), (1.56), (1.57) e (1.58).

(a) Corrente média em S1 e Ds1.

$$\frac{I_{S1med}}{I_{IN1máx}} = 0,4 ; I_{S1med} = 1,36 \text{ A} \quad (3.12)$$

(b) Corrente eficaz em S1 e Ds1.

$$\frac{I_{S1ef}}{I_{IN1máx}} = 0,68 ; I_{S1ef} = 2,33 \text{ A} \quad (3.13)$$

(c) Corrente máxima em S1 e Ds1.

$$I_{S1máx} = 100 \cdot \sqrt{\frac{5,7 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 10^{-6}}} + 3,4 ; I_{S1máx} = 8,7 \text{ A} \quad (3.14)$$

(d) Tensão máxima em S1 e Ds1

$$V_{S1máx} = V_0 ; V_{S1máx} = 100 \text{ V} \quad (3.15)$$



## (e) Componentes utilizados

## - Chave S1

Mosfet IRF 740 - International Rectifier

$$I_{S1\text{méd}} = 10\text{A}$$

$$V_{S1\text{máx}} = 400\text{V}$$

$$R_{DS0n} = 0,55\Omega$$

$$R_{\theta\text{JC}} = 1,0^{\circ}\text{C/W}$$

-Diodo D<sub>S1</sub>

MUR 1520 - Motorola

$$I_{D\text{med}} = 15\text{A}$$

$$I_{DS1} = 30\text{A}$$

$$V_{DS1\text{máx}} = 200\text{V}$$

$$R_{\theta\text{JC}} = 1,5^{\circ}\text{C/W}$$

3.2.6 - Dimensionamento do diodo D<sub>01</sub>

O dimensionamento de D<sub>01</sub> é obtido a partir das expressões (1.48), (1.50), (1.51) e (1.52).

(a) Corrente média em  $D_{01}$ .

$$\frac{I_{D_{01}med}}{I_{IN1máx}} = 0,6 \quad ; \quad I_{D_{01}med} = 2,04 \text{ A} \quad (3.16)$$

(b) Corrente eficaz em  $D_{01}$ .

$$\frac{I_{D_{01}ef}}{I_{IN1máx}} = 0,77 \quad ; \quad I_{D_{01}ef} = 2,63 \quad (3.17)$$

(c) Corrente máxima em  $D_{01}$ .

$$I_{D_{01}máx} = I_{IN1máx} = 3,4 \text{ A} \quad (3.18)$$

(d) Tensão máxima em  $D_{01}$ .

$$V_{D_{01}máx} = 2V_0 = 200 \text{ V} \quad (3.19)$$

(e) Componente escolhido.

- Diodo  $D_{01}$ .

MUR 850 - Motorola

$$I_{D_{01}med} = 8 \text{ A}$$

$$I_{D_{01}máx} = 16 \text{ A}$$

$$V_{D_{01}máx} = 500 \text{ V}$$

$$R_{0jC} = 2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

### 3.2.7 - Dimensionamento dos diodos da ponte retificadora Dr

Os cálculos da corrente nos diodos Dr são obtidos a partir das expressões (1.74), (1.76), (1.77) e (1.78).

(a) Corrente média em Dr.

$$I_{Drmed} = \frac{I_{IN1máx}}{\pi} = 1,08 \text{ A} \quad (3.20)$$

(b) Corrente eficaz em Dr.

$$I_{Dref} = \frac{I_{IN1máx}}{2} = 1,7 \text{ A} \quad (3.21)$$

(c) Corrente máxima em Dr.

$$I_{Dr máx} = I_{IN1máx} = 3,4 \text{ A} \quad (3.22)$$

(d) Tensão máxima em Dr.

$$V_{Dr máx} = V_{pico} = 70 \text{ V} \quad (3.23)$$

(e) Componente escolhido.

- Diodo Dr.

MUR 815 - Motorola

$$I_{D01med} = 8 \text{ A}$$

$$V_{D01máx} = 150 \text{ V}$$

$$R_{\theta jc} = 2^{\circ}\text{C/W}$$

### 3.2.8 - Dimensionamento do diodo D'1.

O dimensionamento de D'1 é feito a partir das expressões (1.62), (1.64), (1.65), e (1.66).

(a) Corrente média em D'1.

$$\frac{I_{D'1med}}{I_{IN1máx}} = 0,05 \quad ; \quad I_{D'1med} = 0,17 \text{ A} \quad (3.24)$$

(b) Corrente eficaz em D'1.

$$\frac{I_{D'1ef}}{I_{IN1máx}} = 0,24 \quad ; \quad I_{D'1ef} = 0,83 \text{ A} \quad (3.25)$$

(c) Corrente máxima em D'1.

$$I_{D'1máx} = V_0 \sqrt{\frac{CRI}{LRI}} = 5,34 \text{ A} \quad (3.26)$$

(d) Tensão máxima em D'1.

$$V_{D'1máx} = V_0 = 100 \text{ V} \quad (3.27)$$

(e) Componente escolhido.

- Diodo D'1 - MUR 815 - Motorola

$$I_{D'1med} = 8 \text{ A}$$

$$V_{D1med} = 150 \text{ V}$$

$$R_{ojc} = 2^{\circ}\text{C/W}$$

### 3.2.9 - Dimensionamento da chave S2 e diodo D<sub>S2</sub>.

As correntes das chaves S2 e D<sub>S2</sub> são iguais. O dimensionamento é feito a partir das expressões (1.63), (1.70), (1.71) e (1.72).

(a) Corrente média em S2 e D<sub>S2</sub>.

$$\frac{I_{S2med}}{I_{IN1máx}} = 0,05 \quad ; \quad I_{S2med} = 0,17 \text{ A} \quad (3.28)$$

(b) Corrente eficaz em S2 e D<sub>S2</sub>.

$$\frac{I_{S2ef}}{I_{IN1máx}} = 0,22 \quad ; \quad I_{S2ef} = 0,74 \text{ A} \quad (3.29)$$

(c) Corrente máxima em S2 e D<sub>S2</sub>.

$$I_{S2máx} = I_{IN1máx} = 3,4 \text{ A} \quad (3.30)$$

(d) Tensão máxima em S2 e D<sub>S2</sub>.

$$V_{S2máx} = V_0 = 100 \text{ V} \quad (3.31)$$

(e) Componentes escolhidos.

- Chave S2

Mosfet IRF 740 - International Rectifier

$$I_{S2med} = 10A$$

$$V_{S2m\acute{a}x} = 400V$$

$$R_{DS\theta n} = 0,55\Omega$$

$$R_{\theta JC} = 1,0\text{ }^{\circ}C/W$$

- Diodo Ds2

MUR 815 - Motorola

$$I_{DS2med} = 8A$$

$$V_{DS2m\acute{a}x} = 150V$$

$$R_{\theta JC} = 2\text{ }^{\circ}C/W$$

### 3.2.10 - Dimensionamento do circuito ressonante.

1 - Dimensionamento de LR1.

(a) Corrente eficaz máxima em LR1.

A corrente eficaz em LR1 é a mesma que passa pela chave S1, ou seja, de acordo com a expressão (3.13):

$$I_{LR1ef} = 2,33 A$$

Como o indutor de ressonância é de baixa indutância, o núcleo utilizado para a sua construção será o ar. A expressão que define o valor da indutância em  $\mu\text{H}$  é mostrado a seguir [2]:

$$LR1 = \frac{0,0788 \cdot d^2 \cdot N^2}{3 \cdot d + 9 \cdot l_0 + 10 \cdot a} \quad (3.32)$$

$$l_0 = \phi \cdot N \quad (3.33)$$

onde:

$d$  = diâmetro do núcleo (cm)

$N$  = número de espiras

$l_0$  = comprimento do núcleo (cm)

$a$  = número de camadas utilizadas  $\times 2 \times \phi$ .

