

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

RETIFICADORES MONOFÁSICOS COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO
E CORRENTE DE ENTRADA SENOIDAL UTILIZANDO CONVERSORES
QUASE-RESSONANTES CHAVEADOS SOB CORRENTE NULA

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

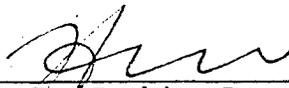
SÉRGIO AUGUSTO OLIVEIRA DA SILVA

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1989

RETIFICADORES MONOFÁSICOS COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO E CORRENTE DE ENTRADA SENOIDAL UTILIZANDO CONVERSORES QUASE-RESSONANTES CHAVEADOS SOB CORRENTE NULA.

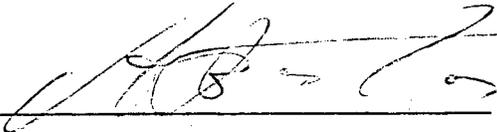
SÉRGIO AUGUSTO OLIVEIRA DA SILVA

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



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



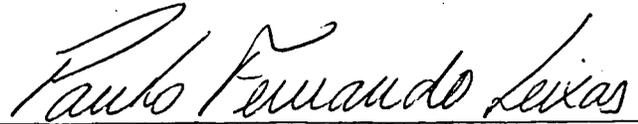
Prof. João Pedro Assumpção Bastos

Sub-Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

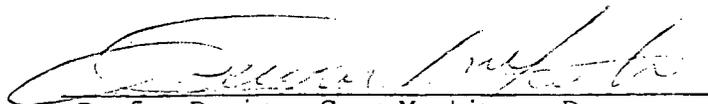
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Paulo Fernando Seixas, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

A DEUS

A MEUS PAIS

AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Ivo Barbi, pela enorme dedicação, competência e amizade dispensada na orientação deste trabalho.

- Aos Professores Ivo Barbi, Paulo Seixas e Denizar Cruz Martins por terem composto a banca examinadora.

- Ao Prof. Arnaldo José Perin, pela disponibilidade em ajudar em qualquer tipo de obstáculo.

- A CAPES pelo apoio financeiro.

- A todos os professores e técnicos do LAMEP.

- Aos meus amigos Ernane Coelho, Marcos Valério, Pedro Donoso, Horácio Soza, Eduardo Deschamps, Luis Carlos Schilichting, Édson Mello e Fernando dos Reis pela colaboração na realização deste trabalho.

- Ao Alexandre Ferrari de Souza, pela edição dos originais deste trabalho.

- Ao Augusto, pela realização dos desenhos.

- A Rosângela Marcia Livramento, pela amizade e pronta vontade em cooperar.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	VII
RESUMO	XII
ABSTRACT	XIII
INTRODUÇÃO	1

CAPÍTULO I - TÉCNICAS UTILIZADAS PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E REDUÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO DA CORRENTE DE ENTRADA.

1.1. Introdução	3
1.2. Técnicas Passivas	4
1.3. Técnicas Ativas	5
1.3.1. Técnicas Ativas Dissipativas	6
1.3.1.1. Princípio de Funcionamento do Conversor Boost Convencional	9
1.3.2. Técnicas Ativas Não-Dissipativas	11
1.4. Conclusões	15

CAPÍTULO II - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO RQR

2.1. Introdução	16
2.2. Princípio de Operação	16
2.2.1. Descrição do Funcionamento	19

2.2.1.1. Retificador Quase-Ressonante com Chave	
Unidirecional em Corrente	19
2.2.1.2. Retificador Quase-Ressonante com Chave	
Bidirecional em Corrente	21
2.3. Conclusões	25
CAPÍTULO III - ANÁLISE QUANTITATIVA DO RQR COM CHAVE	
UNIDIRECIONAL E BIDIRECIONAL EM CORRENTE	
3.1. Introdução	27
3.2. Plano de Fase	27
3.3. Dedução das Equações do RQR com Chave Unidirecional em	
Corrente	30
3.3.1. Definição dos Intervalos de Tempo Δt_r	31
3.3.2. Determinação das Correntes Médias, Eficazes e	
Máximas nos Componentes Ativos e Passivos do	
Retificador	37
3.3.3. Determinação das Tensões Máximas nos Componentes	
Ativos do Retificador	49
3.4. Dedução das Equações do RQR com Chave Bidirecional em	
Corrente	50
3.4.1. Definição dos Intervalos de Tempo Δt_n	50
3.4.2. Determinação das Correntes Médias, Eficazes e	
Máximas nos Componentes Ativos e Passivos do	

Retificador	51
3.4.3. Determinação das Tensões Máximas nos Componentes Ativos do Retificador	55
3.5. Conclusões	56

CAPÍTULO IV - ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA E REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA.

4.1. Introdução	57
4.2. Técnicas de Modulação	58
4.2.1. Modulação por Histerese	58
4.2.2. Modulação em Frequência por Corrente Imposta (MFCI)	62
4.2.2.1. MFCI Aplicada ao RQR com Chave Unidirecional em Corrente	62
4.2.2.1.1. Determinação da Ondulação da Corrente de Entrada Δi do tempo t_{off_n}	65
4.2.2.1.2. Determinação da Frequência Mínima e Máxima de Chaveamento do RQR com Chave Unidirecional em Corrente	67
4.2.2.2. MFCI Aplicada ao RQR com Chave Bidirecional em Corrente	68
4.2.2.2.1. Determinação da Ondulação da Corrente de Entrada Δi e do Tempo T_{off_n}	69
4.2.2.2.2. Determinação da Frequência Mínima e	

Máxima de Chaveamento do RQR com Chave Bidirecional em Corrente ...	70
4.2.2.3. Simulação do RQR Utilizando a Modulação em Freqüência por Corrente Imposta(MFCI).	71
4.3. Regulação da Tensão de Saída do RQR	74
4.3.1. Obtenção da Função de Transferência do RQR...	75
4.3.1.1. Determinação da Função de Transferência do Sistema Considerando o Regulador Proporcional Integral (PI)	75
4.3.1.2. Determinação da Função de Transferência do Sistema Considerando o Regulador Proporcional (P).....	80
4.3.2. Diagramas do Lugar das Raízes	81
4.3.3. Erro em Regime Permanente	84
4.4. Conclusões	85

CAPÍTULO V - GERAÇÃO DE ÁBACOS E PROCEDIMENTO DE PROJETO DO
RQR

5.1. Introdução	87
5.2. Algoritmos para Geração de Abacos	88
5.3. Ábacos Obtidos	90
5.4. Procedimento de Projeto	98
5.4.1. Procedimento de Projeto do RQR com Chave Unidirecional em Corrente	98
5.4.2. Procedimento de Projeto do RQR com Chave Bidirecional em Corrente	102
5.5. Conclusões	104

CAPÍTULO VI - EXEMPLO DE PROJETO E CIRCUITO DE COMANDO E
CONTROLE DO RETIFICADOR QUASE-RESSONANTE

6.1. Introdução	105
6.2. Exemplo de Projeto	105
6.2.1. Procedimento de Projeto	106
6.2.2. Cálculo de Capacitor de Filtragem	121
6.2.3. Circuito Amortecedor (Ra-Ca)	122
6.3. Projeto do Regulador de Tensão	123
6.4. Circuito Multiplicador	126
6.4.1. Procedimento para Projeto do Multiplicador ...	127
6.5. Circuito Gerador do Sinal de Comando	128
6.6. Comando de Gate	129
6.7. Circuito Completo do RQR com Chave Unidirecional em	

SIMBOLOGIA

A_e	- Área da secção transversal do núcleo
A_c	- Área da janela do núcleo
A	- Ganho proporcional do regulador
B	- Ganho integral do regulador
C_o	- Capacitor de filtragem
C_r	- Capacitor de ressonância
C_a	- Capacitor de circuito amortecedor
C_{oss}	- Capacitor de saída do MOSFET
C_{iss}	- Capacitor de entrada do MOSFET
D_{r_n}	- Diodos da Ponte Retificadora
D_s	- Diodo em série com o transistor
D_p	- Diodo em paralelo com o transistor
D_o	- Diodo em série com a carga
D_z	- Diodo zener
d	- Diâmetro do núcleo do indutor de ressonância
f	- Freqüência da rede
f_f	- Freqüência da corrente de entrada retificada
f_o	- Freqüência de ressonância
f_s	- Freqüência de chaveamento
FP	- Fator de potência
$I_{s_{rms}}$	- Corrente eficaz da chave S
$I_{s_{av}}$	- Corrente média da chave S
$I_{D_o_{rms}}$	- Corrente eficaz no diodo D_o
$I_{D_o_{av}}$	- Corrente média do diodo D_o
$I_{D_p_{rms}}$	- Corrente eficaz do diodo D_p
$I_{D_p_{av}}$	- Corrente média no diodo D_p
$I_{D_s_{rms}}$	- Corrente eficaz no diodo D_s

$I_{Ds_{av}}$	- Corrente média no diodo D_s
$I_{Lr_{rms}}$	- Corrente eficaz do indutor ressonante
$I_{Lr_{av}}$	- Corrente média do indutor ressonante
$I_{Cr_{rms}}$	- Corrente eficaz do capacitor-ressonante
$I_{Dr_{n_{rms}}}$	- Corrente eficaz dos diodos da ponte retificadora
$I_{Dr_{n_{av}}}$	- Corrente média dos diodos da ponte retificadora
$I_{Li_{rms}}$	- Corrente eficaz do indutor de filtragem
$I_{Li_{av}}$	- Corrente média do indutor de filtragem
$I_{i_{max}}$	- Corrente máxima de entrada
\bar{I}_i	- Valor instantâneo da corrente de entrada
i_{ca}	- Componente alternada fundamental instantânea do capacitor C_o
I_{ref}	- Corrente de referência na modulação por histerese
I_i	- Corrente de entrada
I_i^*	- Corrente de referência de entrada
$I_{o_{av}}$	- Corrente média na carga
I_{UT}	- Corrente limiar superior
I_{LT}	- Corrente limiar inferior
K_J	- Fator de escala do multiplicador
K_w	- Razão entre a tensão de pico de entrada pela tensão de saída multiplicada por dois
K_p	- Constante de realimentação da função de transferência
K	- Divisor resistivo da tensão de entrada amostrada
K_r	- Constante de multiplicação do parâmetro K pelo fator de escala do multiplicador
L_r	- Indutor de ressonância
L_i	- Indutor de filtragem

l_o	- Comprimento do núcleo do indutor de ressonância
l_g	- Entreferro
N_p	- Número de espiras do indutor de filtragem
n	- Número de espiras do indutor de ressonância
P_o	- Potência de entrada
P_{cond}	- Perdas de condução da chave
P_{com}	- Perdas de comutação da chave
P_r	- Perdas totais nas chaves
PWM	- Modulação por largura de pulso ("Pulse Width Modulation")
R_{thda}	- Resistência térmica dissipador ambiente
R_{thja}	- Resistência térmica junção ambiente
R_{thjc}	- Resistência térmica junção cápsula
R_a	- Resistência amortecedora
R_L	- Resistência de carga
R_{ds}	- Resistência intrínseca do MOSFET
R	- Regulação do retificador
t_s	- Tempo de acomodação
T_r	- Transistor de potência
t_{on_n}	- Tempo referente às três primeiras etapas de funcionamento do RQR unidirecional em corrente
t_{off_n}	- Tempo de fechamento da chave do RQR unidirecional em corrente
t_{on_p}	- Tempo das três primeiras etapas nas quais a frequência é máxima (RQR chave unidirecional)
t_{off_p}	- Tempo de fechamento da chave quando a frequência é máxima (RQR chave unidirecional)

t'_{on_n}	- Tempo referente às três primeiras etapas de funcionamento do RQR bidirecional em corrente
t'_{off_n}	- Tempo de fechamento da chave do RQR bidirecional em corrente
V_L	- Tensão de linha
V_o	- Tensão de saída
V_{Cr}	- Tensão no capacitor ressonante
V_{L1}	- Tensão no indutor de entrada
$V_{s_{max}}$	- Tensão máxima na chave S
$V_{D_s_{max}}$	- Tensão máxima no diodo série D_s
$V_{D_p_{max}}$	- Tensão máxima no diodo paralelo D_p
$V_{D_o_{max}}$	- Tensão máxima no diodo D_o
v_{ca}	- Componente alternada fundamental instantânea de C_o
V_{GS}	- Tensão entre o gate e source do MOSFET
ω	- Pulsção angular da rede
ω_f	- Pulsção angular da corrente de entrada retificada
ω_o	- Pulsção angular de ressonância
ω_n	- Frequência natural não amortecida
X_{Co}	- Reatância capacitiva
α	- Parâmetro que garante comutação não dissipativa
β	- Densidade de fluxo magnético em Gauss
ϕ_p	- Diâmetro do fio em polegadas
ϕ_{cm}	- Diâmetro do fio em centímetros
ζ	- Fator de amortecimento

- Δt_n - Intervalo de tempo de cada etapa de operação do RQR
- Δv_{ca} - Ondulação da tensão de saída
- Δi_{ca} - Valor de pico da componente alternada fundamental de i_{ca}
- η - Rendimento do retificador
- τ - Constante de tempo do sistema

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de retificadores monofásicos quase-ressonantes chaveados sob corrente nula, com fator de potência unitário e corrente de linha senoidal.

Pelo emprego da técnica de Modulação em Frequência por Corrente Imposta (MFCI), a corrente de linha é mantida senoidal e o retificador pode operar em altas frequências de chaveamento, reduzindo significativamente o tamanho do indutor de entrada.

É feita a análise teórica do retificador que resulta em equações e curvas normalizadas, permitindo maior flexibilidade para projeto.

Um exemplo de projeto é proposto e os resultados experimentais, obtidos através de um protótipo de laboratório, são apresentados para verificar os resultados analíticos.

ABSTRACT

This work deals with the study of Single-Phase Zero-Current Switching Quasi-Resonant Rectifiers (ZCS-QRR's), operating at unity power factor and sinusoidal line current.

By employing a Current-Imposed Frequency-Modulation (CIFM) technique, the line current is kept sinusoidal and the rectifier can operate at high switching frequency, reducing significantly the size of the input inductor.

The theoretical analysis of ZCS-QRR is made. Normalized curves are plotted and equations are developed allowing high flexibility to design.

A design example is proposed and experimental results, obtained through the breadboard, are shown to verify the analytical results.

INTRODUÇÃO GERAL

O retificador clássico, constituído de uma ponte de diodos, tem sido largamente utilizado em uma variedade de conversores AC-DC. A simplicidade e robustez constituem o maior atrativo deste retificador, pois requer poucos elementos de potência.

Pelo fato da tensão de saída do retificador não ser puramente contínua, faz-se necessário a utilização de um capacitor para filtrar as ondulações de tensão na carga.

Tal filtro, cria uma série de inconvenientes na entrada AC do retificador. A corrente de entrada torna-se não senoidal e descontínua, possuindo elevados valores eficazes que diminuem a eficiência do retificador, além de criar uma série de problemas na malha de distribuição de potência e em outros sistemas elétricos vizinhos, em função de seu elevado conteúdo harmônico.

O fator de potência não é controlado, e, além disso muito baixo, não ultrapassando 0.6. Por essa razão o retificador absorve uma grande quantidade de reativos da rede de distribuição de energia, trazendo prejuízos à concessionária.

Para contornar estes inconvenientes, realizou-se o estudo de técnicas com o objetivo de diminuir, ou mesmo eliminar, os problemas anteriormente abordados. Tais técnicas, enfocadas na literatura, são ditas passivas e ativas.

Neste trabalho, com o intuito de conseguir retificadores operando com fator de potência unitário e corrente de entrada senoidal, uma nova concepção de técnica ativa é introduzida,

utilizando uma família de retificadores quase-ressonantes RQR's colocando-se um conversor boost quase-ressonante chaveado sob corrente nula, entre a ponte retificadora de entrada e o barramento DC de saída.

Os conversores quase ressonantes possuem como característica fundamental a comutação não dissipativa, que permite ao conversor operar com frequências mais elevadas, possibilitando a diminuição do tamanho, peso e custo dos elementos passivos utilizados. Alta eficiência e baixos níveis de interferência eletromagnética também são características destes conversores.

Dos retificadores da família proposta, dois serão analisados qualitativamente e quantitativamente. A metodologia de projeto é apresentada e um protótipo de laboratório, considerando a malha de regulação da tensão de saída, é implementado.

CAPÍTULO I

TÉCNICAS UTILIZADAS PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E REDUÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO DA CORRENTE DE ENTRADA.

1.1 Introdução

A necessidade da correção do fator de potência e diminuição do conteúdo harmônico da corrente de entrada nos retificadores clássicos, implicou na busca de caminhos alternativos que tornassem possíveis tais propósitos.

As técnicas mais utilizadas para estes fins são ditas passivas e ativas.

Nos itens subsequentes são abordadas as vantagens e desvantagens referentes à utilização de cada técnica, levando em consideração o desempenho do retificador com relação aos objetivos requeridos

As técnicas ativas, subdivididas em técnicas ativas dissipativas e não dissipativas, são analisadas enfocando a questão das perdas de comutação da chave de potência, frequência de chaveamento e minimização dos filtros passivos.

Com respeito à técnica ativa não dissipativa, é introduzida uma família de retificadores quase-ressonantes RQR's chaveados sob corrente nula.

1.2 - Técnicas Passivas

A técnica de compensação de reativos, ou seja, correção do fator de potência e diminuição do conteúdo harmônico da corrente de linha, denominada passiva, fundamenta-se por inserir nos retificadores clássicos (Fig. 1.1), elementos passivos, sendo eles indutores e/ou capacitores (Fig. 1.2).

A compensação feita de forma passiva caracteriza-se por apresentar maior confiabilidade, robustez e facilidade de implementação em relação aos compensadores ativos, mas impõe alguns inconvenientes ao retificador, como por exemplo o tamanho e peso do indutor pertencente ao circuito de filtragem.

Dependendo do valor do indutor de filtragem L_i , a corrente de entrada I_i pode tornar-se contínua ou descontínua.

Considera-se o retificador da Fig. 1.2 operando sem o capacitor de entrada C_i . Estudos comprovam, que o ponto ótimo de operação ocorre quando o retificador trabalha em modo descontínuo [1]. Neste ponto, o fator de potência máximo conseguido é de 0.763 e a regulação da tensão de saída, $(R=(\sqrt{2} \cdot V_{rms} - V_o)/V_o)$, igual a 27%. Considera-se agora, o retificador operando em modo contínuo, com a mesma potência de saída e fator de potência. O indutor requerido será três vezes maior que no caso anterior, além da regulação da tensão de saída ser igual a 57%. Uma regulação elevada implica em problemas quando o retificador é associado, por exemplo, a um inversor ou a um conversor DC-DC.

Nota-se que um fator de potência igual a 0.763 é considerado muito baixo, fazendo-se necessária a utilização do capacitor C_i

para elevar este índice.

Contudo, a estreita faixa de pontos de operação na qual o fator de potência pode ser otimizado, sem afetar em demasia o desempenho do retificador, caracteriza-se como uma séria desvantagem destes compensadores.

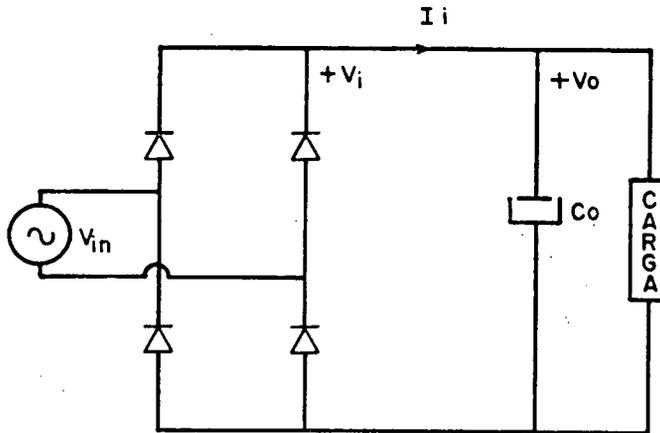


Fig. 1.1 - Retificador monofásico clássico.