$\phi$  = diâmetro do fio (cm)

Para  $I_{LR1ef} = 2,33\text{A}$ , a bitola do fio escolhido é 18AWG, cujo diâmetro é:

$$\phi = 0,102\text{cm}$$

Considerando-se que o núcleo terá apenas uma camada de fio, determina-se então o valor de  $a$ :

$$a = 2\phi = 2 \cdot 0,102 \quad ; \quad a = 0,204 \quad (3.34)$$

Portanto, o diâmetro total do núcleo, considerando-se o diâmetro interno  $d'=2\text{cm}$ , será:

$$d = d' + 2 \cdot \Phi = 2 + 2 \cdot 0,102 \quad ; \quad d = 2,204 \text{ cm} \quad (3.35)$$

Substituindo os valores na expressão (3.32), tem-se:

$$2 = \frac{0,0788 \cdot (2,204)^2 \cdot N^2}{3 \cdot 2,204 + 9 \cdot 0,102 \cdot N + 10 \cdot 0,204}$$

$$N^2 - 4,80 \cdot N - 45,21 = 0$$

Resolvendo:

$$N = 10 \text{ espiras} \quad (3.36)$$

$$l_0 = 10 \cdot 0,102 \quad ; \quad l_0 = 1,02 \text{ cm} \quad (3.37)$$

Resumindo, as características do indutor de "ressonância" são:

Indutância	2 $\mu$ H
Número de espiras	N=10
Comprimento do núcleo	l <sub>0</sub> =1,02cm
Diâmetro do núcleo	d=2,204cm
Bitola do fio	18 AWG



## 2 - Dimensionamento de CR1.

### (a) Corrente eficaz no capacitor CR1.

A partir da equação (1.60), tem-se:

$$\frac{I_{CR1ef}}{I_{IN1máx}} = 0,33 \quad ; \quad I_{CR1ef} = 1,1 \text{ A} \quad (3.38)$$

### (b) Tensão máxima no capacitor CR1.

$$V_{CR1máx} = V_0 = 100 \text{ V} \quad (3.39)$$

### (c) Componente escolhido.

Capacitor CR1 -

Capacitores de 1,8nF e 3,9nF em paralelo;  
1,8kV - polipropileno (Icotron)

## 3.2.11 - Dimensionamento do indutor de entrada $L_{IN1}$ .

### (a) Corrente eficaz em $L_{IN1}$ .

$$I_{L_{IN1}ef} = \frac{I_{IN1máx}}{\sqrt{2}} = 2,4 \text{ A} \quad (3.40)$$

Bitola do fio -18 AWG,  $\phi = 0,102 \text{ cm}$ .

(b) Corrente média em  $L_{INI}$ .

$$I_{L_{INI}med} = \frac{2 \cdot I_{INI máx}}{\pi} = 2,16 \text{ A} \quad (3.41)$$

(c) Dimensionamento do núcleo de ferrite.

A área da janela do núcleo é dada pela expressão (3.42) [6,7].

$$Ae \cdot Ac = \frac{5,067 \cdot 10^8 (L_{INI} \cdot I_{L_{INI}med} \cdot \Phi_p^2)}{K_a \cdot \beta_{máx}} \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.42)$$

onde:

$Ae$  = Área da secção transversal do núcleo

$Ac$  = Área do núcleo destinada aos enrolamentos

$\Phi_p$  = Diâmetro do fio em polegadas

$\beta_{máx}$  = Densidade de fluxo magnético máxima (Gauss)

$L_{INI}$  = Indutância ( Henry )

$K_a$  = 0,4 para toróides e 0,8 para bobinas

Substituindo os parâmetros na expressão (3.42) e considerando-se

$\beta_{máx}=2000$  Gauss, tem-se:

$$Ae.Ac = \frac{5,607 \cdot 10^8 \cdot [171 \cdot 10^{-6} \cdot 2,16 \cdot (0,102/2,54)^2]}{0,8 \cdot 2000}$$

$$Ae.Ac = 0,208 \text{ cm}^4 \quad (3.43)$$

Núcleo escolhido - E55 - Thornton [6 , 7].

$$Ae = 354 \text{ mm}^2$$

$$Ac = 238 \text{ mm}^2$$

$$Ae.Ac = 8,43 \text{ cm}^4$$

(d) Cálculo do entreferro.

O entreferro do núcleo é dado pela expressão (3.44) [6 , 7].

$$l_g = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot L_{INI} (I_{LLINImed})^2 \cdot 10^8}{Ae \cdot \beta_{máx}^2} \text{ [cm]} \quad (3.44)$$

Substituindo os parâmetros :

$$l_g = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 171 \cdot 10^{-6} (2,16)^2 \cdot 10^8}{3,54 \cdot (2000)^2} ;$$

$$l_g = 0,007 \text{ cm} ; \quad \frac{l_g}{2} = 0,0035 \text{ cm} \quad (3.45)$$

(e) Cálculo do número de espiras .

O cálculo do número de espiras é dado pela equação (3.46) [6 , 7].

$$N = \frac{\beta_{m\acute{a}x} \cdot I_g}{0,4 \cdot \pi \cdot l,44} = \frac{2000 \cdot 0,007}{0,4 \cdot \pi \cdot 1,44} = 8 \text{ espiras} \quad (3.46)$$

Resumindo as características do indutor de entrada:

Indutância	170 $\mu$ H
Núcleo de ferrite	E55 - Thornton
Número de espiras	8
Entreferro	lg=0,007cm
Bitola do fio	18 AWG

Utilizou-se o fio trançado para evitar o efeito pelicular.

### 3.2.12 - Cálculo do capacitor de filtro

O capacitor de filtro pode ser projetado pela expressão (3.47)

[2].

$$C_{01} = \frac{I_{IN1m\acute{a}x}}{2 \cdot \omega_f \cdot \Delta V_0} \quad (3.47)$$

onde:

$\omega_f$  = pulsação angular da corrente retificada ( $2\pi f_f$ )

$\Delta V_0$  = ondulação da tensão de saída

Estabelecendo-se uma ondulação de 3% da tensão de saída e sabendo que  $f_f = 120$  Hz, tem-se :

$$C_{01} = \frac{3,4}{2.2.\pi.120.0,03.100} = 751 \mu F$$

Componente escolhido -  $C_{01} = 3 \times 330\mu F / 250V$  (eletrolítico).

### 3.3 - Estágio de saída.

#### 3.3.1 - Especificações de projeto.

$E_1 = 100V$  (Tensão de entrada do estágio de saída)  
 $E_2 = 60V$  (Tensão de saída da fonte chaveada)  
 $P_{INI} = 80W$  (Potência de entrada do estágio de saída)  
 $F_s = 125 KHz$  (Frequência de chaveamento)  
 $F_0 = 1MHz$  (Frequência de ressonância)  
 $\Delta I_M = 1,1A$  (Ondulação da corrente  $I_M$ )

#### 3.3.2 - Determinação da corrente $I_M$ e do parâmetro $\gamma$ .

A corrente  $I_M$  é dada pela expressão (3.48).

$$I_M = \frac{P_{INI}}{E_1 \cdot D} \quad (3.48)$$

A razão cíclica "D" é calculada a partir da expressão (2.7).