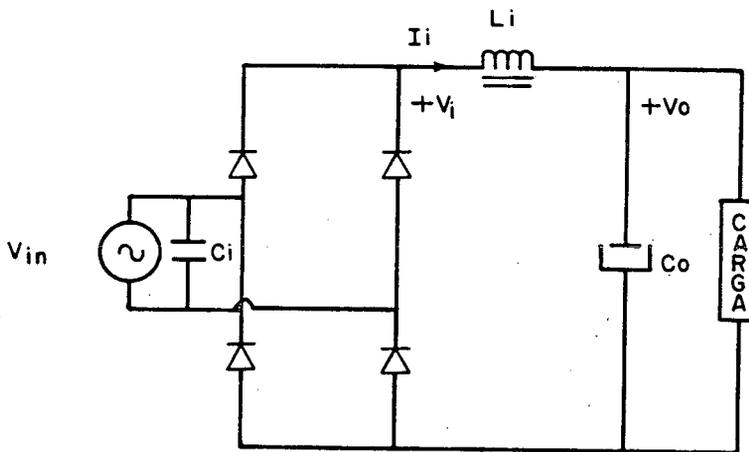


Fig. 1.2 - Retificador monofásico utilizando técnica passiva para compensação de reativos.

1.3 - Técnicas Ativas

Estas técnicas constituem na utilização de conversores atuando como interface entre a ponte retificadora de diodos e o barramento DC de saída.

Tais conversores possuem em suas estruturas chaves ativas, que podem operar em diversos limites de frequência, dependendo do tipo de topologia adotada.

Como consequência, consegue-se um fator de potência muito próximo de um, e uma redução significativa da distorção da corrente de entrada que, em certos casos, pode ser considerada praticamente uma senóide perfeita. Além disso, em virtude da frequência de chaveamento do conversor, consegue-se reduzir consideravelmente os elementos passivos utilizados, contribuindo na diminuição do peso e volume do retificador.

Pode-se subdividir as técnicas ativas em dois tópicos: técnica ativa dissipativa e técnica ativa não dissipativa. Estas são relatadas nos itens posteriores.

1.3.1 - Técnicas Ativas Dissipativas

Um inconveniente encontrado na utilização desta técnica são as perdas devido ao chaveamento da chave de potência, limitando a operação do retificador em frequências mais elevadas, e conseqüentemente, impedindo uma maior redução dos elementos passivos, mesmo para aplicações em baixas potências.

Alguns retificadores utilizando conversores DC-DC bem conhecidos, colocados entre a ponte retificadora de diodos e o barramento DC de saída, estão mostrados nas Fig.(s) 1.3 (a)-(d).

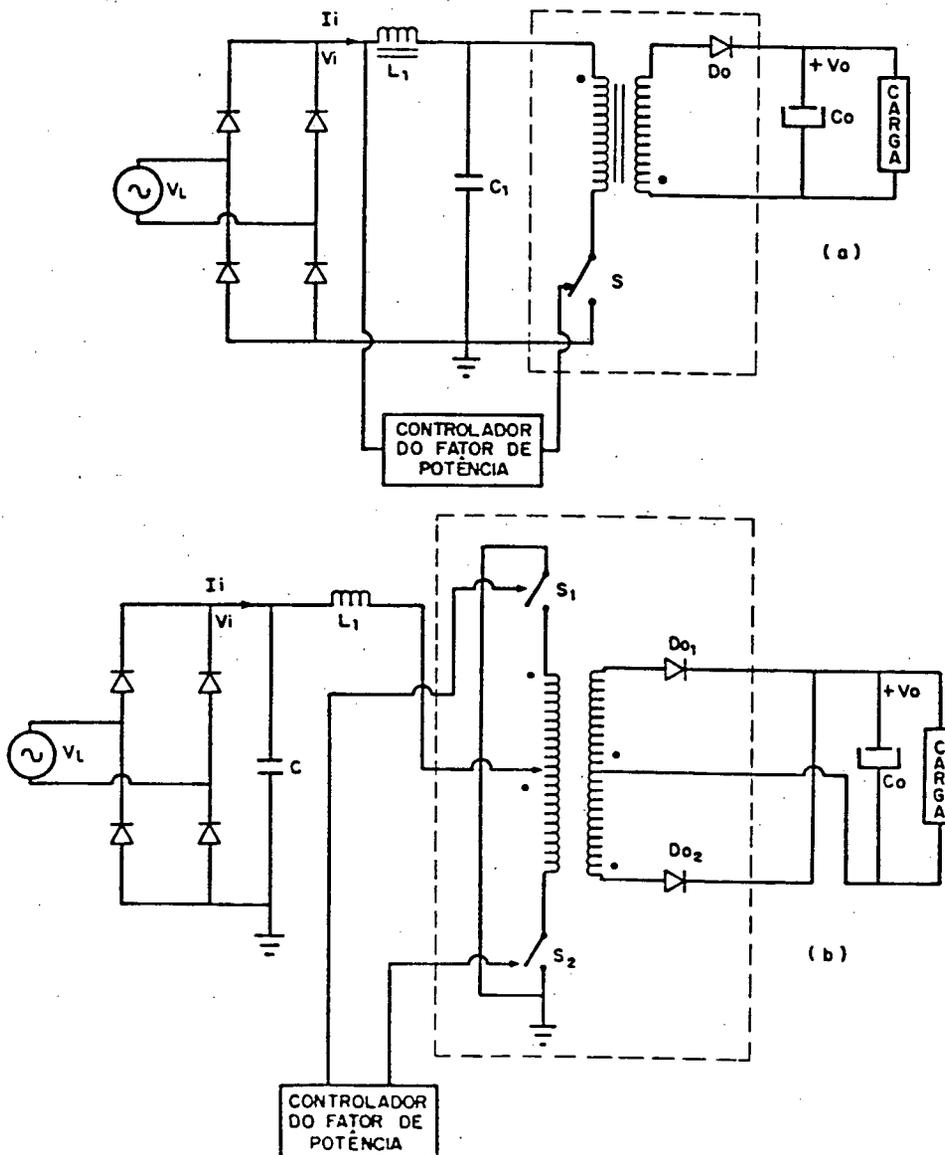
Nota-se que nos retificadores das Fig.(s) 1.3 (a)-(c), a corrente de entrada, em consequência do chaveamento da chave S, é descontínua. Neste caso, torna-se necessária a utilização de filtros passivos representados pelo indutor L_1 e capacitor C_1 ,

para se conseguir uma corrente senoidal na entrada, com um fator de potência próximo de um.

Como vantagem adicional, os conversores das Fig.(s) 1.3 (a),(b) possuem a opção de se utilizar um transformador de isolamento.

O retificador que utiliza um conversor elevador (boost) convencional, representado na Fig. 1.3 (d), apresenta em relação aos outros retificadores a vantagem de possuir corrente contínua na entrada, não havendo a necessidade de filtros adicionais.

Baseado nesta consideração, as interfaces utilizando conversores boost são as mais usualmente utilizadas [2]-[4].



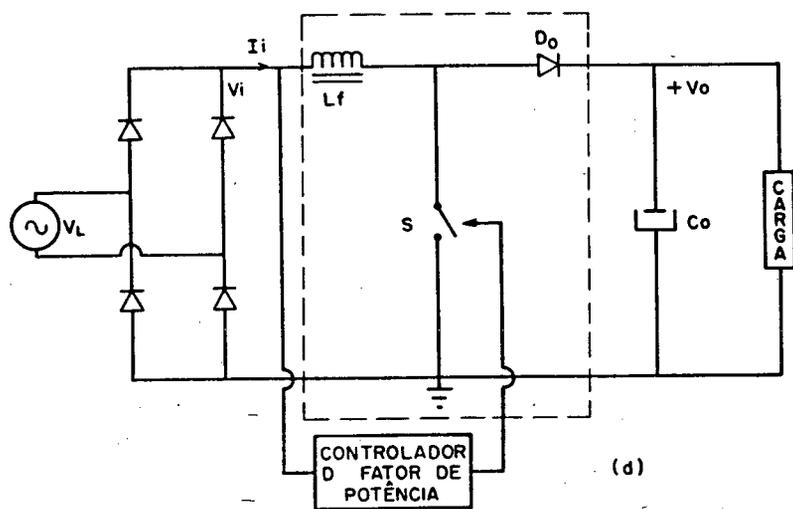
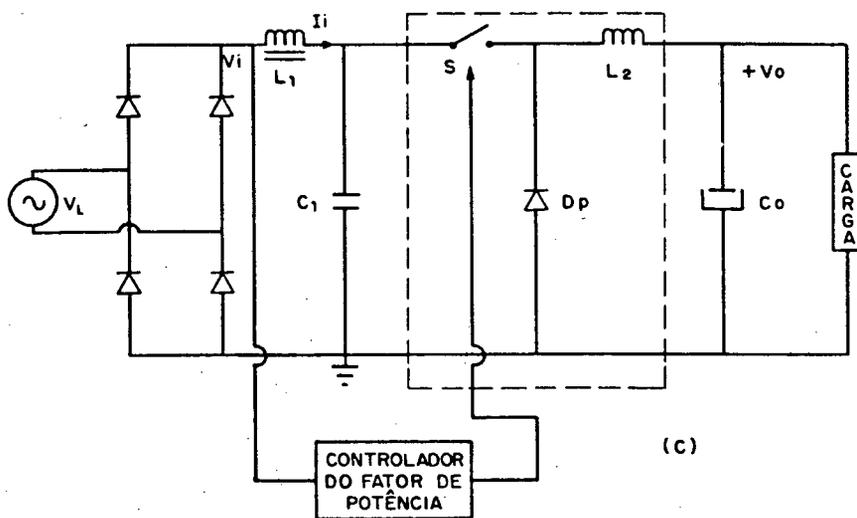


Fig 1.3 - Circuitos para correção do fator de potência.

- (a) Retificador utilizando conversor Flyback como interface;
- (b) Retificador utilizando conversor PUSH-PULL como interface;
- (c) Retificador utilizando conversor BUCK como interface;
- (d) Retificador utilizando conversor Boost convencional como interface.

1.3.1.1 - Ganho Estático do Conversor Boost Convencional

Em virtude deste conversor ser largamente empregado como interface nos retificadores que utilizam o princípio das técnicas ativas dissipativas, torna-se necessário uma breve descrição de seu princípio de funcionamento em modo contínuo.

A Fig. 1.4 apresenta o circuito, bem como algumas formas de onda.

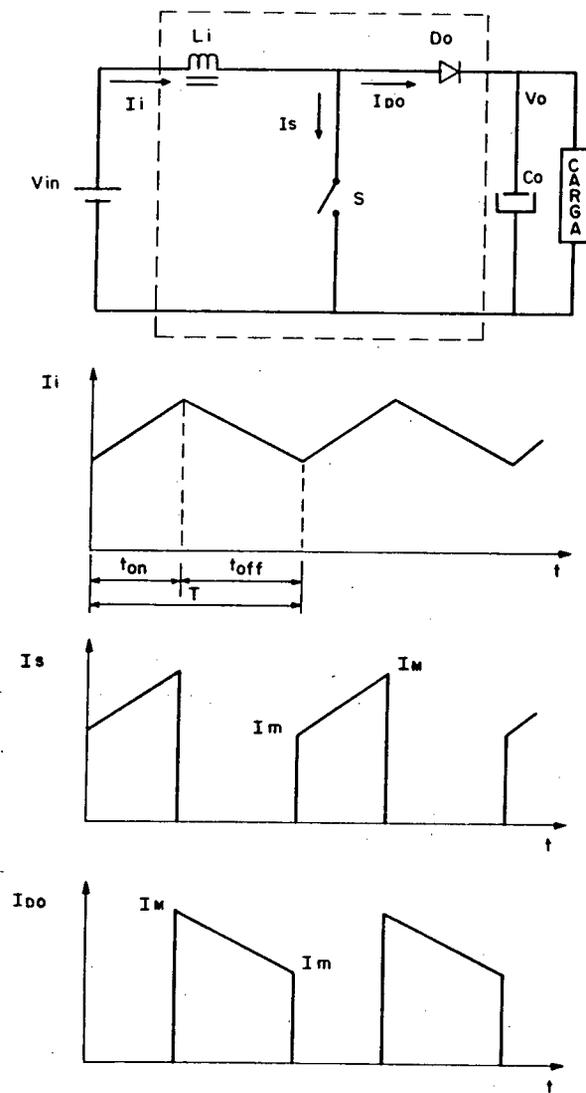


Fig. 1.4 - Circuito e formas de onda do conversor boost convencional operando em modo contínuo.

Considera-se a chave S fechada. A corrente I_i cresce linearmente através do indutor L_i , influenciada pela fonte de tensão V_i . Portanto, a tensão no indutor L_i será:

$$V_{in} = L_i \cdot \frac{dI_{L_i}}{dt} \quad (1.1)$$

Em $t = t_{ON}$, a expressão (1.1) poderá ser escrita por:

$$V_{in} = L_i \cdot \frac{(I_M - I_m)}{t_{ON}} \quad (1.2)$$

Ou ainda:

$$V_{in} = L_i \cdot \frac{\Delta I_i}{t_{ON}} \quad (1.3)$$

No momento em que S é aberta, a energia armazenada em L_i é transferida para a carga através do diodo D_o , e a corrente em I_i começa a decrescer.

Portanto, a tensão no indutor neste intervalo será:

$$V_o - V_i = L_i \cdot \frac{dI_{L_i}}{dt} \quad (1.4)$$

Em $t = t_{OFF}$, a expressão (1.4) poderá ser escrita por:

$$V_{in} - V_o = - L_i \cdot \frac{\Delta I_i}{t_{OFF}} \quad (1.5)$$

Isolando ΔI_i da expressão (1.3) e substituindo em (1.5), obtém-se a expressão (1.6), que representa o ganho estático do conversor.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (1.6)$$

Onde D é a razão cíclica do conversor e é definida por:

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \quad (1.7)$$

Nota-se pela expressão (1.6) que a tensão de saída será sempre superior à de entrada. Além disso, esta tensão independe da corrente de saída, obtendo portanto, boa regulação contra variações de corrente.

A tensão V_{in} pode ser considerada como o valor instantâneo da tensão V_i obtida na saída do retificador da Fig. 1.3 (d). Neste caso, a tensão de saída V_o deverá ser maior que o valor de pico V_p desta tensão.

1.3.2 - Técnicas Ativas Não-Dissipativas

Com o intuito de contornar as desvantagens das perdas de chaveamento e interferências eletromagnéticas EMI, encontradas nas técnicas ativas dissipativas, foram propostos na literatura alguns conversores que utilizam o princípio da ressonância.

Um destes conversores, representado na Fig. 1.5, foi denominado: "Conversor de Quatro Estados Ressonantes" [5]. Com a utilização do indutor e capacitor de ressonância L_r e C_r , respectivamente, a entrada em condução e o bloqueio da chave S ocorrem sob corrente nula, eliminando o problema das perdas por chaveamento.

Algumas desvantagens são observadas nesse circuito:

1 - A necessidade de utilização de duas pontes retificadoras, sendo que a segunda funciona como uma chave, além de requerer um número elevado de componentes reativos;

2 - Possui vários modos de funcionamento, tornando sua análise e projeto difíceis de serem feitos.

Mas recentemente um circuito empregando um polo ressonante, representado na Fig. 1.6, foi introduzido [6].

Este circuito caracteriza-se por efetuar a comutação das chaves S_1 e S_2 sob tensão nula, eliminando as perdas de chaveamento, podendo operar em altas frequências.

Pelo fato da corrente de entrada deste circuito possuir uma forma triangular pulsada, em função da modulação adotada, há necessidade da utilização de um filtro capacitivo adicional C_i , colocado entre a ponte retificadora e o indutor de entrada L_i , caracterizando um inconveniente. A corrente eficaz através das chaves de potência S_1 e S_2 é elevada, aumentando as perdas em condução. Além disso, duas chaves de potência são necessárias.

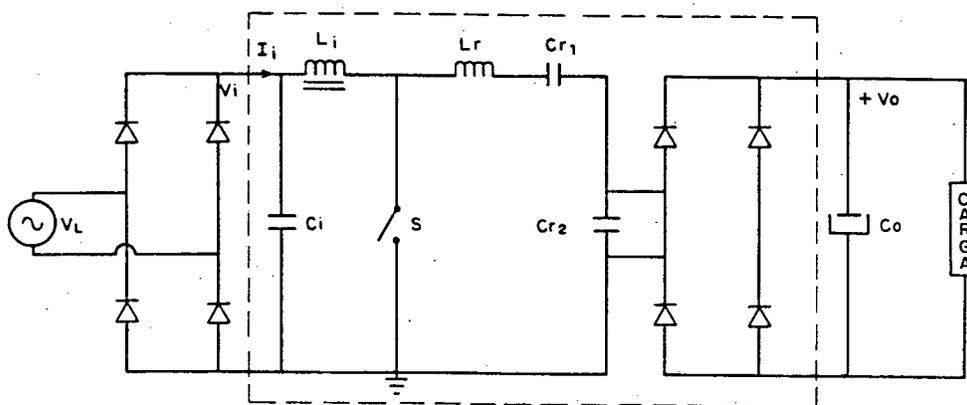


Fig. 1.5 - Conversor de quatro estados ressonantes.

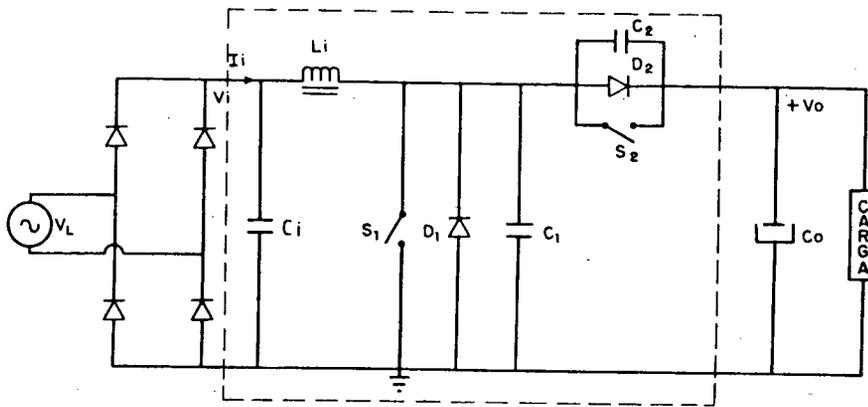


Fig. 1.6 - Circuito Ressonante.

Em substituição ao conversor boost convencional dissipativo mostrado na Fig. 1.3 (d) , é proposta uma nova família de retificadores, utilizando como interface entre a ponte retificadora de diodos e o barramento dc de saída, conversores boost quase-ressonantes chaveados sob corrente nula (Fig. 1.7).

Os conversores quase-ressonantes caracterizam-se pela substituição da chave PWM convencional pela chave ressonante composta pelo circuito ressonante L_r e C_r . Desse modo, a comutação da chave de potência ocorre sem dissipação de energia, seja ela retificada sob tensão nula (ZVS) ou sob corrente nula (ZCS), dependendo da configuração adotada.

Estes conversores possuem em um período de operação etapas lineares, ressonante e de transferência de energia.

Como nos retificadores aqui propostos a comutação ocorre sob corrente nula, torna-se possível o aumento da frequência de chaveamento do conversor, possibilitando a redução do tamanho, peso e custo do indutor de entrada L_i .

A eliminação das perdas de chaveamento implica no aumento da

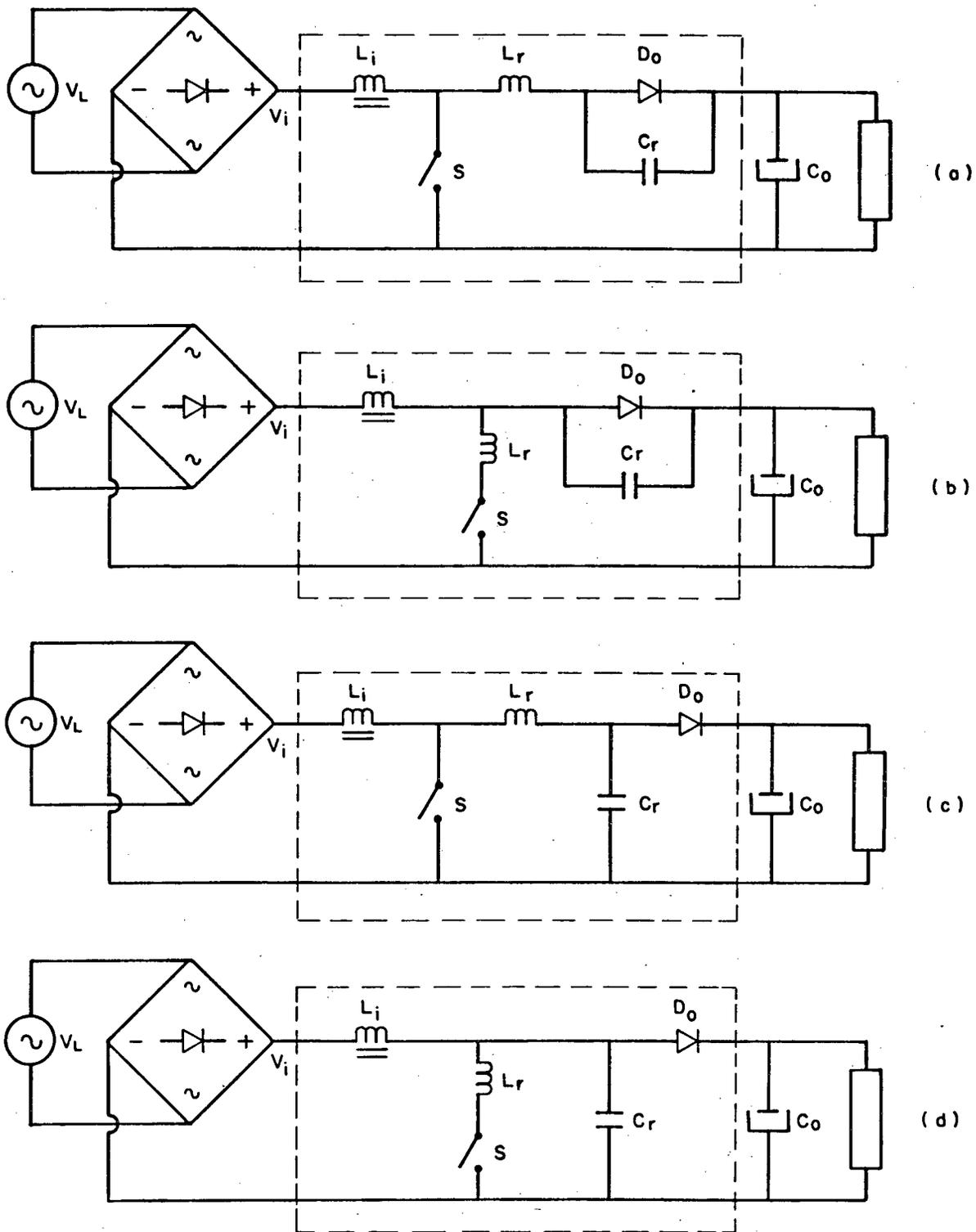


Fig. 1.7 - Uma família de Retificadores Quase ressonantes chaveados sob corrente nula RQR-ZCS

eficiência do retificador. Como não existe variações bruscas da corrente através da chave de potência S, os níveis de interferência eletromagnética EMI são baixos.

Na família de RQR's propostos na Fig. 1.7, a chave de potência S poderá ser unidirecional ou bidirecional em corrente.

1.4 - Conclusões

A utilização de técnicas passivas para correção do fator de potência e redução do conteúdo harmônico da corrente de entrada, mostrou-se indesejada pela dificuldade de otimização dos componentes reativos, além de aumentar consideravelmente o peso e volume do retificador.

As técnicas ativas foram introduzidas como um caminho alternativo para solucionar as dificuldades acima mencionadas. Estas foram divididas em dissipativas e não dissipativas, diferindo entre si pela dissipação ou não de energia no momento em que ocorre a comutação da chave de potência.

As técnicas não dissipativas implicaram na possibilidade do retificador poder operar em frequências mais elevadas em relação às técnicas dissipativas, tornando possível uma redução ainda maior dos componentes reativos.

Uma família de retificadores quase-ressonantes chaveados sob corrente nula foi proposta, visto que as técnicas não-dissipativas foram consideradas as mais viáveis.

CAPÍTULO II

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO RQR

2.1 - Introdução

Com o objetivo de permitir o entendimento do princípio de funcionamento do retificador quase ressonante, será feita neste capítulo a análise qualitativa de duas das topologias propostas no item 1.4 do capítulo anterior.

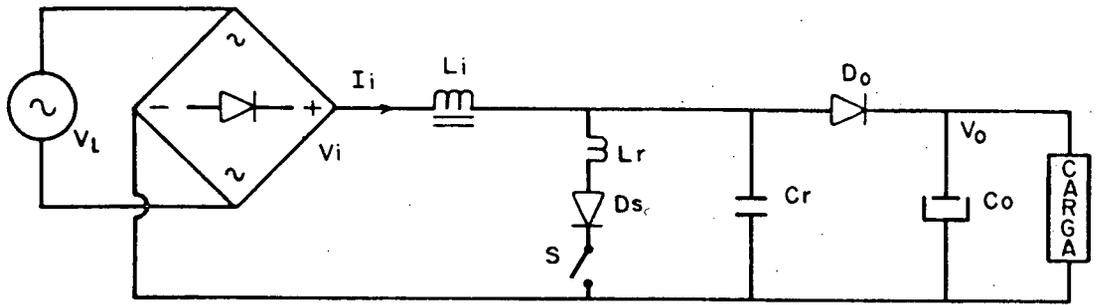
Das topologias escolhidas, uma será unidirecional em corrente, e a outra bidirecional.

As formas de onda relevantes são apresentadas, nas quais será caracterizada a comutação natural ou não dissipativa, ocorrida sob corrente nula.

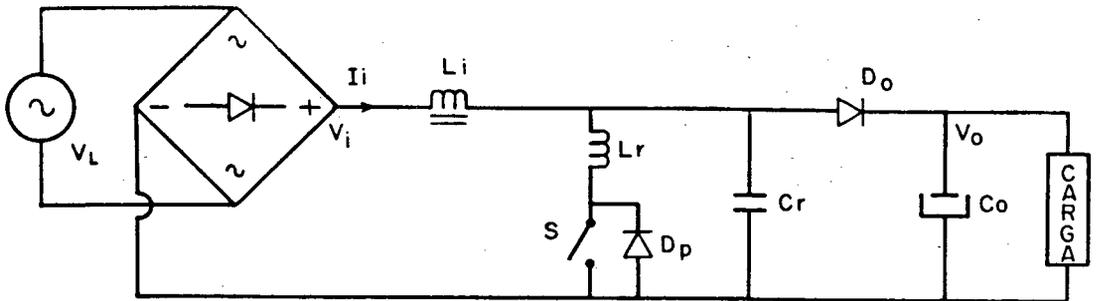
2.2 - Princípio de Operação

Os RQR(s) escolhidos para a análise qualitativa estão ilustrados na Fig. 2.1 (a) com chave unidirecional em corrente e Fig. 2.1 (b) com chave bidirecional.

Assumindo que a corrente de entrada será senoidal, a fonte de tensão V_L , ponte retificadora de diodos e indutor de entrada, são substituídos por uma fonte de corrente senoidal retificada $|I_i|$, como mostrada na Fig. 2.2.

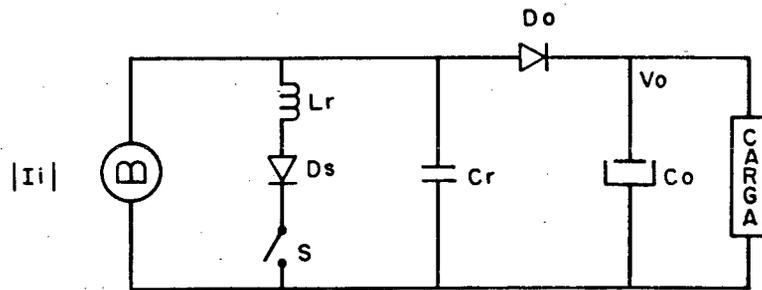


(a)

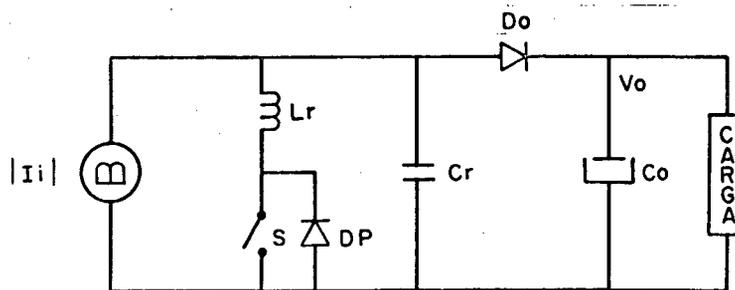


(b)

Fig. 2.1 - Circuito do RQR. (a) Chave unidirecional em corrente. (b) Chave bidirecional em corrente.



(a)



(b)

Fig. 2.2 - Circuito equivalente do RQR. (a) Chave unidirecional em corrente. (b) Chave bidirecional em corrente

As etapas de funcionamento do RQR, considerando para cada intervalo de chaveamento o valor instantâneo da corrente de entrada retificada, \bar{I}_i (Fig. 2.2), dependerão dos estados correspondentes da chave S e do diodo D_o . Assim é possível determinar quatro etapas de funcionamento para um dado período de operação do RQR.

A frequência de ressonância f_o é determinada pelo indutor e capacitor ressonante L_r e C_r , respectivamente, devendo sempre ser maior que a frequência de chaveamento f_s .

Para simplificar a análise, as seguintes condições são assumidas:

- a) O filtro de saída é considerado grande o suficiente a fim de que a tensão de saída possa ser considerada constante, ou seja, sem ondulação durante o período de chaveamento;
- b) Todas as chaves de potência são ideais, com tempo de chaveamento nulo e sem queda de tensão por condução;
- c) O fator de qualidade é infinito, ou seja, não existe perdas no circuito ressonante L_r e C_r .
- d) Será considerado o valor instantâneo da corrente de entrada, que poderá, em um curto intervalo de tempo correspondente a um período de chaveamento, ser considerada como uma fonte de corrente contínua.

2.2.1 - Descrição do Funcionamento

2.2.1.1 - Retificador Quase-Ressonante com Chave Unidirecional em Corrente.

As condições iniciais do circuito são as seguintes:

- A chave de potência S está bloqueada;
- A tensão no capacitor ressonante é igual a V_o ;
- A corrente de entrada instantânea \bar{I}_i flui através do diodo D_o .

Primeira Etapa Linear (t_0-t_1) (Fig. 2.3) :

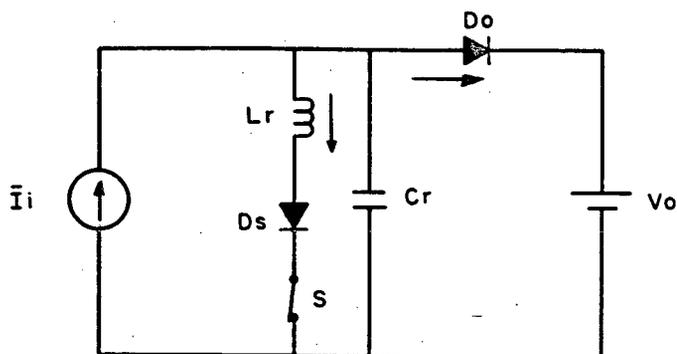


Fig. 2.3 - Circuito equivalente da primeira etapa linear do RQR com chave unidirecional em corrente.

Em $t=t_0$ a chave S é comandada para entrar em condução. A corrente no indutor ressonante passa a crescer linearmente até atingir o valor \bar{I}_i , e a corrente através de D_o decresce até zero. O capacitor ressonante permanece carregado com a tensão V_o .

Etapa Ressonante (t_1-t_2) (Fig. 2.4):

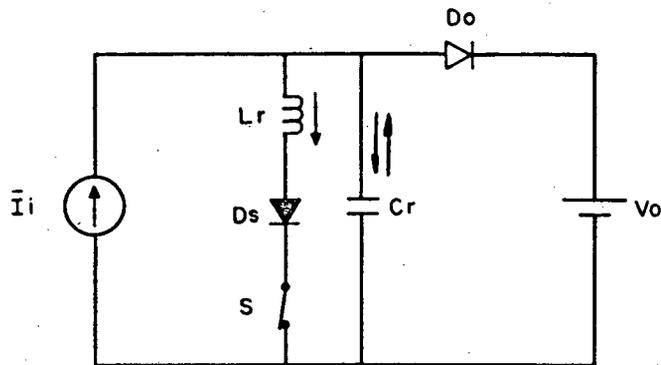


Fig. 2.4 - Circuito equivalente da etapa ressonante de RQR com chave unidirecional em corrente.

Em $t=t_1$, D_o se bloqueia e inicia a etapa ressonante. A corrente i_{Lr} cresce senoidalmente até um valor máximo e decresce até anular-se. O capacitor ressonante é descarregado e no final desta etapa possui uma tensão negativa V_{Cr_1} . Quando $i_{Lr} = 0$ a chave S é bloqueada.

Segunda etapa linear (t_2-t_3) (Fig. 2.5).

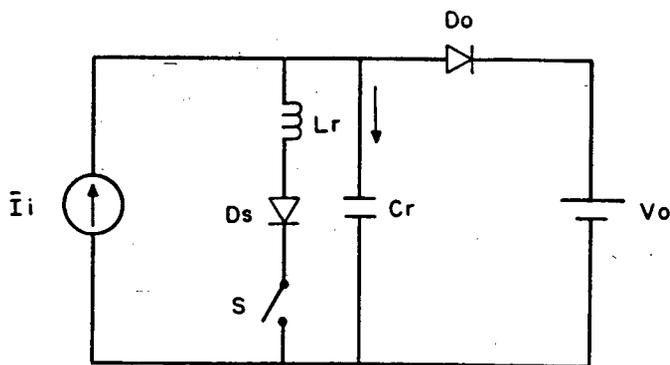


Fig. 2.5 - Circuito equivalente da segunda etapa linear de RQR com chave unidirecional em corrente.

Em $t=t_2$, o capacitor ressonante é carregado linearmente pela fonte de corrente \bar{I}_i . Esta etapa termina em $t=t_3$, quando $V_{cr}=V_o$. Neste instante, D_o entra em condução.

. Etapa de Transferência de Energia (t_3-t_4) (Fig.2.6)

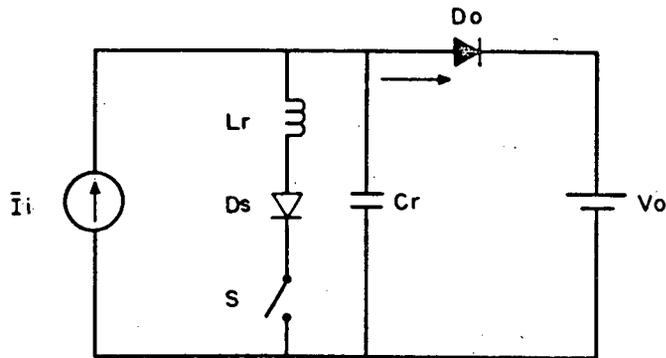


Fig 2.6 - Circuito equivalente da etapa de transferência de energia do RQR com chave unidirecional em corrente.

Em $t=t_3$, a corrente de entrada flui através de D_o e transfere energia para a carga, representada pela fonte de tensão V_o . Esta etapa termina quando a chave S é novamente comandada a entrar em condução, tendo início a etapa seguinte, que em regime permanente, é idêntica à primeira.

2.2.1.2 - Retificador Quase-Ressonante com Chave Bidirecional em Corrente.

As condições iniciais do circuito são as mesmas atribuídas a análise anterior.

Primeira Etapa Linear (t_0-t_1) (Fig. 2.7)

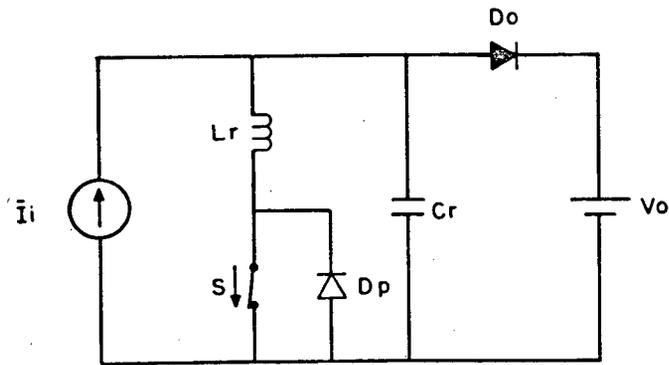


Fig. 2.7 - Circuito equivalente da primeira etapa linear do RQR com chave bidirecional em corrente.al em corrente.

Em $t=t_0$, a chave S é comandada a entrar em condução. A corrente no indutor ressonante passa a crescer linearmente, até atingir o valor \bar{i}_i , e a corrente através de D_o decresce até zero. O capacitor ressonante permanece carregado com a tensão V_o .

Etapa Ressonante (t_1-t_2) (Fig. 2.8)

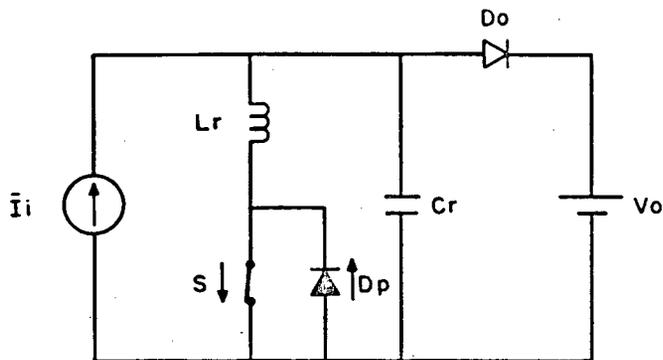


Fig. 2.8 - Circuito equivalente da etapa ressonante RQR com chave bidirecional em corrente

Em $t=t_1$, D_o se bloqueia e dá-se início à etapa ressonante. A corrente i_{Lr} cresce senoidalmente, atinge um valor máximo e decresce até se anular. Neste momento D_p entra em condução, i_{Lr} atinge um mínimo negativo e volta a se anular. No intervalo de tempo em que D_p está conduzindo, a chave S poderá ser comandada a bloquear. A tensão no capacitor ressonante que possuía um valor igual a V_o no início da etapa, decresce até atingir um mínimo $-V_o$, volta a crescer, e no final desta etapa possui uma tensão positiva V_{Cr_2} .