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{D}{1 - D}$$

Substituindo os valores de  $E_1$  e  $E_2$  na expressão :

$$\frac{60}{100} = \frac{D}{1 - D} ; D = 0,375 \quad (3.49)$$

Logo:

$$I_M = \frac{80}{100 \cdot 0,375} ; I_M = 2,13 \text{ A} \quad (3.50)$$

O valor do parâmetro  $\gamma$  escolhido é :

$$\gamma = 0,4 \quad (3.51)$$

### 3.3.3 - Determinação dos parâmetros de ressonância.

As expressões (3.52) e (3.53) definem o circuito de ressonância:

$$\frac{LR2}{CR2} = \left[ \frac{\gamma (E_1 + E_2)}{I_M} \right]^2 = \left[ \frac{0,4 \cdot 160}{2,13} \right]^2 = 902,82 \quad (3.52)$$

$$LR2 \cdot CR2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^6)^2} = 2,53 \cdot 10^{-14} \quad (3.53)$$

Resolvendo o sistema de equações, encontra-se as equações (3.54) e (3.55).

$$LR2 = 4,4 \mu H \quad (3.54)$$

$$CR2 = 5,7 nF \quad (3.55)$$

### 3.3.4 - Determinação de $\Delta t_3$ .

O tempo de controle  $\Delta t_3$  pode ser determinado a partir da equação (2.8).

$$D = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \left( \frac{\gamma}{2} + \pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} \right) + \frac{\Delta t_3}{T_s}$$

Substituindo os valores de  $\gamma$ ,  $D$ ,  $f_s$ ,  $f_o$  e  $T_s$  na expressão anterior, encontra-se :

$$\Delta t_3 = 1,6 \mu s \quad (3.56)$$

### 3.3.5 - Cálculo do indutor $L_M$ .

O indutor  $L_M$  pode ser calculado de maneira análoga ao indutor  $L_{INI}$ . Portanto, a expressão de  $L_M$  é dada pela equação (3.57).

$$L_M = \frac{E_1}{\Delta I_M} \left[ \frac{1}{\omega_0} \left[ \gamma + \pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} \right] + \Delta t_3 \right] \quad (3.57)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.57), tem-se:

$$L_M = \frac{100}{1,1} \left[ \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^6} [0,4 + \pi + \text{sen}^{-1}(0,4) + \frac{1}{0,4} + \sqrt{\frac{1}{0,4^2} - 1}] + 1,6 \cdot 10^{-6} \right] = 272 \mu H \quad (3.58)$$

### 3.3.6 - Dimensionamento da chave Q1 e diodo DQ1.

As correntes que passam por Q1 e DQ1 são iguais. Os cálculos são obtidos a partir das expressões (2.14), (2.15), (2.16) e (2.17).

(a) Corrente média em Q1 e DQ1.

$$\frac{I_{Q1med}}{I_M} = 0,37 \quad ; \quad I_{Q1med} = 0,79 \text{ A} \quad (3.59)$$

(b) Corrente eficaz em Q1 e DQ1.

$$\frac{I_{Q1ef}}{I_M} = 0,74 \quad ; \quad I_{Q1ef} = 1,58 \text{ A} \quad (3.60)$$

(c) Corrente máxima na chave Q1 e DQ1.

$$I_{Q1m\acute{a}x} = 160 \cdot \sqrt{\frac{5,7 \cdot 10^{-9}}{4,4 \cdot 10^{-6}}} + 2,13 \quad ; \quad I_{Q1m\acute{a}x} = 7,89 \text{ A} \quad (3.61)$$

(d) Tensão máxima em Q1 e DQ1.

$$V_{Q1m\acute{a}x} = E_1 + E_2 \quad ; \quad V_{Q1m\acute{a}x} = 160 \text{ V} \quad (3.62)$$



(e) Componentes escolhidos.

- Chave Q1

Mosfet IRF 740 - International Rectifier

$$I_{Q1med} = 10 \text{ A}$$

$$V_{Q1m\acute{a}x} = 400 \text{ V}$$

$$R_{Dson} = 0,55 \ \Omega$$

$$R_{oJc} = 1,0^{\circ}\text{C/W}$$

- Diodo D<sub>Q1</sub> - MUR 1560 - Motorola

$$I_{DQ1 \text{ med}} = 15 \text{ A}$$

$$V_{DQ1 \text{ m\acute{a}x}} = 600 \text{ V}$$

$$I_{DQ1 \text{ m\acute{a}x}} = 30 \text{ A}$$

$$R_{oJc} = 1,5^{\circ}\text{C/W}$$

### 3.3.7 - Dimensionamento do diodo D<sub>02</sub>.

O dimensionamento de D<sub>02</sub> é feito a partir das expressões (2.10), (2.11), (2.12), e (2.13).

(a) Corrente média em D<sub>02</sub>.

$$\frac{I_{D02med}}{I_M} = 0,63 \quad ; \quad I_{D02med} = 1,34 \text{ A} \quad (3.63)$$

(b) Corrente eficaz em  $D_{02}$ .

$$\frac{I_{D_{02}ef}}{I_M} = 0,79 \quad ; \quad I_{D_{02}ef} = 1,69 \text{ A} \quad (3.64)$$

(c) Corrente máxima em  $D_{02}$ .

$$I_{D_{02}máx} = I_M \quad ; \quad I_{D_{02}máx} = 2,13 \text{ A} \quad (3.65)$$

(d) Tensão máxima em  $D_{02}$ .

$$V_{D_{02}máx} = 2E_1 + E_2 \quad ; \quad V_{D_{02}máx} = 320 \text{ V} \quad (3.66)$$

(e) Componente escolhido.

- Diodo  $D_{02}$

MUR 1560 - Motorola

$$I_{D_{02}med} = 15 \text{ A}$$

$$I_{D_{02}máx} = 30 \text{ A}$$

$$V_{D_{02}máx} = 600 \text{ V}$$

$$R_{0JC} = 1,5^\circ\text{C/W}$$

### 3.3.8 - Dimensionamento do diodo D'2.

O dimensionamento do diodo D'2 é feito a partir das expressões (2.19), (2.20), (2.21) e (2.22).

(a) Corrente média em D'2.

$$\frac{I_{D'2med}}{I_M} = 0,99 \quad ; \quad I_{D'2med} = 0,21 \text{ A} \quad (3.67)$$

(b) Corrente eficaz em D'2.

$$\frac{I_{D'2ef}}{I_M} = 0,44 \quad ; \quad I_{D'2ef} = 0,94 \text{ A} \quad (3.68)$$

(c) Corrente máxima em D'2.

$$I_{D'2máx} = (E_1 + E_2) \cdot \sqrt{\frac{CR^2}{LR^2}} \quad ; \quad I_{D'2máx} = 5,76 \text{ A} \quad (3.69)$$

(d) Tensão máxima em D'2.

$$V_{D'2máx} = E_1 + E_2 \quad ; \quad V_{D'2máx} = 160 \text{ V} \quad (3.70)$$

(e) Componente escolhido.

- Diodo D'2.

MUR 1560 - Motorola

$$I_{D'2med} = 15 \text{ A}$$

$$I_{D'2máx} = 30 \text{ A}$$

$$V_{D'2máx} = 600 \text{ V}$$

$$R_{\theta jc} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

### 3.3.9 - Dimensionamento da chave Q2 e diodo D<sub>Q2</sub>.

As correntes das chaves Q2 e D<sub>Q2</sub> são iguais. Os cálculos são obtidos a partir das expressões (2.23), (2.24), (2.25) e (2.26).