. Segunda Etapa Linear (t_2-t_3) (Fig. 2.9)

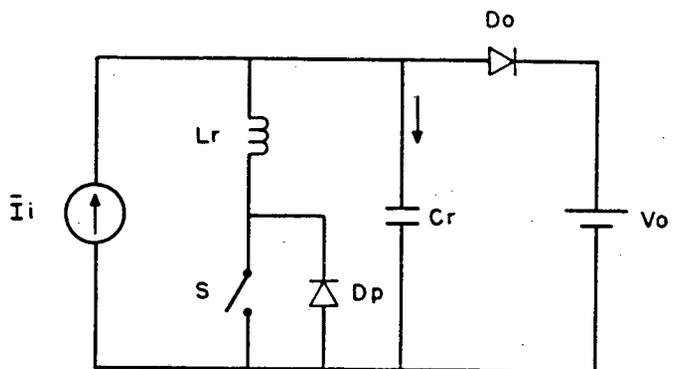


Fig. 2.9 - Circuito equivalente da segunda etapa linear do RQR com chave bidirecional em corrente

Em $t=t_2$, a corrente em D_p se anula e o capacitor ressonante passa a ser carregado linearmente pela fonte de corrente \bar{I}_i . A etapa termina quando $V_{Cr}=V_o$. Neste instante, D_o entra em condução.

. Etapa de transferência de energia (t_3-t_4)(Fig.2.10)

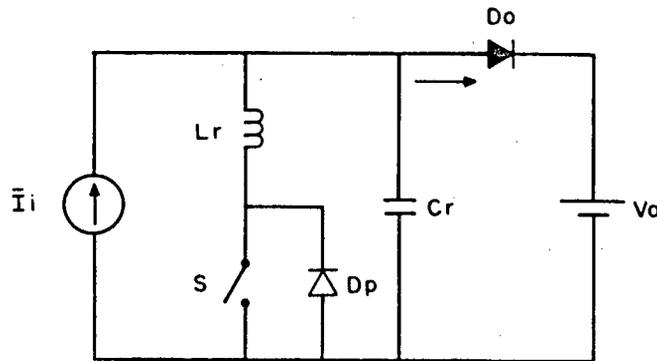


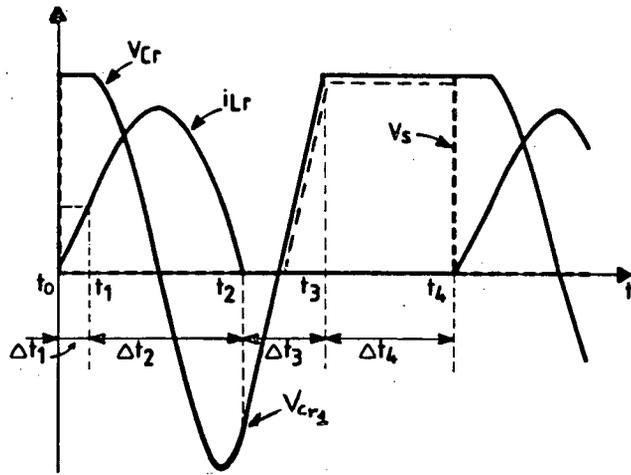
Fig. 2.10 - Circuito equivalente da etapa de transferência de potência do RQR com chave bidirecional em corrente.

Em $t=t_3$, a corrente de entrada flui através de D_o e transfere energia para a carga, representada pela fonte de tensão V_o . Esta etapa termina quando a chave S é novamente comandada a entrar em condução, tendo início a etapa seguinte que, em regime permanente, é idêntica à primeira.

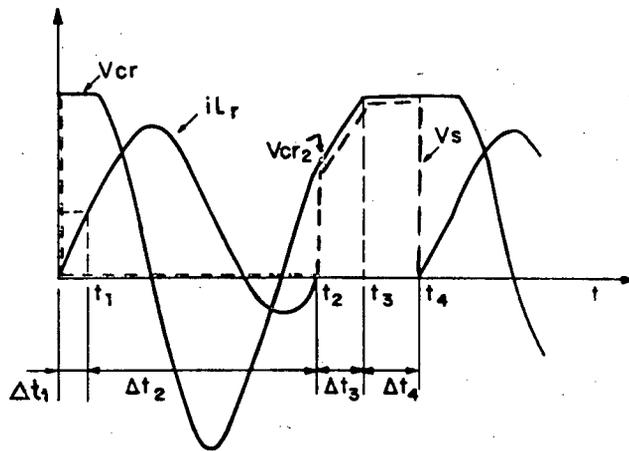
2.2.2 - Formas de Onda

Para ilustrar as quatro etapas de operação do RQR, as formas de onda relevantes como corrente no indutor ressonante, tensão na chave S e tensão no capacitor ressonante, estão representadas na Fig. 2.11.

Verifica-se que tanto a entrada em condução quanto o bloqueio da chave S ocorre com corrente nula, caracterizando comutação natural, ou seja, não dissipativa. Portanto, o retificador opera sem perdas de chaveamento.



(a)



(b)

Fig 2.11 (a) Corrente no indutor ressonante i_{Lr} , tensão no capacitor ressonante V_{Cr} , tensão na chave de potência S do RQR unidirecional em corrente
 (b) Corrente no indutor ressonante i_{Lr} , tensão no capacitor ressonante $-V_{Cr}$, tensão na chave de potência S do RQR bidirecional em corrente.

2.3 Conclusões

Com a possibilidade de se obter comutação não dissipativa tanto no bloqueio quanto na entrada em condução da chave de potência S, torna-se possível a operação do retificador em altas frequências de chaveamento, minimizando o valor do indutor de

entrada Li.

Observa-se que a forma de onda de corrente no indutor ressonante, e conseqüentemente na chave S, é quase senoidal. Isto diminui as interferências eletromagnéticas por irradiação, provocadas pela brusca variação de corrente na chave, como acontece nos retificadores que utilizam as técnicas ativas dissipativas.

CAPÍTULO III

ANÁLISE QUANTITATIVA DO RQR-ZCS COM CHAVE UNIDIRECIONAL E BIDIRECIONAL EM CORRENTE

3.1 - Introdução

Após a análise qualitativa do funcionamento do Retificador Quase-Ressonante, será feita a análise quantitativa, que possibilitará a obtenção de equações fundamentais para o seu dimensionamento em projetos.

O comportamento de todos os RQRs propostos no Capítulo I serão analisados através do plano de fase, onde se evidenciará a condição fundamental para que ocorra comutação não-dissipativa.

3.2 - Plano de Fase

As quatro etapas de funcionamento dos RQRs propostos na Fig. 1.7, utilizando chave unidirecional e bidirecional em corrente, podem ser representadas através dos planos de fase mostrados nas Fig.(s) 3.1 e 3.2 respectivamente.

O plano de fase de qualquer circuito oscilante representa a evolução da corrente e tensão do circuito ressonante no plano cartesiano.

A corrente no indutor ressonante, colocada no eixo das ordenadas, é multiplicada pelo fator $\sqrt{L_r/C_r}$, tornando o produto

com dimensão de tensão.

O ângulo θ_n , no plano de fase, é definido pelo produto da frequência de oscilação do circuito pelo tempo em cada etapa. Ou seja :

$$\theta_n = \omega_o . \Delta t_n \quad (3.1)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r . C_r}} = 2 . \pi . f_o \quad (3.2)$$

onde :

$f_o \Rightarrow$ frequência de ressonância

$\Delta t_n \Rightarrow$ intervalo de tempo correspondente à duração de cada etapa de funcionamento do RQR.

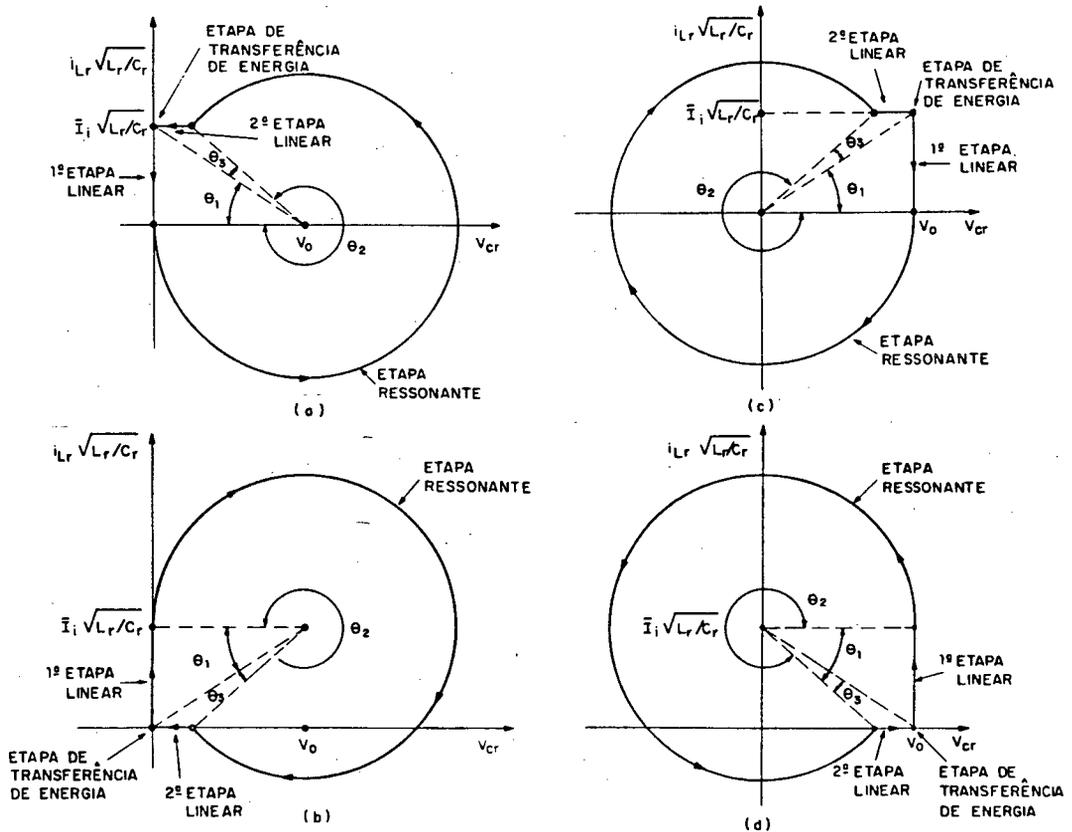


Fig. 3.1 - Planos de fase da família de RQR com chave bidirecional em corrente
 (a)RQR (Fig.1.7 a), (b)RQR (Fig.1.7 b),
 (c)RQR (Fig.1.7 c), (d)RQR (Fig.1.7 d),
 ($\theta_n = \omega_o . \Delta t_n$).

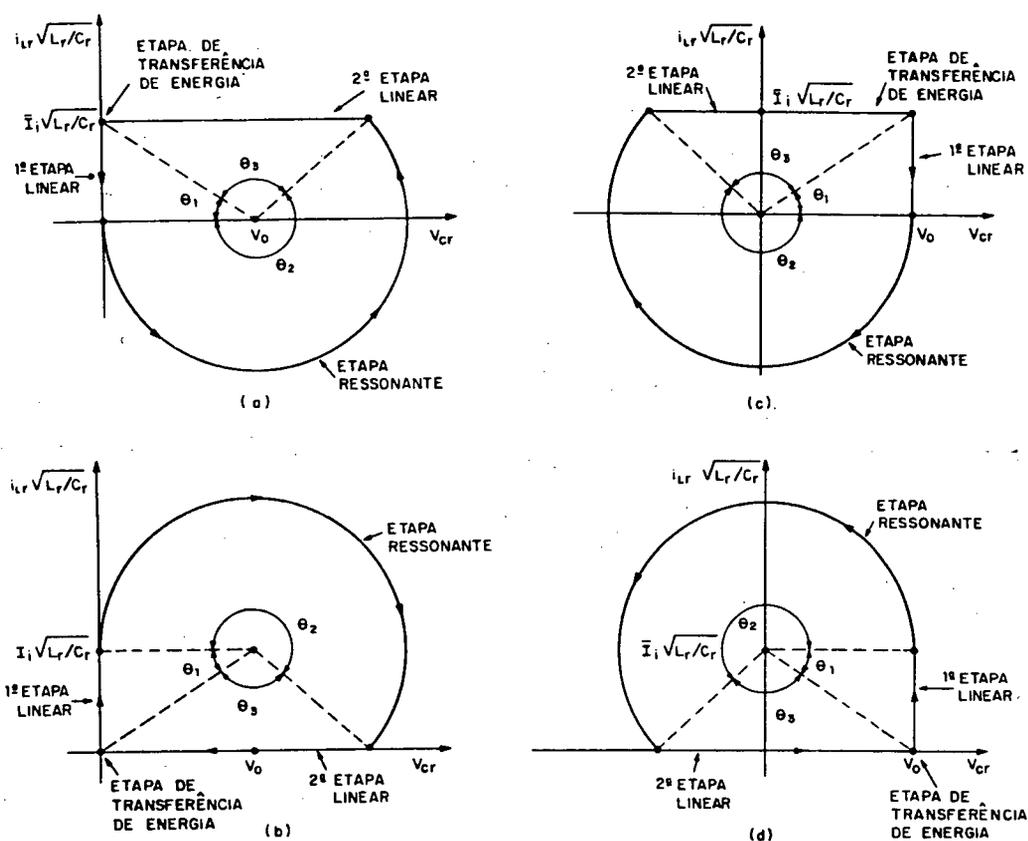


Fig. 3.2 - Planos de fase da família de RQR com chave unidirecional em corrente

(a)RQR (Fig.1.7 a) , (b)RQR (Fig.1.7 b),

(c)RQR (Fig.1.7 c) , (d)RQR (Fig.1.7 d),

($\theta_n = \omega_o \cdot \Delta t_n$).

Nota-se que a condição para garantir a comutação não-dissipativa na chave S, está na anulação da corrente que flui através da mesma.

A partir dos planos de fase, mostrados nas Fig.(s) 3.1 e 3.2, tal condição será alcançada se o termo $I_i \cdot \sqrt{L_r/C_r}$ for menor ou igual à V_o .

Seja o parâmetro α definido por:

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{I_i}{V_o} \quad (3.3)$$

Desse modo é necessário que α seja sempre menor ou igual a um.

Substituindo a corrente de entrada instantânea I_i da expressão 3.3 pela corrente senoidal de entrada, encontra-se a expressão 3.4, na qual mostra que o parâmetro α é variável no tempo, ou seja:

$$\alpha = \frac{I_{i_{\max}}}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \text{ sen } \omega t \quad (3.4)$$

onde

$I_{i_{\max}} \Rightarrow$ corrente de pico de entrada.

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

Um α máximo é obtido quando $\omega t = \pi/2$. Assim pela expressão 3.4 tem-se :

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{i_{\max}}}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \leq 1 \quad (3.5)$$

3.3 - Dedução das Equações do RQR com Chave Unidirecional em Corrente.

O RQR com chave unidirecional em corrente está mostrado na Fig. 3.3.

Primeiramente serão determinados os intervalos de tempo Δt_n referentes às etapas de operação do retificador, que auxiliarão no cálculo das correntes médias e eficazes dos elementos passivos e ativos do mesmo.

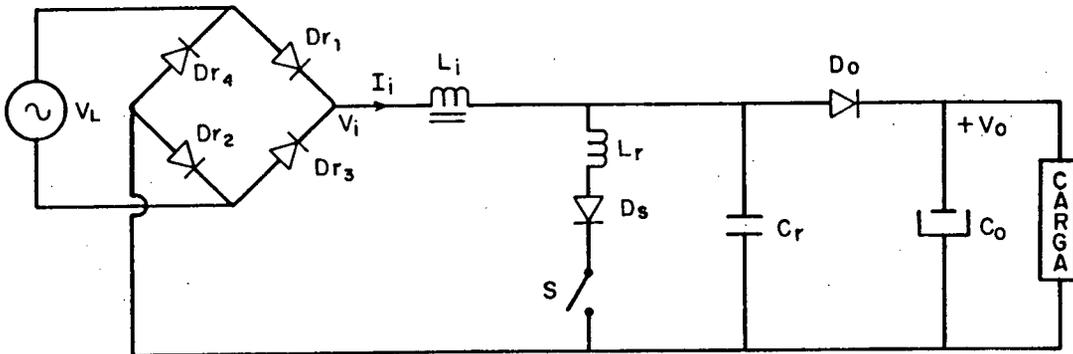


Fig. 3.3 - Circuito do RQR com Chave Unidirecional em Corrente.

3.3.1 - Definição dos Intervalos de Tempo Δt_n .

a. Primeira Etapa Linear.

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo $\Delta t_1(t_0, t_1)$.

Seja a corrente no indutor de ressonância L_r , definida pelas expressões seguintes:

$$V_o = L_r \cdot \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (3.6)$$

onde

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_o \cdot t}{L_r} \quad (3.7)$$

Assim, quando $i_{Lr}(t) = I_i$, $t = \Delta t_1$. Portanto :

$$\Delta t_1 = \frac{L_r \cdot I_i}{V_o} \quad (3.8)$$

Multiplicando e dividindo a expressão (3.8) por ω_o , definido pela expressão (3.2), obtém-se :

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_o} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{\bar{I}_i}{V_o} \quad (3.9)$$

ou ainda

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_o} \quad (3.10)$$

onde

$$\alpha = \frac{I_i}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.11)$$

b. Etapa Ressonante

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo Δt_2 (t_1, t_2).

Primeiramente serão deduzidas as expressões que definem a tensão no capacitor ressonante C_r e a corrente no indutor ressonante L_r . Portanto :

$$i_{Cr}(t) = C_r \cdot \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \quad (3.12)$$

$$i_i = i_{Cr}(t) + i_{Lr}(t) \tag{3.13}$$

como $v_{Cr}(t) = v_{Lr}(t)$

então
$$v_{Cr}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \tag{3.14}$$

Isolando $i_{Cr}(t)$ na expressão (3.13), substituindo na expressão (3.12) e em seguida derivando a expressão resultante tem-se :

$$\frac{di_{Lr}(t)}{dt} = -C_r \cdot \frac{d^2v_{Cr}(t)}{dt} \tag{3.15}$$

A partir de (3.14) e (3.15), encontra-se a expressão que define a tensão no capacitor ressonante. Assim :

$$v_{Cr} = -L_r \cdot C_r \cdot \frac{d^2v_{Cr}(t)}{dt} \tag{3.16}$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.16), tem-se:

$$V_c(s) = \frac{V_c(0) \cdot s}{\left[s^2 + \frac{1}{L_r \cdot C_r} \right]} + \frac{dV(0)}{ds} \cdot \frac{1}{\left[s^2 + \frac{1}{L_r \cdot C_r} \right]} \tag{3.17}$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (3.17) encontra-se:

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(0) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{dv_{Cr}(0)}{dt} \cdot \sin \omega_0(t) \quad (3.18)$$

Substituindo (3.12) em (3.13) tem-se:

$$\frac{dv_{Cr}(0)}{dt} = \frac{I_i - i_{Lr}(0)}{C_r} \quad (3.19)$$

Assim a expressão (3.18) torna-se:

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(0) \cdot \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \{ I_i - i_{Lr}(0) \} \cdot \sin \omega_0(t) \quad (3.20)$$

Substituindo (3.20) em (3.12) e (3.13) encontra-se:

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot i_{Lr}(t) = & v_{Cr}(0) \cdot \sin \omega_0 t - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \{ I_i - i_{Lr}(0) \} \cos \omega_0 t + \\ & + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_i \end{aligned} \quad (3.21)$$

As condições iniciais do capacitor e indutor de ressonância são respectivamente $v_{Cr}(0) = V_0$ e $i_{Lr}(0) = \bar{I}_i$.

Assim, as expressões (3.20) e (3.21) tornam-se:

$$v_{Cr}(t) = V_0 \cdot \cos \omega_0 t \quad (3.22)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot i_{Lr}(t) = V_0 \cdot \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_i \quad (3.23)$$

Quando $i_{Lr}(t)=0$, $t=\Delta t_2$, portanto a expressão (3.23) torna-se:

$$\sin(\omega_0 \Delta t_2) = -\frac{I_i}{V_0} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.24)$$

Como $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no terceiro quadrante e sendo o seno uma função ímpar, o intervalo de tempo Δt_2 , pela expressão (3.24) é dado por:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left[\pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right] \quad (3.25)$$

c. Terceira Etapa Linear

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo Δt_3 (t_2, t_3).

A tensão no capacitor ressonante é dada por:

$$I_i = C_r \cdot \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \quad (3.26)$$

$$v_{Cr} = V_{Cr_1} + \frac{I_i}{C_r} \cdot t \quad (3.27)$$

Onde $V_{Cr_1} = V_o \cdot \cos \omega_0 \Delta t_2$

Assim, quando $v_{Cr}(t) = V_o$, $t = \Delta t_3$. Portanto:

$$V_o = V_o \cdot \cos \omega_0 \Delta t_2 + \frac{I_i}{C_r} \cdot \Delta t_3 \quad (3.28)$$

Como

$$\cos(\omega_0 \Delta t_2) = -\sqrt{1 - \text{sen}^2(\omega_0 \Delta t_2)} \quad (3.29)$$

Substituindo (3.24) em (3.29) e o resultado em (3.28) encontra-se:

$$V_o = -V_o \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{I_i}{V_o} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right]^2} + \frac{I_i}{C_r} \cdot \Delta t_3 \quad (3.30)$$

Ou ainda:

$$\Delta t_3 = \frac{V_o \cdot C_r}{I_i} \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{I_i}{V_o} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right]^2} + \frac{V_o \cdot C_r}{I_i} \quad (3.31)$$

Portanto:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_o} \cdot \left\{ \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right\} \quad (3.32)$$

d. Etapa de Transferência de Energia

Esta etapa é definida pelo intervalo de tempo Δt_4 (t_3, t_4).

Portanto:

$$\Delta t_4 = T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) \quad (3.33)$$

onde :

$T_s \Rightarrow$ Período de chaveamento.

Os intervalos de tempo Δt_n referentes a cada etapa de operação estão resumidamente representados na tabela 3.1.

INTERVALO	DURAÇÃO
Primeira Etapa Linear	$\Delta t_1 = \alpha / \omega_0$
Etapa Ressonante	$\Delta t_2 = 1 / \omega_0 \{ \pi + \text{sen}^{-1} \alpha \}$
Segunda Etapa Linear	$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right\}$
Etapa de Transferência de Energia	$\Delta t_4 = T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)$

Tabela 3.1 - Intervalos de tempo correspondentes às etapas operação do RQR com chave unidirecional em corrente.

3.3.2 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e Máximas nos Componentes Ativos e Passivos do Retificador.

a. Corrente Média no Diodo D_o .

Observa-se na Fig. 3.4 que apenas na primeira e quarta etapa de operação do conversor há circulação de corrente no diodo D_o .

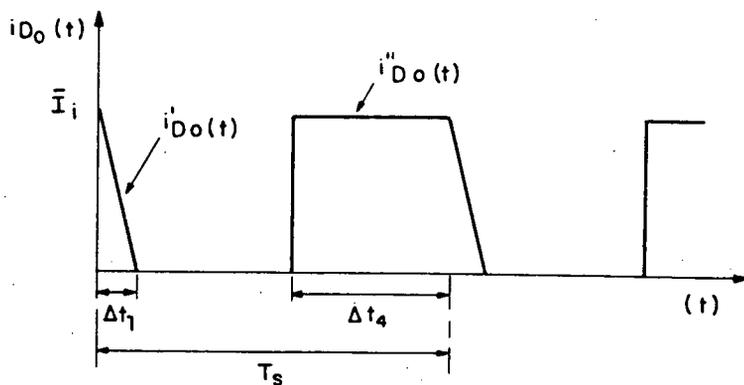


Fig. 3.4 - Corrente no diodo D_o do RQR.

O valor médio será :

$$I_{Do\ av} = \frac{1}{2 \cdot T_s} \cdot \bar{I}_i \cdot \Delta t_1 + \frac{1}{T_s} \cdot \bar{I}_i \cdot \Delta t_4 \quad (3.34)$$

$$I_{Do\ av} = \frac{\bar{I}_i}{T_s} \cdot \left[\frac{\Delta t_1}{2} + T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) \right] \quad (3.35)$$

Substituindo (3.10), (3.25) e (3.32) em (3.35), encontra-se:

$$\frac{I_{Do\ av}}{\bar{I}_i} = \left\{ 1 - \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left[\frac{\alpha}{2} + \pi + \text{sen}^{-1}\alpha + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \right\} \quad (3.36)$$

b. Corrente Eficaz no Diodo D_o .

Definições :

$$i_{Do}(t) = \bar{I}_i - i_{Lr}(t) \quad (3.37)$$

ou:

$$i_{Do}(t) = \bar{I}_i - \frac{V_o \cdot t}{L_r} \quad (\text{corrente em } D_o \text{ na primeira etapa}) \quad (3.38)$$

$$i_{D_o}''(t) = \bar{I}_i \quad (\text{corrente em } D_o \text{ na quarta etapa}) \quad (3.39)$$

Pela Fig. 3.4 a corrente eficaz em D_o é dada por:

$$I_{D_o \text{ rms}} = \left[\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_1} i_{D_o}'^2 dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_4} i_{D_o}''^2 dt \right]^{0.5} \quad (3.40)$$

Substituindo (3.38) e (3.39) em (3.40), tem-se :

$$\begin{aligned} I_{D_o \text{ rms}}^2 &= \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left[\bar{I}_i^2 - \frac{2 \cdot \bar{I}_i}{L_r} \cdot V_o \cdot t + \left(\frac{V_o}{L_r} \right)^2 \cdot t^2 \right] dt + \\ &+ \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_4} \bar{I}_i^2 dt \end{aligned} \quad (3.41)$$

Resolvendo a integração, obtém-se :

$$\begin{aligned} I_{D_o \text{ rms}}^2 &= \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \bar{I}_i^2 \cdot \Delta t_1 - \frac{\bar{I}_i \cdot V_o \cdot \Delta t_1^2}{L_r} + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{V_o}{L_r} \right)^2 \cdot \Delta t_1^3 + \bar{I}_i^2 \cdot \Delta t_4 \right\} \end{aligned} \quad (3.42)$$

Substituindo (3.10), (3.25), (3.32) e (3.33) em (3.42),
obtem-se:

$$I_{Do_{rms}}^2 = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \bar{I}_i^2 \cdot \frac{\alpha}{\omega_o} - \frac{\bar{I}_i}{L_r} \cdot V_o \cdot \left(\frac{\alpha}{\omega_o} \right)^2 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{V_o}{L_r} \right)^2 \cdot \left(\frac{\alpha}{\omega_o} \right)^3 + \right. \\ \left. + \bar{I}_i^2 \cdot \left\{ T_s - \left[\frac{\alpha}{\omega_o} + \frac{1}{\omega_o} (\pi + \text{sen}^{-1} \alpha) + \frac{1}{\omega_o} \left(\frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) \right] \right\} \right\} \quad (3.43)$$

Colocando-se os termos \bar{I}_i^2 e $1/\omega_o$ da expressão (3.43) em evidência, tem-se :

$$I_{Do_{rms}}^2 = \frac{\bar{I}_i^2}{T_s \cdot \omega_o} \left\{ - \frac{V_o \cdot \alpha^2}{\bar{I}_i \cdot L_r \cdot \omega_o} + \frac{V_o \cdot \alpha^3}{\bar{I}_i \cdot 3 \cdot L_r \cdot \omega_o} + T_s \cdot \omega_o - \pi - \text{sen}^{-1} \alpha - \right. \\ \left. - \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right\} \quad (3.44)$$

Como :

$$\frac{1}{L_r \cdot \omega_o} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.45)$$

Substituindo (3.45) e (3.3) em (3.44) tem-se :

$$I_{Do_{rms}}^2 = - \frac{\bar{I}_i^2}{T_s \cdot \omega_o} \left\{ \frac{2}{3} \cdot \alpha - T_s \cdot \omega_o + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha + \frac{1}{\alpha} + \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right\} \quad (3.46)$$

$$I_{D_o \text{ rms}}^2 = \bar{I}_i^2 \left\{ 1 - \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left[\frac{2 \cdot \alpha}{3} + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \right\} \quad (3.47)$$

Assim, a expressão final para a corrente eficaz em D_o é dada por:

$$\frac{I_{D_o \text{ rms}}}{\bar{I}_i} = \left\{ 1 - \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left[\frac{2 \cdot \alpha}{3} + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \right\}^{0.5} \quad (3.48)$$

c. Corrente Média na Chave S.

Pela Fig. 3.5 haverá circulação de corrente na chave S apenas na primeira e segunda etapa de funcionamento.

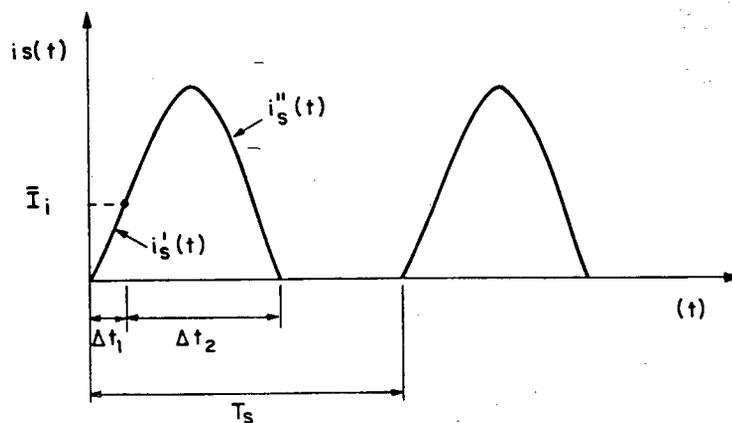


Fig.3.5 - Corrente na chave S do RQR.

Definições :

$$i_s'(t) = \frac{V_o \cdot t}{L_r} \quad (\text{corrente em S na primeira etapa}) \quad (3.49)$$

$$i_s''(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V_o \cdot \text{sen } \omega t + \bar{I}_i \quad (\text{corrente em S na etapa ressonante}) \quad (3.50)$$

Assim, o valor médio será :

$$I_{s \text{ av}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_1} i_s' dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_2} i_s'' dt \quad (3.51)$$

Substituindo (3.49) e (3.50) em (3.51) e integrando a expressão resultante obtém-se:

$$I_{s \text{ av}} = \frac{1}{T_s} \left\{ \frac{V_o}{L_r} \cdot \frac{t^2}{2} \Big|_0^{\Delta t_1} + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V_o \cdot (-\cos \omega t) \Big|_0^{\Delta t_2} + \bar{I}_i \cdot t \Big|_0^{\Delta t_1} \right\} \quad (3.52)$$

Substituindo (3.10) e (3.25) em (3.52), encontra-se:

$$I_{s \text{ av}} = \frac{1}{T_s} \left\{ \frac{V_o}{2 \cdot L_r} \cdot \left(\frac{\alpha}{\omega_o} \right)^2 + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \frac{V_o}{\omega_o} \cdot \left[-\cos (\pi + \text{sen}^{-1} \alpha) - \cos (0) \right] + \bar{I}_i \left(\pi + \text{sen}^{-1} \alpha \right) \right\} \quad (3.53)$$

Ou ainda:

$$\frac{I_{s_{av}}}{\bar{I}_i} = \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} \left[\cos(\text{sen}^{-1}\alpha) + 1 \right] + \pi + \text{sen}^{-1}\alpha \right\} \quad (3.54)$$

A corrente média em S é a mesma do indutor ressonante L_r e do diodo em série D_s . Assim :

$$I_{s_{av}} = I_{L_r_{av}} = I_{D_s_{av}} \quad (3.55)$$

d. Corrente Eficaz na chave S

Pela Fig. 3.5 o valor eficaz da corrente na chave S é dada por:

$$I_{s_{rms}} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_1} i_s^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_2} i_s'^2 dt \right]^{0.5} \quad (3.56)$$

Assim, substituindo (3.49) e (3.50) em (3.56), obtém-se :

$$I_{s_{rms}}^2 = \left\{ \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{V_o \cdot t}{L_r} \right)^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} \left[\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V_o \text{sen } \omega_o t + \bar{I}_i \right]^2 dt \right\} \quad (3.57)$$

Integrando (3.57) e substituindo em seguida, (3.10) e (3.25) na expressão resultante, encontra-se:

$$\begin{aligned}
I_{s \text{ rms}}^2 = & \frac{1}{T} \left\{ \frac{1}{3} \left(\frac{V_o}{L_r} \right)^2 \cdot \left(\frac{\alpha}{\omega_o} \right)^3 + \left[\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V_o \right]^2 \left[\frac{1}{2 \cdot \omega_o} \left\{ \pi + \text{sen}^{-1} \alpha \right\} - \right. \right. \\
& - \left. \frac{1}{4 \cdot \omega_o} \cdot \text{sen} \left(2 \left(\pi + \text{sen}^{-1} \alpha \right) \right) \right] + 2 \cdot \bar{I}_i \cdot \frac{V_o}{\omega_o} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[- \cos \left(\pi + \text{sen}^{-1} \alpha \right) - \right. \\
& \left. \left. - \left(-\cos 0 \right) + \frac{\bar{I}_i}{\omega_o} \left[\pi + \text{sen}^{-1} \alpha \right] \right] \right\} \quad (3.58)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_{s \text{ rms}}^2 = & \frac{\bar{I}_i}{T_s \cdot \omega_o} \left\{ \frac{\alpha^3}{3 \cdot \alpha^2} + \frac{1}{2 \cdot \alpha^2} \left[\pi + \text{sen}^{-1} \alpha - \frac{\text{sen}(2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha)}{2} \right] + \right. \\
& \left. + \frac{2}{\alpha} \left[\cos \left(\text{sen}^{-1} \alpha + 1 \right) \right] + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha \right\} \quad (3.59)
\end{aligned}$$

Portanto, a expressão final para a corrente eficaz em S é dada por :

$$\boxed{
\begin{aligned}
\frac{I_{s \text{ rms}}}{\bar{I}_i} \left[\frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left\{ \frac{\alpha}{3} + \frac{1}{2 \cdot \alpha^2} \left[\pi + \text{sen}^{-1} \alpha - \frac{\text{sen}(2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha)}{2} \right] + \right. \right. \\
\left. \left. + \frac{2}{\alpha} \left[\cos \left(\text{sen}^{-1} \alpha + 1 \right) \right] + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha \right\} \right]^{0.5}
\end{aligned}
} \quad (3.60)$$

A corrente eficaz em S é a mesma do indutor ressonante L_r e do diodo em série D_s . Portanto :

$$\boxed{I_{s \text{ rms}} = I_{L_r \text{ rms}} = I_{D_s \text{ rms}}} \quad (3.61)$$

e. Corrente Eficaz no Capacitor de Ressonância C_r

Pela Fig. 3.6, haverá circulação de corrente em C_r apenas na segunda e terceira etapa de funcionamento.

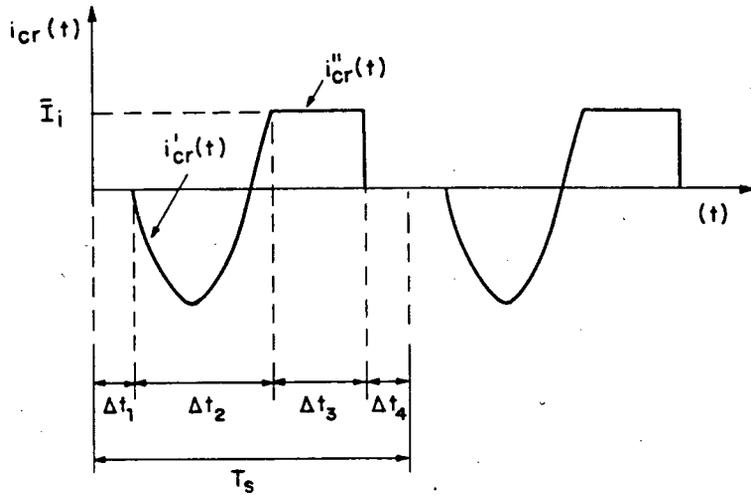


Fig. 3.6 - Corrente no Capacitor Ressonante C_r do RQR.

Definições:

$$i_{cr} = \bar{I}_i - i_{Lr}(t) \quad (3.62)$$

$$i'_{cr}(t) = \bar{I}_i - \left[V_o \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin \omega_0 t + \bar{I}_i \right] \quad (3.63)$$

$$i'_{cr}(t) = - V_o \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin \omega_0 t \quad (\text{corrente em } C_r \text{ na etapa ressonante}) \quad (3.64)$$

$$i''_{cr}(t) = \bar{I}_i \quad (\text{corrente em } C_r \text{ na segunda etapa linear}) \quad (3.65)$$

Assim, o valor eficaz será :

$$I_{Cr_{rms}}^2 = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left[-V_o \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \right]^2 \cdot \sin^2 \omega_o t \, dt + \bar{I}_i^2 \int_0^{\Delta t_3} dt \right\} \quad (3.66)$$

$$I_{Cr_{rms}}^2 = \frac{1}{T_s} \left\{ \left[V_o \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \right]^2 \cdot \left[\frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega_o t}{4 \cdot \omega_o} \right] \Big|_0^{\Delta t_2} + \bar{I}_i^2 \cdot t \Big|_0^{\Delta t_3} \right\} \quad (3.67)$$

Substituindo (3.25) e (3.32) em (3.67), tem-se:

$$I_{Cr_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left[V_o \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \right]^2 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \omega_o} (\pi + \sin^{-1} \alpha) - \frac{1}{4 \cdot \omega_o} (2 \cdot (\pi + \sin^{-1} \alpha)) \right] + \frac{\bar{I}_i^2}{\omega_o} \left[\frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \right\} \quad (3.68)$$

$$I_{Cr_{rms}} = \frac{\bar{I}_i}{T \cdot \omega_o} \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{\bar{I}_i} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \right]^2 \cdot \left(\pi + \sin^{-1} \alpha - \frac{\sin(2\pi + 2 \cdot \sin^{-1} \alpha)}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) \right\} \quad (3.69)$$

Portanto, a expressão final para a corrente eficaz em C_r é dada por :

$$\frac{I_{Cr_{rms}}}{\bar{I}_i} = \left\{ \frac{f}{2\pi \cdot f_o} \left[\frac{1}{2 \cdot \alpha^2} \left[\pi + \sin^{-1} \alpha - \frac{\sin(2\pi + 2\sin^{-1} \alpha)}{2} \right] + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \right\}^{0.5} \quad (3.70)$$

f. Corrente Média nos Diodos da Ponte Retificadora D_{rn} .

A forma de onda da corrente nos diodos da ponte retificadora está mostrada na Fig. 3.7.

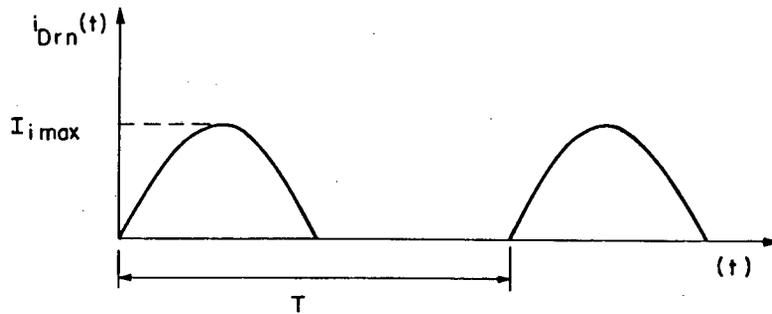


Fig. 3.7 - Corrente nos diodos da ponte retificadora.