(a) Corrente média em Q2 e D<sub>Q2</sub>.

$$\frac{I_{Q2med}}{I_M} = 0,099 \quad ; \quad I_{Q2med} = 0,21 \text{ A} \quad (3.71)$$

(b) Corrente eficaz em Q2 e D<sub>Q2</sub>.

$$\frac{I_{Q2ef}}{I_M} = 0,31 \quad ; \quad I_{Q2ef} = 0,66 \text{ A} \quad (3.72)$$

(c) Corrente máxima em Q2 e D<sub>Q2</sub>.

$$I_{Q2máx} = I_M \quad ; \quad I_{Q2máx} = 2,13 \text{ A} \quad (3.73)$$

(d) Tensão máxima em Q2 e D<sub>Q2</sub>.

$$V_{Q2máx} = E_1 + E_2 \quad ; \quad V_{Q2máx} = 160 \text{ V} \quad (3.74)$$

(e) Componentes escolhidos.

- Chave Q2

Mosfet IRF 740 - International Rectifier

$$I_{Q2med} = 10A$$

$$V_{Q2m\acute{a}x} = 400V$$

$$R_{dson} = 0,55\Omega$$

$$R_{\theta jc} = 1,0\text{ }^{\circ}C/W$$

-Diodo DQ2

MUR 1560 - Motorola

$$I_{DQ2med} = 15A$$

$$I_{DQ2m\acute{a}x} = 30A$$

$$V_{DQ2m\acute{a}x} = 600V$$

$$R_{\theta jc} = 1,5\text{ }^{\circ}C/W$$

### 3.3.10 - Dimensionamento do circuito ressonante.

#### 1 - Dimensionamento de LR2.

As expressões utilizadas para o dimensionamento físico de LR2 são idênticas às apresentadas no sub-item 3.2.10.

A bitola do fio a ser utilizado no enrolamento de LR2 será 18AWG, adequada à corrente eficaz que passa pelo indutor ( $I_{LR2ef} = 1,58A$ ).

Portanto, considerando-se o diâmetro interno do núcleo igual à 2cm, o cálculo do número de espiras é dado por:

$$4,4 = \frac{0,0788 \cdot (2,204)^2 \cdot N^2}{3 \cdot 2,204 + 9 \cdot 0,102 \cdot N + 10 \cdot 0,204}$$

$$N^2 - 10,55.N - 99,45 = 0$$

Resolvendo:

$$N = 17 \text{ espiras} \quad (3.75)$$

$$l_0 = 1,73 \text{ cm} \quad (3.76)$$

Resumindo:

Indutância = 4,4  $\mu$ H

Número de espiras - N = 17

Comprimento do núcleo -  $l_0 = 1,73$  cm

Diâmetro do núcleo - d = 2,204 cm

Bitola do fio = 18 AWG

2 - Dimensionamento de CR2.

(a) Corrente eficaz no capacitor CR2.

A partir da equação (2.18), tem-se:

$$\frac{I_{CR2ef}}{I_M} = 0,4 \quad ; \quad I_{CR2ef} = 0,85 \text{ A} \quad (3.77)$$

(b) Tensão máxima no capacitor CR2.

$$V_{CR2m\acute{a}x} = 2E_1 + E_2 \quad ; \quad V_{CR2m\acute{a}x} = 260 \text{ V} \quad (3.78)$$

(c) Componente escolhido.

Capacitor CR2.

Capacitores de 1,8nF e 3,9nF em paralelo ;  
1,8 kV polipropileno (Icotron)

### 3.3.11 - Dimensionamento do indutor $L_M$ .

As mesmas expressões utilizadas no item 3.2.11 para o dimensionamento de  $L_{IN1}$  são utilizados no cálculo de  $L_M$ . O fio utilizado é o 18AWG,  $\phi = 0,102$  cm.

(a) Dimensionamento do núcleo de ferrite.

$$A_e \cdot A_c = \frac{5,067 \cdot 10^8 [272 \cdot 10^{-6} \cdot 2,13 (0,102/2,54)^2]}{0,8 \cdot 2000}$$

$$A_e \cdot A_c = 0,3 \text{ cm}^4 \quad (3.79)$$

Núcleo escolhido :

E 55 -Thornton

$$A_e = 354 \text{ mm}^2$$

$$A_c = 238 \text{ mm}^2$$

$$A_e \cdot A_c = 8,43 \text{ cm}^4$$

(b) Cálculo do entreferro.

$$l_g = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 272 \cdot 10^{-6} \cdot (2,13)^2 \cdot 10^8}{3,54 \cdot (2000)^2}$$

$$l_g = 0,011 \text{ cm} ; \quad \frac{l_g}{2} = 0,0055 \text{ cm} \quad (3.80)$$

(c) Número de espiras.

$$N = \frac{2000 \cdot 0,011}{0,4 \cdot \pi \cdot 1,44} ; \quad N = 12 \text{ espiras} \quad (3.81)$$

Resumindo as características de  $L_m$ :

- Indutância - 272  $\mu\text{H}$
- Núcleo de ferrite - E55 Thornton
- Número de espiras - 12
- Entreferro -  $l_g = 0,011 \text{ cm}$
- Bitola do fio - 18AWG ( fio trançado).

### 3.3.12 - Cálculo do capacitor de filtro.

A expressão (3.82) é utilizada para calcular o capacitor de filtro.

$$C_{02} \geq \frac{I_0 \cdot D}{f_s \cdot \Delta E_2} \quad (3.82)$$

onde:



$I_o$  = corrente de saída.

$\Delta E_2$  = ondulação da tensão de saída.

A corrente de saída  $I_o$  é dada pela equação (3.83).

$$I_o = \frac{P_o}{E_2} = \frac{80}{60} ; I_o = 1,33 \text{ A} \quad (3.83)$$

Estipulando-se uma ondulação máxima da tensão de saída equivalente à 3% da mesma, tem-se:

$$C_{o2} \geq \frac{1,33 \cdot 0,375}{125 \cdot 10^3 \cdot 0,03 \cdot 60} ; C_{o2} \geq 2,2 \mu\text{F} \quad (3.84)$$

Como a equação (3.84) refere-se apenas à ondulação devido ao capacitor, sem levar em conta a queda de tensão devido à resistência série equivalente ( $R_{se}$ ), deve-se escolher um valor comercial que ofereça uma margem de segurança ao valor calculado.

-Componente escolhido:

$$C_{o2} = 47 \mu\text{F} / 63 \text{ V} - \text{eletrolítico} - \text{Siemens.}$$

### 3.4 - Conclusões.

Neste capítulo foi efetuado o projeto da fonte chaveada considerando-se dois estágios distintos, o estágio retificador e o estágio de saída constituído pelo conversor buck-boost.

Nota-se que o núcleo de ferrite usado na construção do indutor  $L_{IN1}$  e  $L_M$  é muito maior que a dimensão projetada. Isto se deve a uma limitação laboratorial, onde não se dispunha de núcleos menores.

A afirmação feita com relação aos máximos esforços que os componentes do estágio retificador ficam submetidos, ou seja, os componentes devem ser projetados para  $I_{IN1máx}$ ,  $\alpha_{máx}$  e  $\Delta t_{3\ min.}$ , simplifica bastante o projeto, pois dispensa o uso de ábacos ou programas computacionais para se determinar estes esforços críticos.