Portanto, a corrente média em D_{rn} sera :

$$I_{Dr_{av}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{i\max} \cdot \sin(\omega t) \, d\omega t \quad (3.71)$$

$$I_{Dr_{av}} = \frac{I_{i\max}}{\pi} \quad (3.72)$$

g. Corrente Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora D_{rn} .

Pela Fig. 3.7, o valor eficaz nos diodos D_{rn} é dado por:

$$I_{Dr_{rms}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{i\max})^2 \cdot \sin^2(\omega t) \, d\omega t \quad (3.73)$$

$$I_{Dr_{rms}} = \left\{ \frac{I_{i\max}^2}{2\pi} \left[\frac{\omega t}{2} - \frac{\sin(2 \cdot \omega t)}{4} \right] \Big|_0^{\pi} \right\}^{0.5} \quad (3.74)$$

$$I_{D_r \text{ rms}} = \frac{I_{i \text{ max}}}{2}$$

(3.75)

h. Corrente Eficaz no Indutor de Filtragem L_i .

A forma de onda da corrente eficaz no indutor de filtragem L_i está mostrada na Fig. 3.8.

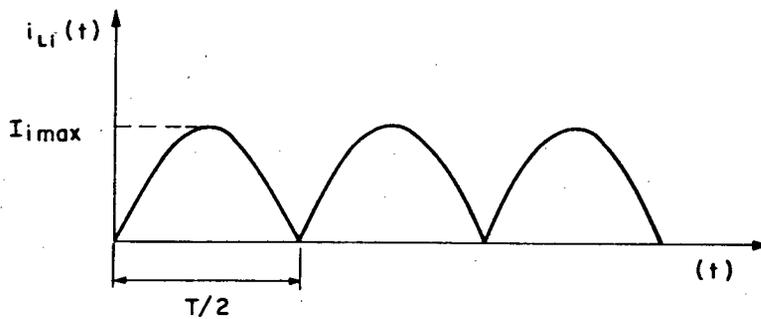


Fig. 3.8 - Corrente no Indutor de Filtragem L_i .

Desse modo a corrente eficaz em L_i será :

$$I_{L_i \text{ rms}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{i \text{ max}})^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t \, d\omega t \quad (3.76)$$

$$I_{L_i \text{ rms}} = \frac{I_{i \text{ max}}}{\sqrt{2}}$$

(3.77)

j. Corrente Máxima na Chave S e Diodo Série D_s .

A corrente máxima em S e D_s , será igual a corrente máxima no indutor de ressonância L_r . Portanto :

$$I_{D_s \max} = I_{s \max} = I_{i \max} + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V_o \quad (3.78)$$

k. *Corrente Máxima no Diodo D_o e Diodos da Ponte Retificadora*

D_{rn}

A corrente máxima em D_o será :

$$I_{D_{rn \max}} = I_{D_o \max} = I_{i \max} \quad (3.79)$$

3.3.3 - Determinação das Tensões Máximas nos Componentes

Ativos do Retificador.

a) *Tensão Máxima nos Componentes Ativos D_o , D_s e S .*

$$\begin{aligned} V_{s \max} &= V_{D_s \max} = V_o \\ V_{D_o \max} &= 2V_o \end{aligned} \quad (3.80)$$

b) *Tensão Máxima nos Diodos da Ponte Retificadora.*

$$V_{D_r \max} = V_p \quad (3.81)$$

Onde

$V_p \Rightarrow$ Tensão de pico da redê.

3.4 - Dedução das Equações do RQR com Chave Bidirecional em Corrente.

O RQR com chave bidirecional em corrente está mostrado na Fig. 3.9.

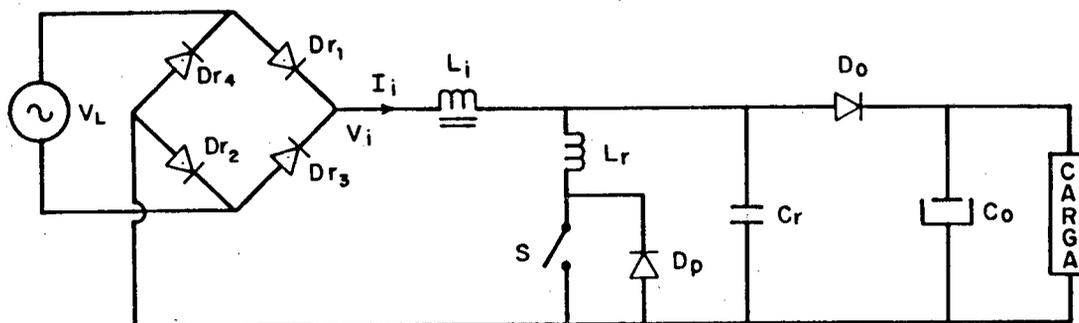


Fig. 3.9 - Circuito do RQR com chave bidirecional em corrente.

3.4.1 - Definição dos Intervalos de Tempo Δt_n .

Utilizando-se o mesmo procedimento de cálculo do item 3.3.1, encontrou-se os intervalos de tempo Δt_n que estão resumidamente representados na Tabela 3.2.

INTERVALO	DURAÇÃO
Primeira Etapa Linear	$\Delta t_1 = \alpha / \omega_0$
Etapa Ressonante	$\Delta t_2 = \left\{ 1 / \omega_0 (2\pi - \text{sen}^{-1}\alpha) \right\}$
Segunda Etapa Linear	$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right\}$
Etapa de Transferência de Energia	$\Delta t_4 = T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)$

Tabela 3.2 - Intervalos de tempo correspondentes às etapas de operação do RQR com chave bidirecional em corrente.

3.4.2 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e Máximas nos Componentes Ativos e Passivos do Retificador.

Utilizando o mesmo procedimento de cálculo do item 3.3.2, serão apresentados neste item apenas os resultados finais.

a) *Corrente Média no Diodo D_o .*

$$\frac{I_{D_o}}{\bar{I}_i} = \left\{ 1 - \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left[\frac{\alpha}{2} + 2\pi - \text{sen}^{-1}\alpha + \frac{1}{\alpha} (1 - \sqrt{1 - \alpha^2}) \right] \right\}$$

(3.82)

b) *Corrente Eficaz no Diodo D_o .*

$$\frac{I_{Do} \text{ rms}}{\bar{I}_i} = \left\{ 1 - \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left[\frac{2}{3} \cdot \alpha + 2\pi - \text{sen}^{-1} \alpha + \frac{1}{\alpha} (1 - \sqrt{1 - \alpha^2}) \right] \right\}^{0.5}$$

(3.83)

c) Corrente Média na Chave S

$$\frac{I_s \text{ av}}{\bar{I}_i} = \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} \cdot [\cos(\text{sen}^{-1} \alpha) + 1] + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha \right\}$$

(3.84)

d) Corrente Eficaz na Chave S

$$\frac{I_s \text{ rms}}{\bar{I}_i} = \left\{ \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left[\frac{\alpha}{3} + \frac{1}{2 \cdot \alpha^2} \left[\pi + \text{sen}^{-1} \alpha - \frac{\text{sen}(2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha)}{2} \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{2}{\alpha} [\cos(\text{sen}^{-1} \alpha) + 1] + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha \right] \right\}^{0.5} \quad (3.85)$$

e) Corrente Média no Diodo Dp.

O tempo de condução do diodo Dp, definido por Δt_q , será dado pela expressão (3.86). Portanto :

$$\Delta t_q = \frac{1}{\omega_o} \left\{ \pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha \right\} \quad (3.86)$$

Assim :

$$I_{Dp} \text{ av} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_q} \left[\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V_o \cdot \text{sen } \omega_o t \, dt + \bar{I}_i \right] dt \quad (3.87)$$

$$I_{Dp_{av}} = \frac{\bar{I}_i}{T_s} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \frac{V_o}{\omega_o} \left[-\cos[\pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha] + 1 \right] + \frac{\bar{I}_i}{\omega_o} [\pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha] \right\} \quad (3.88)$$

ou ainda :

$$\frac{I_{Dp_{av}}}{\bar{I}_i} = \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left\{ \frac{1}{\alpha} \left[\cos(2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha) + 1 \right] + \pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha \right\} \quad (3.89)$$

f) Corrente Eficaz no Diodo D_p .

$$I_{Dp_{rms}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_q} \left[\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V_o \cdot \text{sen } \omega_o t + \bar{I}_i \right]^2 dt \quad (3.90)$$

Substituindo (3.86) em (3.90) e resolvendo a integração, encontra-se:

$$\frac{I_{Dp_{rms}}}{\bar{I}_i} = \left\{ \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left[\frac{1}{2 \cdot \alpha^2} \left[\pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha + \frac{\text{sen}(4 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha)}{2} \right] + \frac{2}{\alpha} \left[\cos(2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha + 1) \right] + \pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1} \alpha \right] \right\}^{0.5} \quad (3.91)$$

g) Corrente Eficaz no Capacitor Cr.

$$\frac{I_{Cr_{rms}}}{\bar{I}_i} = \left\{ \frac{f_s}{2\pi \cdot f_o} \left[\frac{1}{2 \cdot \alpha^2} \left[2\pi - \sin^{-1}\alpha - \frac{\sin(4\pi - 2 \cdot \sin^{-1}\alpha)}{2} \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \right\}^{0.5} \quad (3.92)$$

h) Corrente Média nos Diodos da Ponte Retificadora D_{rn} .

$$I_{Dr_{av}} = \frac{I_{i_{max}}}{\pi} \quad (3.93)$$

i) Corrente Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora D_{rn} .

$$I_{Dr_{rms}} = \frac{I_{i_{max}}}{\sqrt{2}} \quad (3.94)$$

j) Corrente Máxima nos Diodos da Ponte Retificadora D_{rn} .

$$I_{D_{rn_{max}}} = I_{i_{max}} \quad (3.95)$$

k) Corrente Eficaz no Indutor de Filtragem L_i .

$$I_{Li_{rms}} = \frac{I_{i_{max}}}{\sqrt{2}} \quad (3.96)$$

1) *Corrente Máxima na Chave S*

A corrente máxima em S será igual à corrente máxima no indutor de ressonância L_r . Portanto :

$$I_{s_{\max}} = I_{i_{\max}} + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V_o \quad (3.97)$$

m) *Corrente Máxima no Diodo D_p .*

$$I_{Dp_{\max}} = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot V_o - I_{i_{\max}} \quad (3.98)$$

n) *Corrente Máxima em D_o .*

$$I_{D_o_{\max}} = I_{i_{\max}} \quad (3.99)$$

o) *Corrente Eficaz no Indutor Ressonante L_r .*

$$I_{Lr_{\text{rms}}} = \sqrt{I_{s_{\text{rms}}}^2 + I_{Dp_{\text{rms}}}^2} \quad (3.100)$$

3.4.3 - *Determinação das Tensões Máximas nos Componentes Ativos do Retificador.*

a) *Tensão Máxima nos Componentes Ativos D_o , D_p e S.*

$$\begin{aligned} V_{Dp_{\max}} &= V_{Ds_{\max}} = V_o \\ V_{Do_{\max}} &= 2V_o \end{aligned} \quad (3.101)$$

b) *Tensão Máxima nos Diodos da Ponte Retificadora.*

$$V_{D_r \max} = V_p \quad (3.102)$$

3.5 - Conclusões

O comportamento do RQR com chave unidirecional e bidirecional em corrente puderam ser analisados quantitativamente, onde foram obtidas equações fundamentais para o seu dimensionamento.

Pela análise do plano de fase pôde-se observar que a condição necessária para que ocorra comutação não dissipativa é o termo $\sqrt{L_r/C_r} \cdot \bar{I}_i$ ser menor ou igual à V_o . Nesta condição, a corrente na chave S sempre se anulará em um dado período de chaveamento, permitindo o chaveamento com corrente nula.

CAPÍTULO IV

ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA E REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

4.1 - Introdução

Para garantir que a corrente de entrada seja senoidal e em fase com a tensão de alimentação, assegurando um fator de potência unitário, muitas técnicas de modulação têm sido empregadas [5][8][9].

As mais comuns delas são : Modulação por Histerese e Modulação por Largura de Pulso (PWM).

Neste capítulo é abordado o princípio de controle da corrente de entrada utilizando a modulação por histerese e mais especificamente a Modulação em Frequência por Corrente Imposta (MFCI), chamado em [10] por Current-Sense Frequency Control (CSFC).

A MFCI é utilizada no controle da corrente dos retificadores quase-ressonantes propostos neste estudo, onde são feitas simulações através de microcomputadores para testar o princípio da modulação.

É necessário obter, não somente a garantia da forma de onda senoidal da corrente de entrada e seu não defasamento em relação à tensão de alimentação, como também a regulação da tensão de saída, que deverá ser mantida muito baixa, independentemente da variação da carga, para uma dada potência nominal.

Para alcançar tal propósito, faz-se a interação da malha de controle da corrente com a malha de regulação da tensão de saída, através da utilização de um circuito multiplicador de tensão.

4.2 - Técnicas de Modulação

4.2.1 - Modulação por Histerese

Seja o retificador utilizando como interface o conversor boost convencional representado na Fig. 4.1.

O estado da chave S, aberta ou fechada, é determinada pela evolução da corrente de entrada, amostrada através de um circuito de realimentação.

Este circuito consiste em um sensor de corrente (SC), uma ponte retificadora de diodos (RT), um comparador de histerese (CH) e um circuito de ataque da chave S (drive).

Supõe-se que a chave S está fechada. Quando a corrente de entrada excede um limite superior de corrente I_{UR} (Fig. 4.2), S é comandada a abrir. Assim, a energia estocada em L_i é transferida através do diodo D_o para o capacitor de saída e à carga, fazendo com que a corrente decresça. Quando esta tornar-se menor que o limite inferior de corrente I_{LR} , a chave S é comandada a fechar, polarizando reversamente o diodo D_o , que se bloqueia. Neste instante, a corrente I_i começa a crescer em forma de rampa através do indutor L_i .

Portanto a corrente de entrada fica confinada entre dois limites de corrente senoidais, cuja diferença é ΔI_H .

A referência de corrente I_{ref} é obtida através do sensoramento da tensão de alimentação

$$V_L = V_p \cdot \text{sen } \omega t \quad (4.1)$$

sendo, portanto, senoidal.

Os dois limites de corrente, inferior e superior são dados por :

$$I_{UT} = I_{UT_{max}} \cdot \text{sen } \omega t \quad (4.3)$$

e

$$I_{LT} = I_{LT_{max}} \cdot \text{sen } \omega t \quad (4.4)$$

onde

$$\Delta I_H = I_{UT} - I_{LT} \quad (4.5)$$

Portanto, a corrente de referência I_{ref} pode ser expressa por:

$$I_{ref} = I_{UT} - \frac{\Delta I_H}{2} = I_{LT} + \frac{\Delta I_H}{2} \quad (4.6)$$

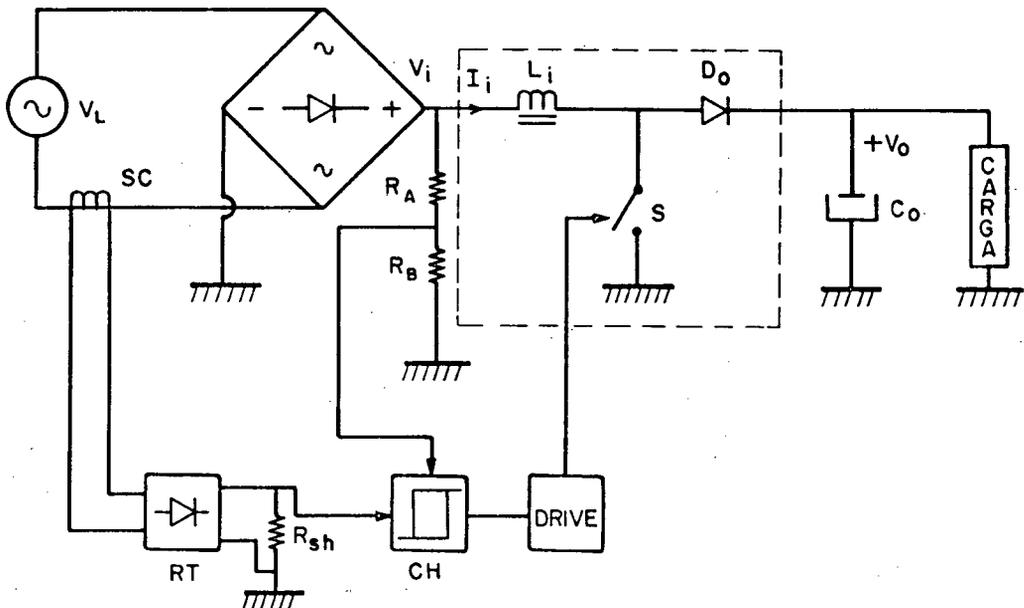


Fig. 4.1 - Retificador utilizando conversor boost convencional como interface.

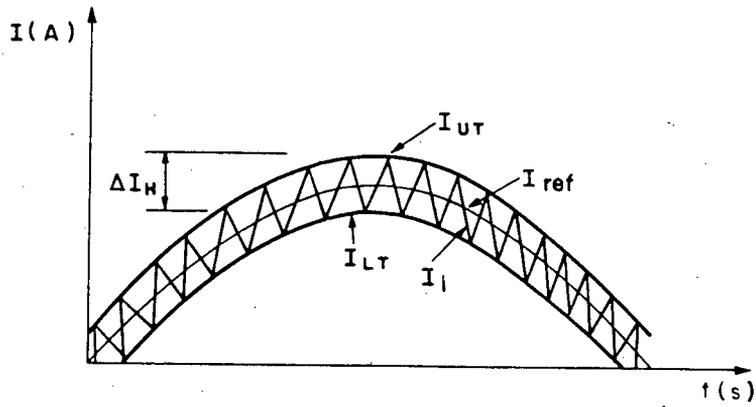


Fig. 4.2 - Corrente de entrada I_i , corrente limiar superior I_{UT} , corrente limiar inferior I_{LT} e corrente de referência I_{ref} .

Contudo, existem maneiras deste mesmo conversor empregar a modulação por histerese utilizando o princípio da ressonância.

Considera-se por exemplo, o RQR com chave bidirecional em corrente representado na Fig. 4.3.

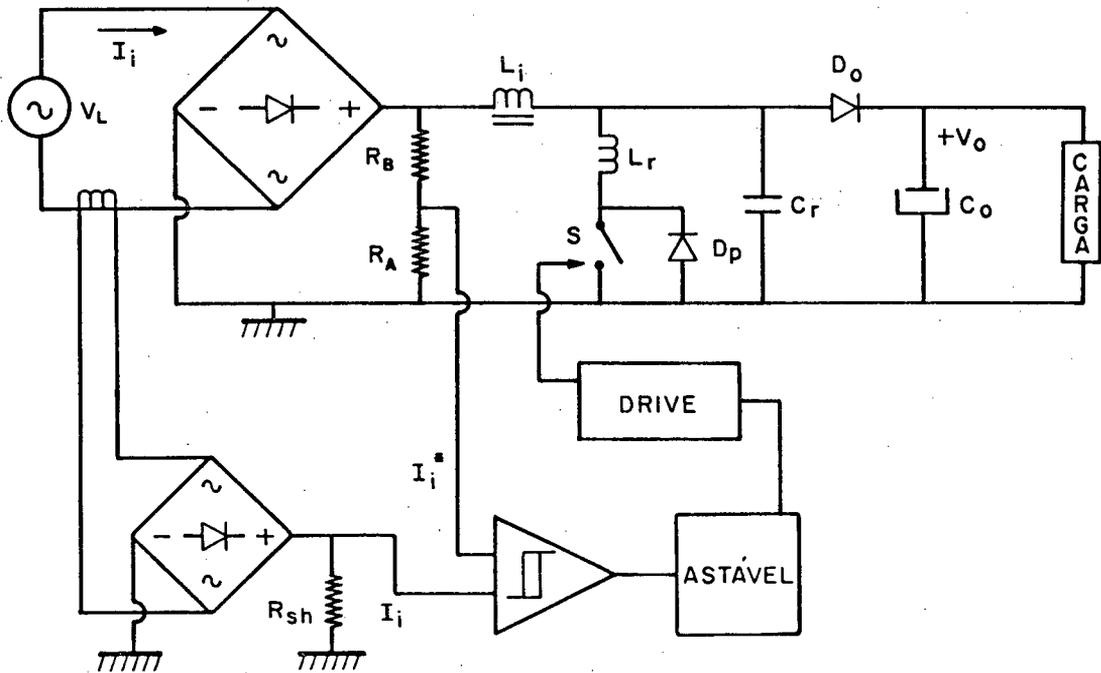


Fig. 4.3 - Circuito do RQR com chave bidirecional em corrente.

A Fig. 4.4 mostra um pequeno intervalo de tempo correspondente à evolução da corrente de entrada confinada na faixa de histerese da Fig. 4.2.

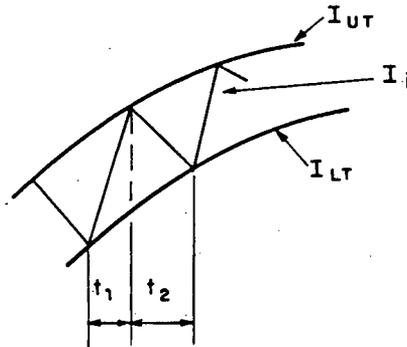


Fig. 4.4 - Pequeno trecho da corrente I_i na modulação por histerese.

O princípio de funcionamento consiste em fazer com que, durante o tempo t_1 , o conversor opere com uma frequência pré-estabelecida por um oscilador que autoriza a abertura e o fechamento de S sob corrente nula.

Pode-se definir, portanto, duas frequências, f_1 e f_2 . A frequência f_1 é variável e dada pelo inverso do somatório dos tempos t_1 e t_2 . A frequência f_2 é constante e maior que f_1 , sendo determinada pelo circuito oscilador.

Deve ser salientado que a frequência de chaveamento f_2 deverá ser mantida muito próxima da frequência de ressonância, desse modo, durante o tempo t_1 , a chave pode ser considerada como se estivesse fechada.

Quando a corrente I_i atingir o limite superior de referência I_{UT} , a chave S é comandada a bloquear e permanece nesse estado durante o tempo t_2 , ou seja, até que a corrente de entrada atinja o limite inferior de referência I_{LT} .

Nota-se que a corrente de entrada é mantida senoidal, como é o objetivo da modulação, e com a vantagem adicional do conversor operar com comutação não dissipativa pela utilização do princípio da ressonância.

No entanto, para o dimensionamento do indutor de entrada utiliza-se, dentre outros, como parâmetro, a frequência correspondente ao inverso da somatória dos tempos t_1 e t_2 . Estes tempos podem ser grandes, pois dependem da faixa de histerese e da própria carga. Desse modo, a minimização do indutor de entrada torna-se prejudicada.

4.2.2 - Modulação em Frequência por Corrente Imposta (MFCI).

4.2.2.1 - MFCI aplicada ao RQR com chave unidirecional em corrente

O método de controle da corrente de entrada, considerando o retificador quase-ressonante com chave unidirecional em corrente é mostrado na Fig. 4.5.

Esta modulação consiste em comparar a corrente de entrada I_i , obtida através de um sensor de corrente na entrada AC do retificador, com uma corrente de referência I_i^* , proporcional à tensão de alimentação, durante o tempo no qual a chave S está aberta.

No momento em que $I_i = I_i^*$, a chave S é fechada e permanece neste estado durante o intervalo de tempo definido por t_{on} , previamente determinado pelo circuito monoastável, que representa a somatória dos tempos da primeira etapa linear mais a etapa ressonante.

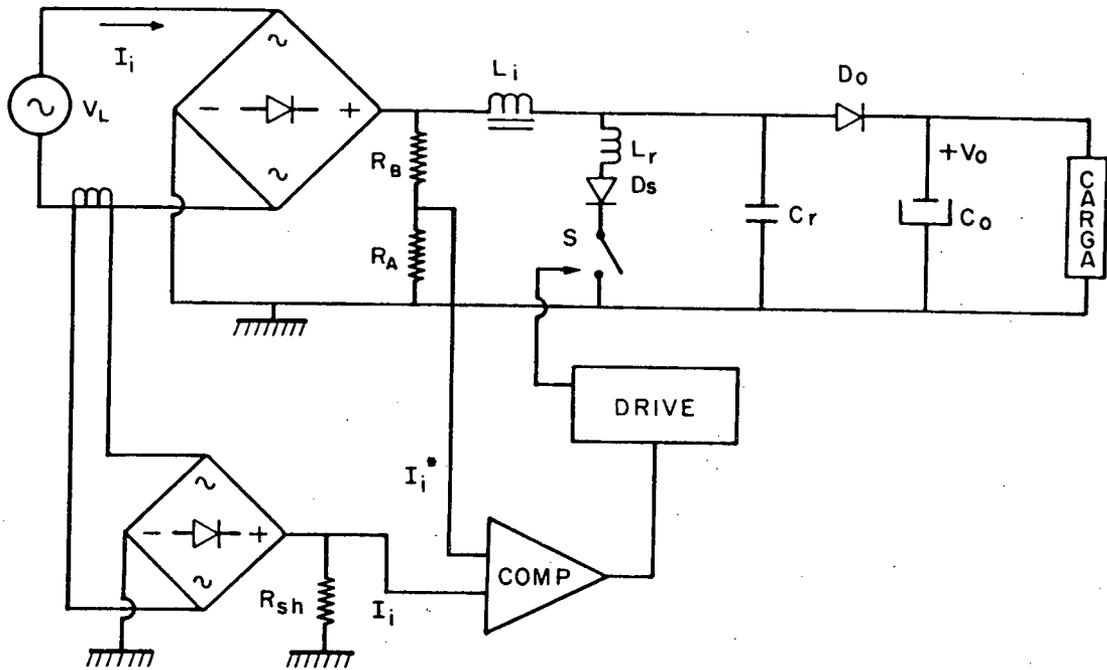


Fig. 4.5 - Diagrama do método de controle da corrente de entrada.

É importante notar que em malha aberta a corrente de entrada ou ainda a potência de entrada pode ser variada apenas variando a corrente de referência I_i^* .

A frequência de chaveamento do retificador é determinada pelos tempos t_{on_n} e t_{off_n} (Fig. 4.6).

O tempo t_{on_n} representa o tempo no qual a corrente de entrada está subindo e pode ser aproximadamente definido pela somatória dos tempos correspondentes às três primeiras etapas de operação do RQR. Portanto :

$$t_{on_n} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (4.7)$$

ou ainda

$$t_{on_n} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \alpha + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right\} \quad (4.8)$$

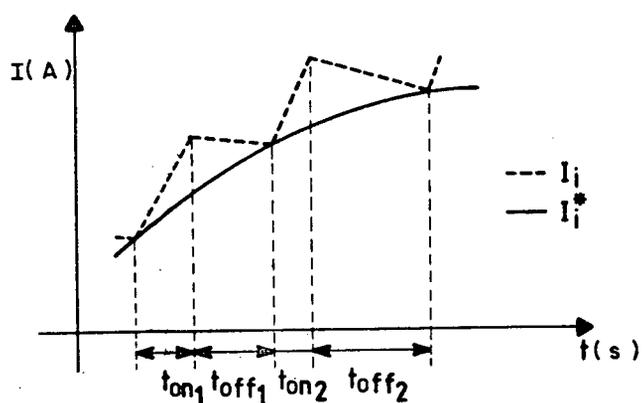


Fig. 4.6 - Forma de onda da corrente de entrada I_i e corrente de referência senoidal I_i^* da MFCI.

Como foi visto na análise quantitativa do RQR no Capítulo III, o parâmetro α é variável em função da corrente senoidal de entrada (Fig. 4.7), sendo definido por:

$$\alpha = \frac{I_{i_{\max}} \cdot \text{sen } \omega t}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (4.9)$$

ou ainda :

$$\alpha = \alpha_{\max} \cdot \text{sen } \omega t$$

Portanto, a influência de α na duração do tempo t_{on_n} é significativa, ou seja, quanto menor for α , maior será t_{on_n} .

Isto ocorre porque Δt_3 , que representa o tempo de carga linear do capacitor ressonante, é relevante na determinação de t_{on_n} , estando diretamente ligado com a amplitude da corrente de entrada, e conseqüentemente com o valor de α (4.9).

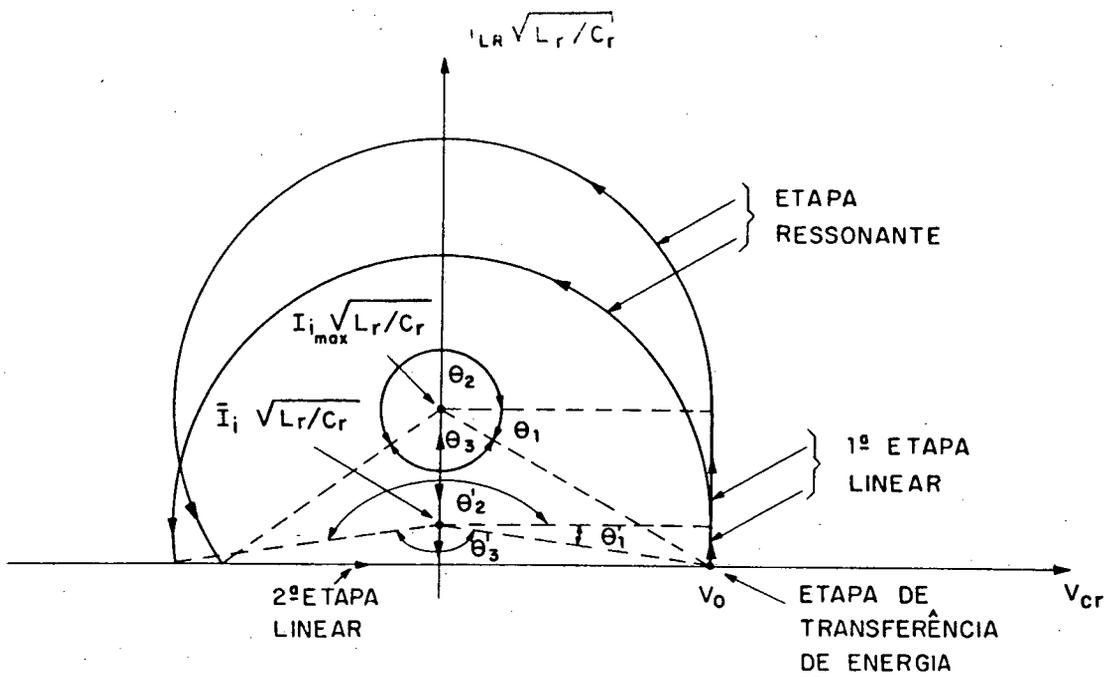


Fig. 4.7 - Plano de Fase do RQR com chave unidirecional em corrente, considerando a corrente de entrada senoidal.

4.2.2.1.1 - Determinação da ondulação da corrente de entrada

Δi e do tempo t_{off_n} .

Considera-se a chave S fechada. A tensão no indutor L_i é dada por :

$$v_{Li} = V_L = L_i \frac{d\bar{I}_i}{dt} \quad (4.10)$$

onde

$$V_L = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.11)$$

Pelas expressões (4.10) e (4.11), a ondulação da corrente de entrada será :

$$\Delta I_i = \frac{V_p \cdot t_{on_n}}{L_i} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.12)$$

O ΔI_i máximo é encontrado quando $\omega t = \pi/2$. Pelas expressões (4.8), (4.9) e (4.12), tem-se:

$$\Delta I_{i_{\max}} = \frac{V_p}{L_i} \cdot \frac{1}{\omega_0} \left\{ \alpha_{\max} + \pi + \text{sen}^{-1} \alpha_{\max} + \frac{1}{\alpha_{\max}} + \sqrt{\frac{1}{\alpha_{\max}^2} - 1} \right\} \quad (4.13)$$

Considera-se agora o momento em que a chave S está aberta. A ondulação de corrente ΔI_i é dada por:

$$\Delta I_i = \frac{[V_o - V_p \cdot \text{sen } \omega t]}{L_i} \cdot t_{\text{off}_n} \quad (4.14)$$

Igualando as expressões (4.23) e (4.25), encontra-se o tempo t_{off_n} . Portanto :

$$t_{\text{off}_n} = \frac{t_{\text{on}_n} \cdot \text{sen } (\omega t)}{V_o/V_p - \text{sen } (\omega t)} \quad (4.15)$$

onde

V_p - Tensão de pico na entrada;

V_o - Tensão de saída;

$\omega = 2\pi \cdot f$; f - frequência da rede.

Nota-se pela expressão 4.26 que, mantida a relação V_o/V_p constante, o tempo t_{off_n} depende da variação angular da corrente de entrada, ωt .

4.2.2.1.2 - Determinação da frequência mínima e máxima de chaveamento do RQR com chave unidirecional em corrente.

A frequência mínima de chaveamento ocorre quando t_{off_n} é mínimo, ou seja, quando $\omega t = \pi/2$. Neste momento, $\alpha = \alpha_{max}$ e a partir da expressão (4.8) t_{on_n} será mínimo. Desse modo, pela expressão (4.15) $t_{off_{max}}$ é dado por :

$$t_{off_{max}} = \frac{t_{on_{min}}}{V_o/V_p - 1} \quad (4.16)$$

Portanto a frequência mínima de chaveamento é obtida pela expressão seguinte :

$$f_{s_{min}} = \frac{1}{t_{on_{min}} + t_{off_{max}}} \quad (4.17)$$

Os tempos t_{on_p} e t_{off_p} , assim definidos, ocorrem quando a frequência de chaveamento é máxima e são obtidos pelas expressões (4.8), (4.9) e (4.15). Assim, $f_{s_{max}}$ é dado por:

$$f_{s_{max}} = \frac{1}{t_{on_p} + t_{off_p}} \quad (4.18)$$

Nota-se a dificuldade em conseguir os termos t_{on_p} e t_{off_p} , que resultem em uma frequência de chaveamento máxima. Neste caso, faz-se necessária a utilização de ábacos, obtidos através de programas computacionais que auxiliem a obtenção de $f_{s_{max}}$.

Será confirmado no capítulo seguinte, através dos ábacos, que

quanto maior a frequência de ressonância, maior será a frequência de chaveamento do circuito, mantida a relação V_o/V_p e α_{max} constantes. Isto se verifica pelas eq(s). 4.8 e 4.15, onde t_{on_n} é inversamente proporcional a f_o e t_{off_n} é diretamente proporcional à t_{on_n} .

4.2.2.2 - MFCI aplicada ao RQR com chave bidirecional em corrente.

O método de controle da corrente de entrada considerando o RQR com chave bidirecional em corrente é o mesmo do adotado na Fig. 4.5.

A frequência de chaveamento do retificador é determinada pelos tempos t'_{on_n} e t'_{off_n} (Fig. 4.8).

O tempo t'_{on_n} representa, aproximadamente, o tempo no qual a corrente de entrada está subindo, ou seja:

$$t'_{on_n} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (4.19)$$

ou ainda:

$$t'_{on_n} = \frac{1}{\omega_o} \left\{ \alpha + 2\pi - \text{sen}^{-1}\alpha + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right\} \quad (4.20)$$

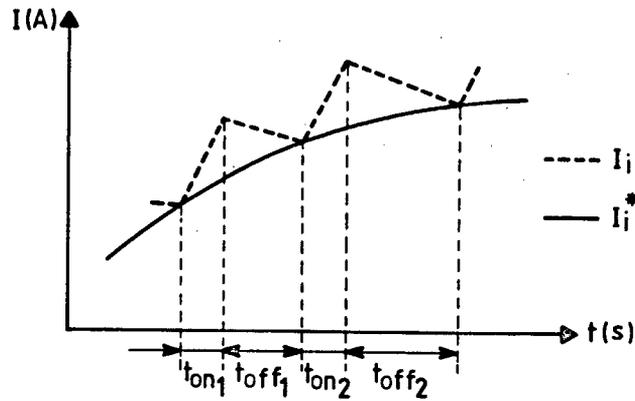


Fig. 4.8 - Forma de onda da corrente de entrada I_i e corrente de referência I_i^* da MFCI.

Diferindo-se do RQR com chave unidirecional em corrente, o tempo t_{on} pode ser considerado constante, independentemente do parâmetro α , ou ainda da corrente de entrada, pois $\Delta t_1 + \Delta t_2$ predominam sobre o tempo de carga do capacitor ressonante Δt_3 , que é muito curto.

4.2.2.2.1 - Determinação da ondulação da corrente de entrada

Δi e do tempo t_{off} .

Como na expressão (4.12), a ondulação da corrente de entrada será :

$$\Delta i = \frac{V_p \cdot t_{on}}{L_i} \cdot \sin \omega t \quad (4.21)$$

O Δi máximo é encontrado quando $\omega t = \pi/2$. Pelas expressões (4.9), (4.20) e (4.21), tem-se:

$$\Delta I_{i_{\max}} = \frac{V_p}{L_i} \cdot \frac{1}{\omega_o} \left\{ \alpha_{\max} + 2\pi - \sin^{-1} \alpha_{\max} + \frac{1}{\alpha_{\max}} - \sqrt{\frac{1}{\alpha_{\max}^2} - 1} \right\} \quad (4.22)$$

Substituindo t_{on_n} por t'_{on_n} na expressão (4.15), encontra-se t'_{off_n} . Portanto :

$$t'_{off_n} = \frac{t'_{on_n} \cdot \sin(\omega t)}{V_o/V_p - \sin(\omega t)} \quad (4.23)$$

4.2.2.2.2 - Determinação da frequência mínima e máxima de chaveamento do RQR com chave bidirecional em corrente.

A frequência mínima de chaveamento ocorre quando $\omega t = \pi/2$. Pelas expressões (4.20) e (4.23), encontram-se t'_{on_n} e $t'_{off_{\max}}$ respectivamente. Portanto :

$$f_{s_{\min}} = \frac{1}{t'_{on_n} + t'_{off_{\max}}} \quad (4.24)$$

Considerando t'_{on_n} constante ao longo do tempo e t'_{off_n} aproximadamente nulo para $\omega t = 0$, expressão (4.23), a frequência máxima de chaveamento é dada por :

$$f_{s_{\max}} = \frac{1}{t_{on_n}} \quad (4.25)$$

ou ainda :

$$\boxed{f_{s_{\max}} \cong f_o} \quad (4.26)$$

4.2.2.3 - Simulação do RQR utilizando a modulação em frequência por corrente imposta MFCI.

Para comprovar o princípio da modulação em frequência por corrente imposta, foi elaborado um programa computacional de simulação no qual a corrente de entrada, i_i , é realimentada e comparada com uma corrente de referência, i_i^* , pré-estabelecida. Quando $i_i = i_i^*$, a chave S é comandada a entrar em condução, permanecendo nesta condição por um tempo, também, pré-estabelecido pelo programa.

As variáveis de estado do sistema são: correntes nos indutores L_i e L_r e tensões nos capacitores C_r e C_o .

As formas de onda relevantes são apresentadas nas Fig. 4.9 e 4.10, onde utilizou-se os seguintes parâmetros para a simulação: $i_i^* = 2$ A, $V_{in} = 200$ V, $V_o = 310$ V, $L_r = 6$ μ H, $L_i = 400$ μ H, $C_r = 22$ nF, $C_o = 150$ μ F e $R_o = 660$ Ω (carga resistiva).