As especificações dos diodos MUR 1560, utilizados no projeto do estágio de saída, estão bem acima dos valores requeridos. Isto se deve ao fato da falta de componentes mais adequados no período em que foi montado o segundo estágio.

## CAPÍTULO 4

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO.

#### 4.1 - Introdução.

Neste capítulo são mostrados as principais formas de onda da fonte chaveada obtidas por simulação.

A partir da montagem de um protótipo em laboratório são obtidas as principais formas de onda correspondentes aos dois estágios da fonte chaveada e as características principais de funcionamento são verificadas.

#### 4.2 - Resultados de simulação.

A figura 4.1 mostra o circuito projetado e simulado com o programa de simulação SACEC [10].

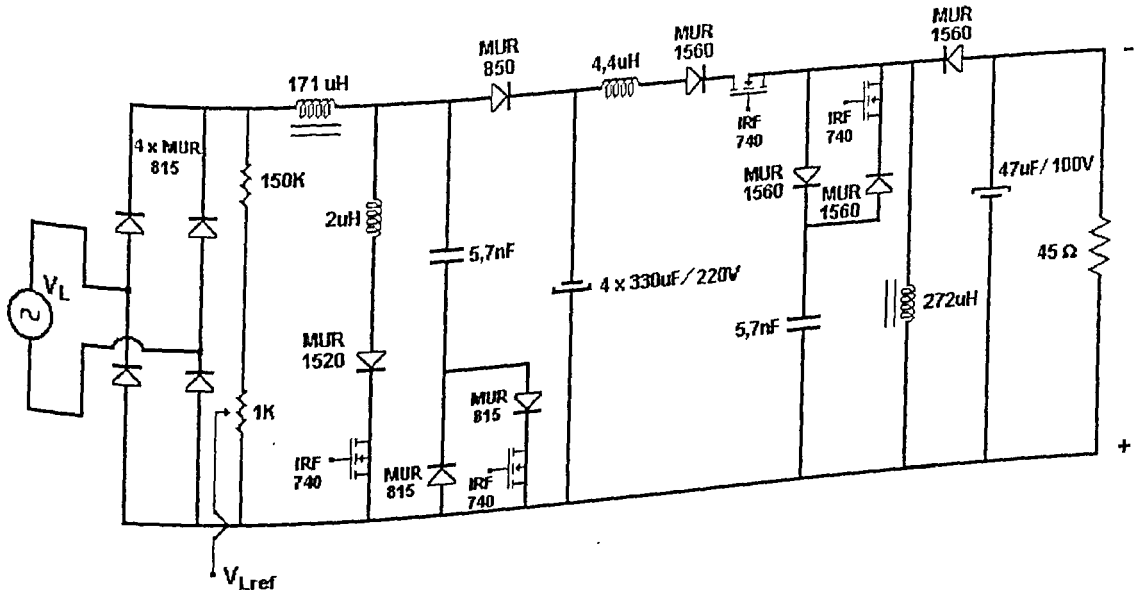


Figura 4.1 - Esquema do circuito projetado e simulado.

As figuras 4.2 e 4.3 mostram a simulação das principais formas de onda referentes ao estágio retificador e ao estágio de saída respectivamente.

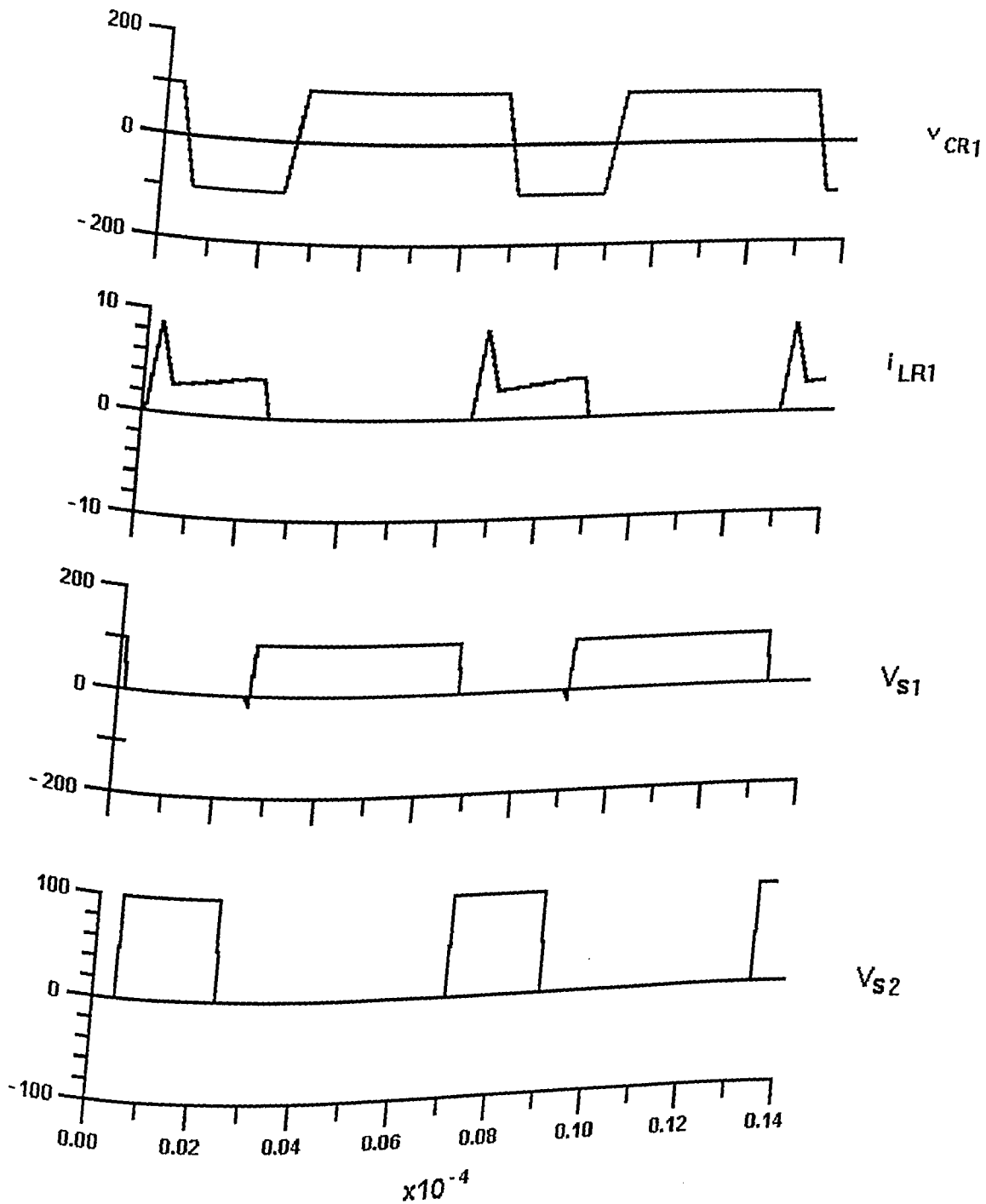


Figura 4.2 - Principais formas de onda do conversor boost QRC, ZCS, PWM obtidas por simulação para  $V_{1\text{pico}} = 70$  V,  $P = 80$  W,  $F_s = 150$  KHz e  $F_0 = 1,5$  MHz.

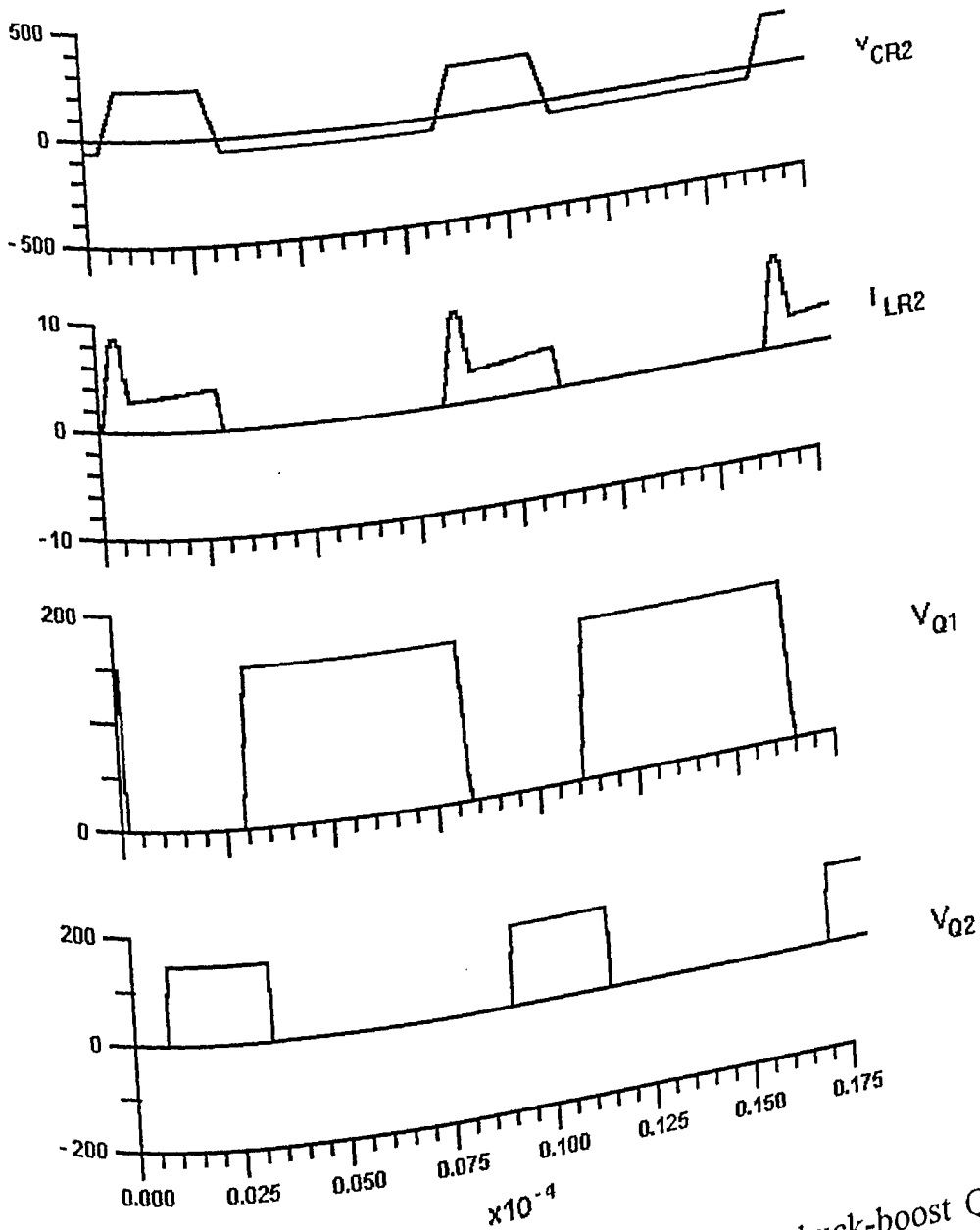


Figura 4.3 - Principais formas de onda do conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM obtidas por simulação para  $E_1 = 100$  V,  $P = 80$  W,  $F_s = 125$  KHz, e  $F_0 = 860$  KHz.

Os resultados de simulação mostrados, confirmam as formas de onda previstas na análise qualitativa.

### 4.3 - Resultados experimentais.

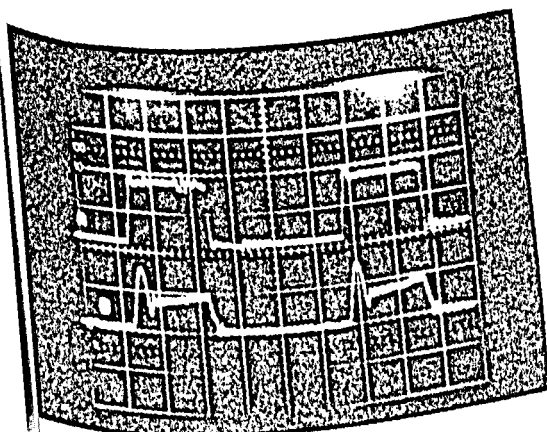
O circuito da figura 4.1 foi montado em laboratório a fim de comprovar os resultados teóricos obtidos e verificar os aspectos funcionais da fonte. São mostradas as curvas obtidas em laboratório referentes aos estágios retificador e de saída.

#### 4.3.1 - Estágio retificador.

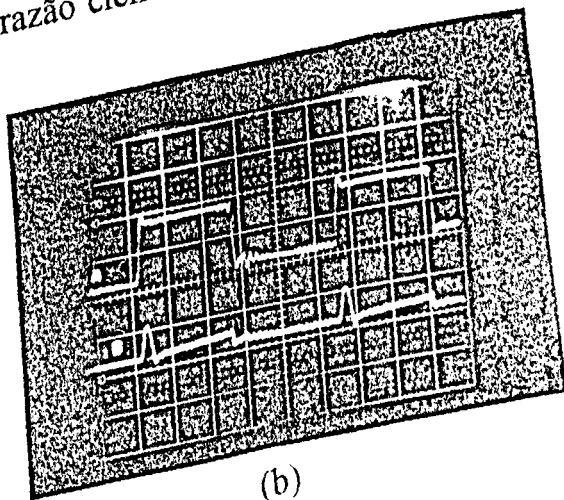
A figura 4.4 mostra o pulso da chave S1 e a corrente  $i_{LR1}$  nos instantes próximos à máxima e mínima razão cíclica de funcionamento.

A figura 4.5 mostra a tensão na chave S1 e a corrente  $i_{LR1}$  nos instantes próximos à máxima e mínimas razão cíclica de funcionamento.

A figura 4.6 mostra a tensão e a corrente de ressonância  $v_{CR1}$  e  $i_{LR1}$  nos instantes próximos à máxima e mínima razão cíclica de funcionamento.



(a)



(b)

Figura 4.4 - (a)  $V_{GS1}$  (10V/div) e  $i_{LR1}$  (4A/div) - Razão cíclica próxima à mínima.

(b)  $V_{GS1}$  (10V/div) e  $i_{LR1}$  (4A/div) - Razão cíclica próxima à máxima. Escala de tempo = 1,25  $\mu$ s/div.

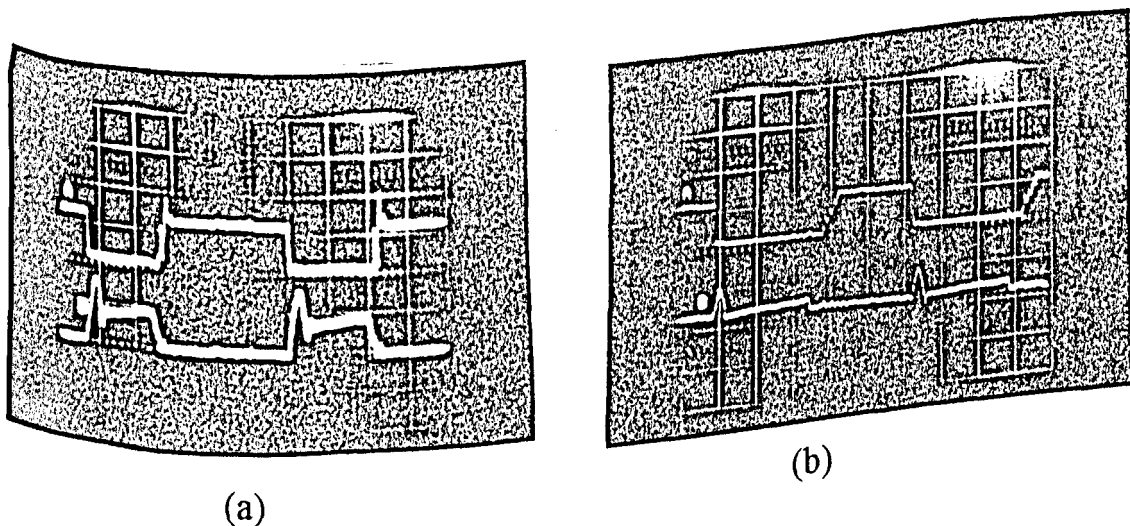


Figura 4.5 - (a)  $V_{SI}$  (100V/div) e  $i_{LRI}$  (4A/div) - Razão cíclica próxima à mínima.  
 (b)  $V_{SI}$  (100V/div) e  $i_{LRI}$  (4A/div) - Razão cíclica próxima à máxima. Escala de tempo =  $1,25 \mu\text{s}/\text{div}$ .

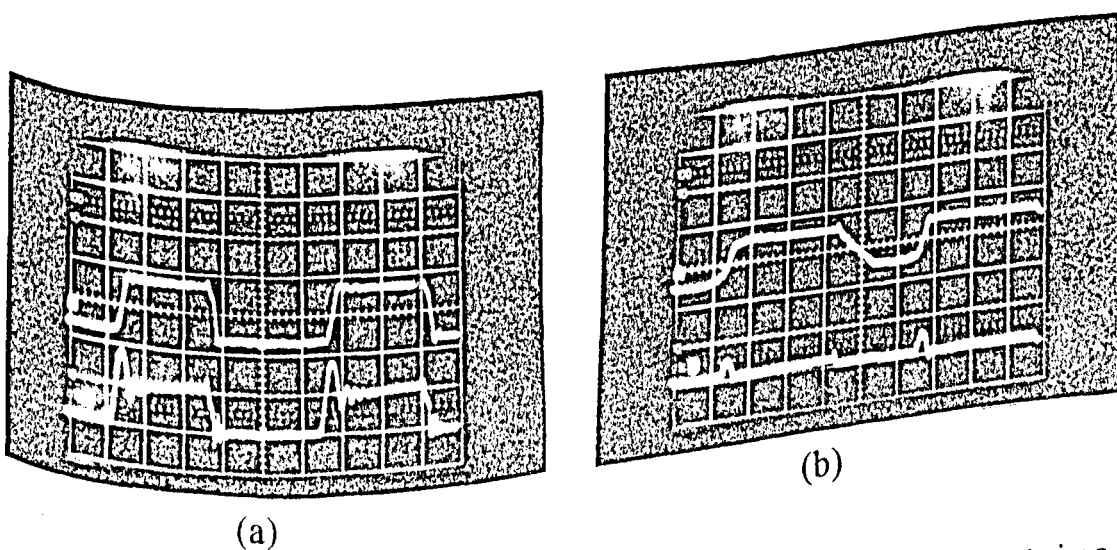


Figura 4.6 - (a)  $v_{CRI}$  (100V/div) e  $i_{LRI}$  (4A/div) - Razão cíclica próxima à mínima.  
 (b)  $v_{CRI}$  (100V/div) e  $i_{LRI}$  (4A/div) - Razão cíclica próxima à máxima. Escala de tempo =  $1,25 \mu\text{s}/\text{div}$ .



Nota-se que nos instantes em que a razão cíclica está próxima do seu valor mínimo, a corrente na chave principal  $S_1$  ( $i_{S1}$ ,  $i_{LR1}$ ) apresenta o seu valor máximo.

Como pôde ser visto nas figuras anteriores, o chaveamento é feito sob corrente nula.

As formas de onda mostradas foram obtidas para uma potência de entrada igual à 80W e frequência de chaveamento igual à 150KHz. O rendimento do estágio retificador ficou em torno de 90%.

A figura 4.7 mostra a tensão e corrente de entrada do estágio retificador. Observa-se que, embora não haja defasamento entre tensão e corrente, a forma de onda da corrente não é puramente senoidal. De fato, o fator de potência medido ficou em torno de 0,9 e só não foi unitário devido à distorção harmônica da onda.

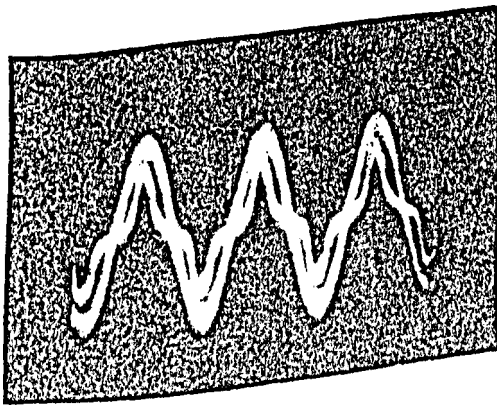


Figura 4.7 - Tensão e corrente de entrada do estágio retificador -  $f = 60$  Hz.

#### 4.3.2 -Estágio de saída.

A figura 4.8 mostra as principais formas de onda obtidas em laboratório para o conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente.

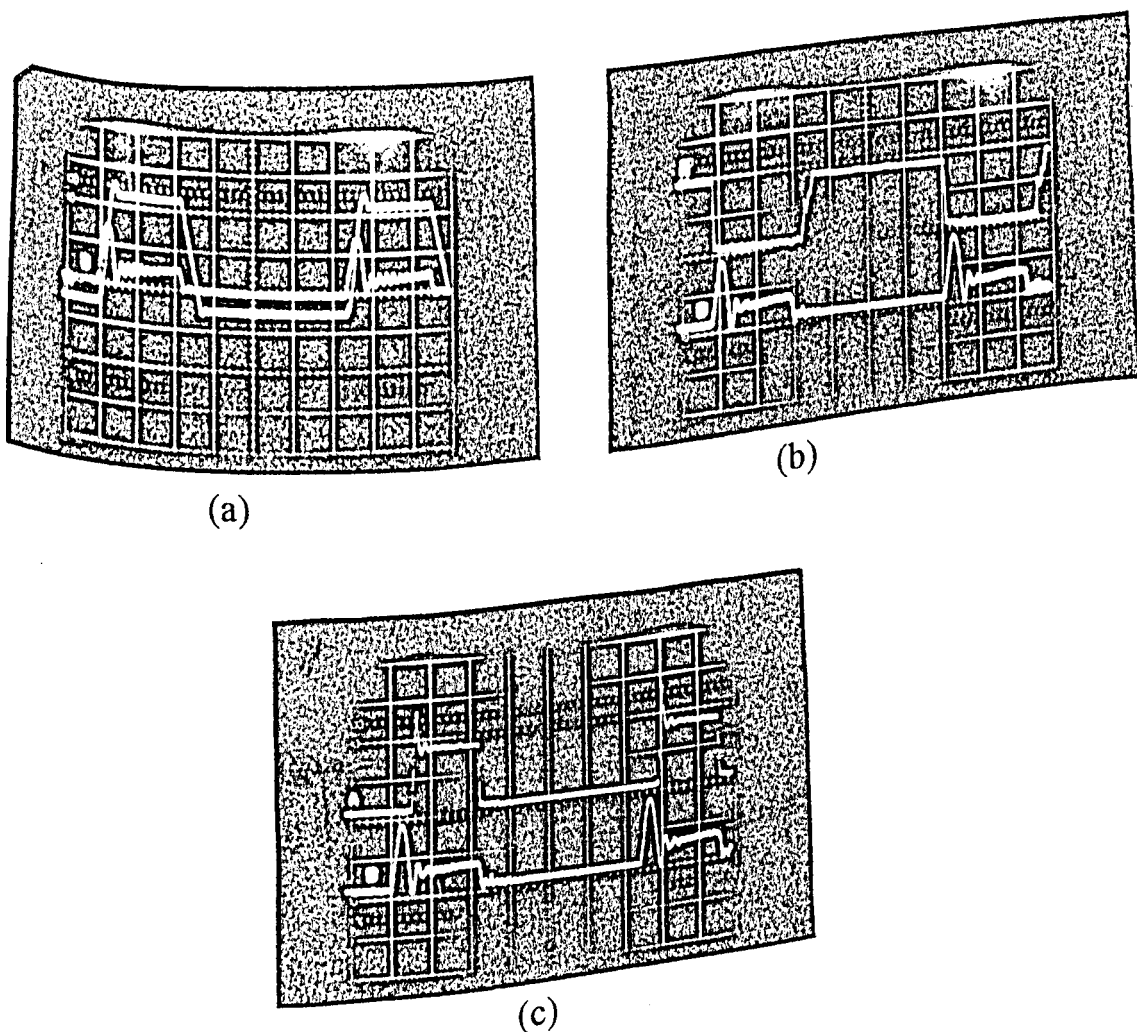


Figura 4.8 - Principais formas de onda obtidas em laboratório para o conversor buck-boost, QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente:

- (a)  $V_{cr2}$  (100V/div) e  $i_{LR2}$  (4A/div);
- (b)  $V_{Q1}$  (100V/div) e  $i_{LR2}$  (4A/div);
- (c)  $V_{Q2}$  (100V/div) e  $i_{LR2}$  (4A/div). Escala de tempo =  $1,25\mu\text{s/div}$ .

As formas de onda do estágio foram obtidas para uma frequência de chaveamento de 125 KHz.

Nota-se que o chaveamento é feito sob corrente nula. O rendimento do estágio de saída ficou em torno de 87,5%, estabelecendo-se um rendimento global igual a 78,75%.

#### 4.6 - Conclusões.

Pode-se dizer que a fonte chaveada comportou-se conforme previsto nos estados teóricos.

A corrente de entrada é praticamente senoidal e está em fase com a tensão de entrada.

O rendimento global, que ficou abaixo de 80%, pode ser melhorado otimizando-se o controle dos estágios da fonte.

De acordo com a figura 4.5-(a), nota-se que no momento em que a chave S1 é comandada a entrar em bloqueio, ainda existe corrente fluindo por ela, ocasionando um pequeno pico de tensão neste instante. Já que no instante que a chave S1 entra em bloqueio a sua tensão se inverte, sugere-se a utilização de uma lógica de controle que aproveite esta característica para que S1 só entre em bloqueio com a condição de corrente nula assegurada.

Tendo em vista a simplicidade do controle utilizado para corrigir o fator de potência, um valor de 0,9 pode ser considerado bom.

## CAPÍTULO 5

### CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo de uma fonte chaveada constituída por dois estágios bem definidos: um estágio retificador constituído por um conversor boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente, responsável pela correção do fator de potência, e um estágio de saída constituído por um conversor buck-boost QRC, ZCS, PWM com chave unidirecional em corrente.

O método de controle da corrente de entrada utilizado neste trabalho apresenta a vantagem da simplicidade e de não necessitar do uso de sensor de corrente. A forma de onda da corrente é bem próxima à uma senóide e está em fase com a tensão de entrada. Como o fator de potência ficou em torno de 0,9; conclui-se que este valor só não é unitário devido as distorções harmônicas da corrente de entrada.

O rendimento global da fonte chaveada (em torno de 78%), pode ser melhorado através da otimização do circuito de controle dos dois estágios. Uma outra maneira de melhorar o rendimento seria a utilização de MOSFETs com "R<sub>dson</sub>" menores que do IRF 740 utilizado na construção do protótipo.

As curvas experimentais foram obtidas com o conversor alimentando uma carga de 80W / 60V. As curvas que registram a corrente e tensão nas chaves principais confirmam o chaveamento sob corrente nula.

Os principais objetivos deste trabalho foram atingidos, apresentando-se como principais vantagens do conversor:

- frequência de chaveamento fixa;
- fator de potência de entrada alto;
- comutação das chaves sob corrente nula;
- circuito de controle da corrente de entrada simples;

Fica como sugestões a trabalhos futuros:

- desenvolvimento de potências maiores mediante à utilização de componentes adequados;
- o estudo da fonte chaveada em malha fechada;
- comparação do desempenho do controle destinado à correção do fator de potência com CI's existentes no mercado que se destinam à isto, como o "3854", por exemplo.

# BIBLIOGRAFIA

- [1] - Júnior, J. B. V. - "Conversores Quase-Ressonantes : Novas topologias, Projetos e Análise." Tese de Doutorado - Florianópolis - 1991.
- [2] - Da Silva, S. A. o. - "Retificadores monofásicos com fator de potência unitário e corrente de entrada senoidal utilizando conversores quase-ressonantes chaveados sob corrente nula." Dissertação de Mestrado - Florianópolis - 1989.
- [3] - Enou, c. ; Jovanovic, M. M. - "Design trade-offs in Continuous Current - Mode Controlled Boost Power - Factor Corrections Circuits", HFPC - 209- 218, 1992.
- [4] - Hulichel, F. A. ; Lee, F. C.; Cho, B. H. - "Small signal modeling of the single - phase boost high power factor converter with constant frequency control", APEC - 475, 482 - 1992.
- [5] - Redl, R. ; Kislovski, A. S. - "Source impedance and current control logs interaction in high frequency power factor correctors", APEC - 483, 487 - 1992.
- [6] - Barbi, I. - "Projeto de fontes chaveadas", Florianópolis, Universidade Federal de Santa Catarina, 1988.
- [7] - De Mello, L. F. P. - "Projetos de fontes chaveadas", Érica Editora - 3 Edição - 1990.

[8] - Silva, C. - "Power factor connection with the UC 3854", Application Note U-125 Unitrade Integrated Circuit.

[9] - Mohan, N. ; Underland, T. M. ; Robbin, W. P. - "Power Electronics : Converters, Applications and Design", New York : John Wiley & Sons.

[10] - Perin, A. J. ; Raizer, A. - "Simulação Automática de Conversores Estáticos (SACEC)", Manual de utilização do programa, LAMEP, UFSC.