A MFCI será a modulação empregada em nosso estudo devido a sua simplicidade e facilidade de implementação.

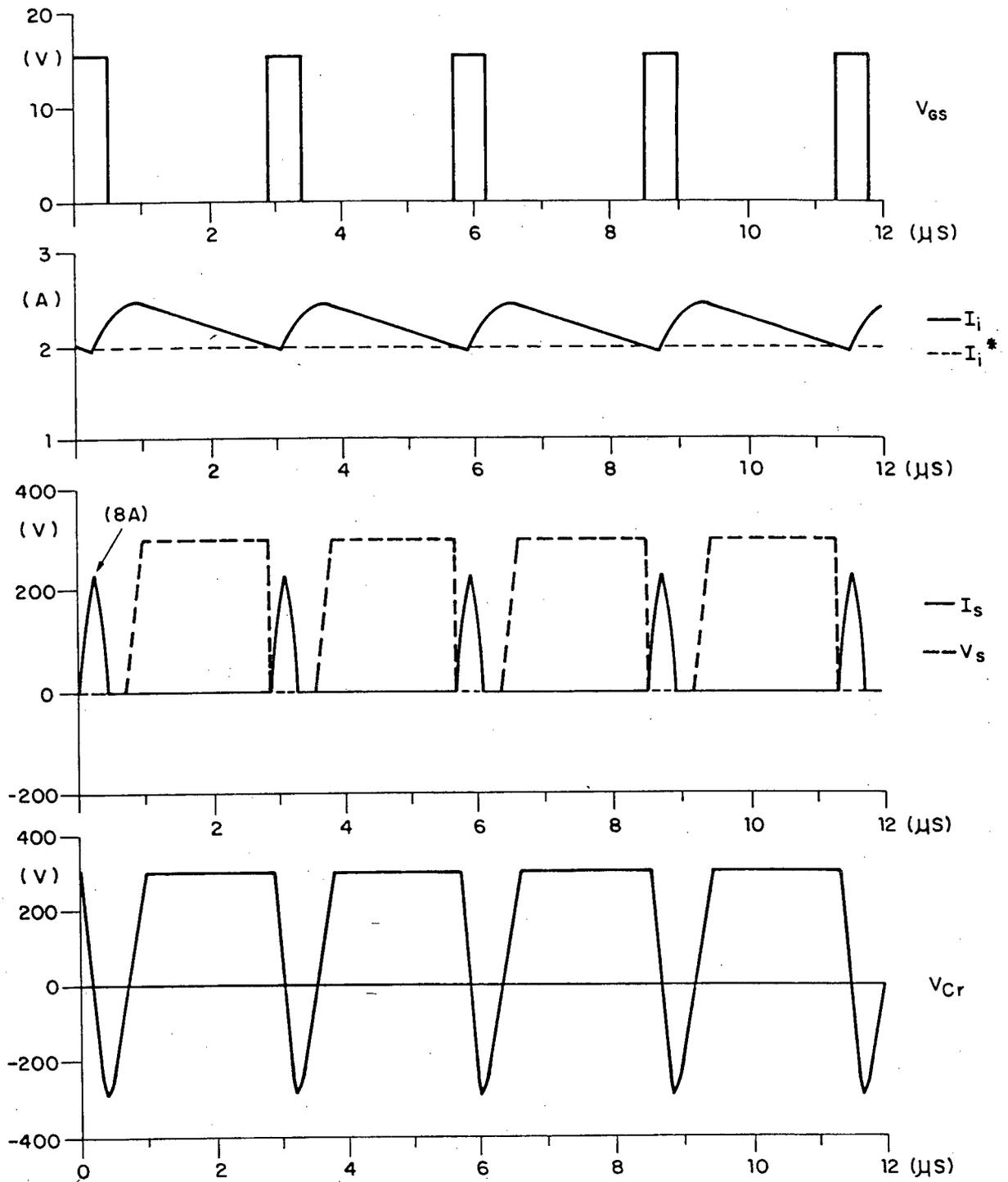


Fig. 4.9 - Formas de onda relevantes do RQR com chave

unidirecional em corrente geradas por simulação,
 onde : V_{gs} - Tensão de comando na chave S

I_i - Corrente de entrada I_i^* - Corrente de referência

I_s - Corrente na chave S V_s - Tensão na chave S

V_{cr} - Tensão no capacitor ressonante.

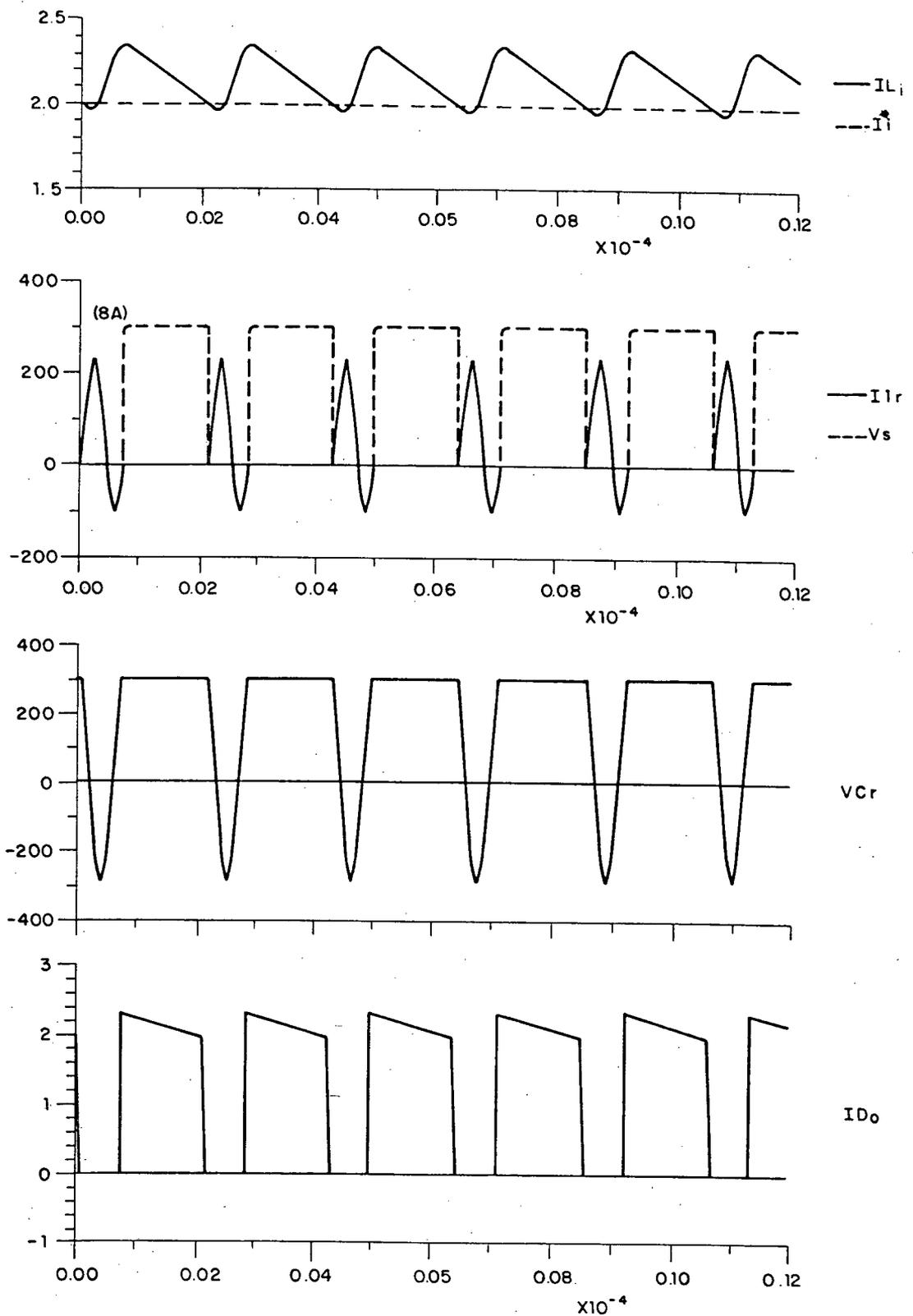


Fig. 4.10 - Formas de onda relevantes do RQR com chave bidirecional em corrente geradas por simulação, onde : V_{cs} - Tensão de comando na chave S
 I_i - Corrente de entrada I_i^* - Corrente de referência
 I_s - Corrente na chave S V_s - Tensão na chave S
 V_{cr} - Tensão no capacitor ressonante. I_{D0} - Corrente em D_0

4.3 - Regulação da Tensão de Saída do RQR.

Em muitas ocasiões, quando se utiliza como interface para corrigir o fator de potência um conversor boost convencional operando de modo contínuo, ou seja, quando a corrente no indutor de entrada não decai a zero, é necessária a utilização do circuito multiplicador para se obter regulação da tensão de saída [2]-[4]. Desse modo, quando se trata do retificador quase-ressonante, também operando em modo contínuo, a utilização deste circuito não é desprezada.

O circuito multiplicador é usado para controlar a amplitude do sinal da corrente de referência senoidal i_i^* . Este controle é obtido pela multiplicação do sinal proporcional à tensão de entrada pelo sinal V_e , originado do regulador de tensão (Fig. 4.11). Dessa maneira consegue-se controlar o fluxo de potência entregue à carga.

Considera-se um retificador operando com carga nominal. Quando por algum motivo ocorre uma diminuição da carga, considerando a tensão de saída regulada, a corrente de referência automaticamente deverá diminuir, de forma que o fluxo de potência entregue à carga diminua.

Isto caracteriza a interação das duas malhas utilizadas; uma para controle da corrente, a outra para a regulação da tensão de saída.

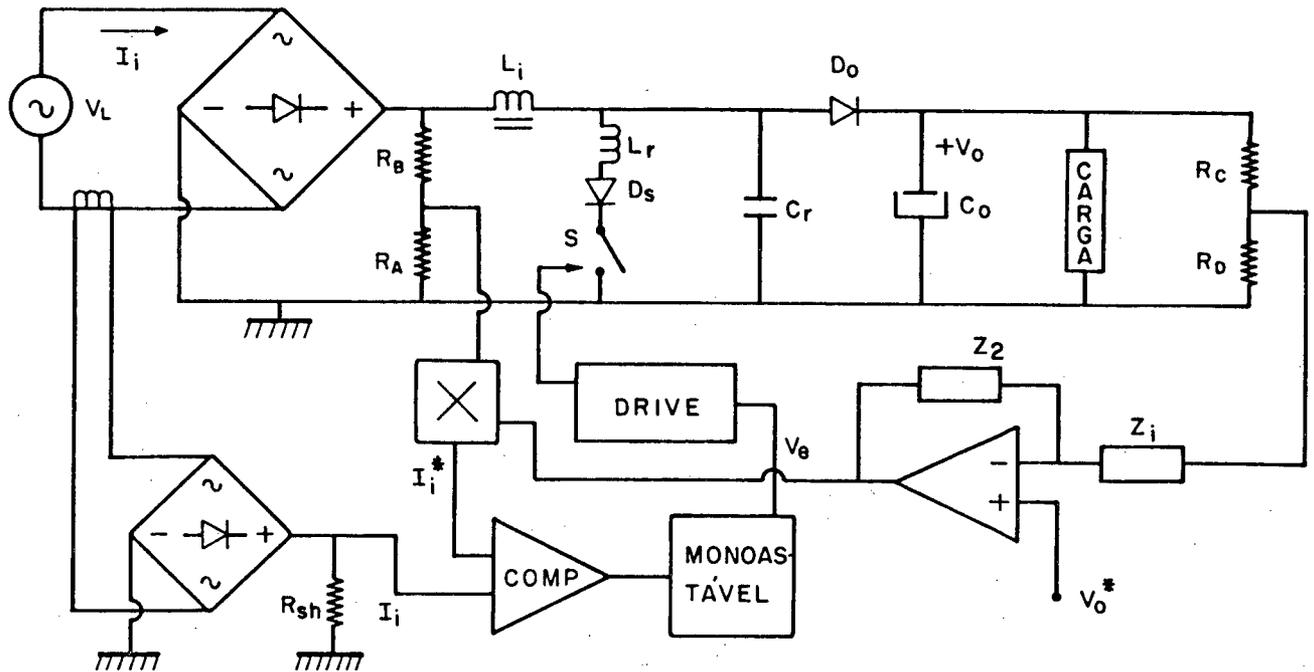


Fig. 4.11 - Diagrama do método de controle da corrente de entrada e regulação da tensão de saída.

4.3.1 - Obtenção da Função de Transferência do RQR.

Com o intuito de simplificar a análise do conversor, a carga, representada por uma resistência R_L , juntamente com o filtro de saída C_o , serão considerados alimentados por uma fonte de corrente equivalente I_o , cujo valor representa a corrente média através do diodo D_o .

Desse modo, o RQR poderá ser representado pelo modelo mostrado na Fig. 4.12.

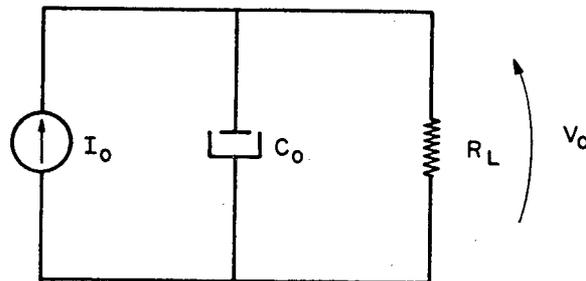


Fig. 4.12 - Modelo do RQR.

Seja a expressão que define a potência de entrada do retificador.

$$P_{in} = \frac{I_{i_{max}} \cdot V_p}{2} \quad (4.27)$$

Considerando que a corrente I_o circula toda ela pelo resistor, e igualando a potência de entrada com a potência de saída, obtém-se a expressão que determina o valor médio da corrente I_o para o modelo proposto. Desse modo:

$$I_o = \frac{V_p}{2 \cdot V_o} \cdot I_{i_{max}} \quad (4.28)$$

Observa-se que foram desprezadas as oscilações na carga, ou seja, a corrente que flui através do capacitor de filtro foi ignorada.

Em regime permanente, a tensão de saída V_o do circuito equivalente da Fig. 4.12 poderá ser representada por:

$$V_o = I_o \cdot R_L \quad (4.29)$$

Assim, substituindo (4.29) em (4.28), encontra-se a relação existente entre a tensão de saída e a corrente de pico de entrada.

Ou seja :

$$\frac{V_o}{I_{i_{max}}} = \frac{V_p}{2 \cdot V_o} \cdot R_L \quad (4.30)$$

A função de transferência no domínio da frequência do modelo da Fig. 4.12 é dada por:

$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_L}{1 + R_L \cdot C_o \cdot s} \quad (4.31)$$

ou ainda

$$\frac{V_o(s)}{I_{i_{\max}}(s)} = K_w \cdot \frac{R_L}{1 + R_L \cdot C_o \cdot s} \quad (4.32)$$

onde

$$K_w = \frac{V_p}{2 \cdot V_o} \quad (4.33)$$

4.3.1.1 - Determinação da função de transferência do sistema considerando o regulador proporcional integral (PI)

A representação do sistema em malha fechada considerando o regulador como sendo proporcional integral, está mostrada no diagrama funcional da Fig. 4.13.

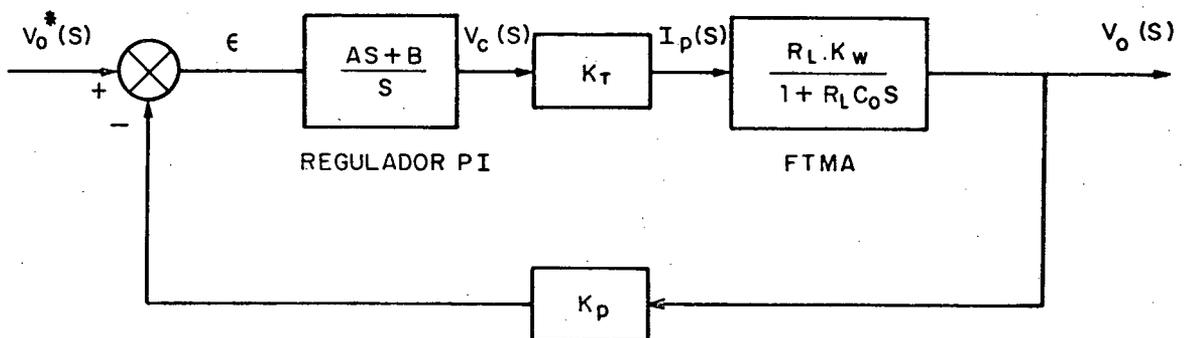


Fig. 4.13 - Diagrama funcional do sistema em malha fechada com regulador PI.

Onde K_T representa o fator de multiplicação do multiplicador de tensão utilizado, sendo definido por :

$$K_T = K \cdot K_J \quad (4.34)$$

O fator K , denominado como o divisor resistivo da tensão de entrada amostrada, é dada por :

$$K = \frac{R_A}{R_A + R_B} \cdot V_P \quad (4.35)$$

O fator K_J representa o fator de escala do multiplicador, e é definido em projeto.

A função de transferência do sistema em malha fechada será :

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (4.36)$$

onde :

$$G(s) = \frac{(A \cdot s + B) \cdot K_T \cdot K_w \cdot R_L}{s \cdot (1 + R_L \cdot C_o \cdot s)} \quad (4.37)$$

e

$$H(s) = K_P$$

Desse modo :

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{\left(\frac{A \cdot s + B}{s} \right) \cdot K_T \cdot \left(\frac{R_L \cdot K_w}{1 + R_L \cdot C_o \cdot s} \right)}{1 + \left(\frac{A \cdot s + B}{s} \right) \cdot K_T \cdot \left(\frac{R_L \cdot K_w}{1 + R_L \cdot C_o \cdot s} \right) \cdot K_P} \quad (4.38)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{(A \cdot s + B) \cdot K_T \cdot K_w \cdot R_L}{s + R_L \cdot C_o \cdot s^2 + A \cdot K_T \cdot R_L \cdot K_w \cdot K_P \cdot s + B \cdot K_T \cdot R_L \cdot K_w \cdot K_P} \quad (4.39)$$

ou ainda :

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{K_w \cdot K_T}{C_o} \cdot \frac{(A \cdot s + B)}{s^2 + s \cdot \left[\frac{1 + A \cdot K_T + K_w \cdot R_L \cdot K_P}{R_L \cdot C_o} \right] + \frac{B \cdot K_T \cdot K_w \cdot K_P}{C_o}} \quad (4.40)$$

Assim, a partir de (4.40) tem-se :

$$W_n^2 = \frac{B \cdot K_T \cdot K_w \cdot K_P}{C_o} \quad (4.41)$$

e

$$2 \cdot \zeta \cdot W_n = \frac{1 + A \cdot K_T \cdot K_w \cdot R_L \cdot K_P}{R_L \cdot C_o} \quad (4.42)$$

onde $\zeta \Rightarrow$ coeficiente de amortecimento do sistema

$W_n \Rightarrow$ frequência natural não amortecida

$A \Rightarrow$ ganho proporcional

$B \Rightarrow$ ganho integral

Define-se t_s como o tempo de acomodação do sistema. Portanto, para ζ entre 0 e 0.9, t_s é aproximadamente igual a quatro vezes a constante de tempo do sistema. Desse modo:

$$t_s = \frac{4}{\zeta \cdot \omega_n} \quad (4.43)$$

4.3.1.2 - Determinação da Função de Transferência do Sistema Considerando o Regulador Proporcional (P).

A representação do sistema em malha fechada considerando o regulador como sendo apenas proporcional, está mostrada no diagrama funcional da Fig. 4.14.

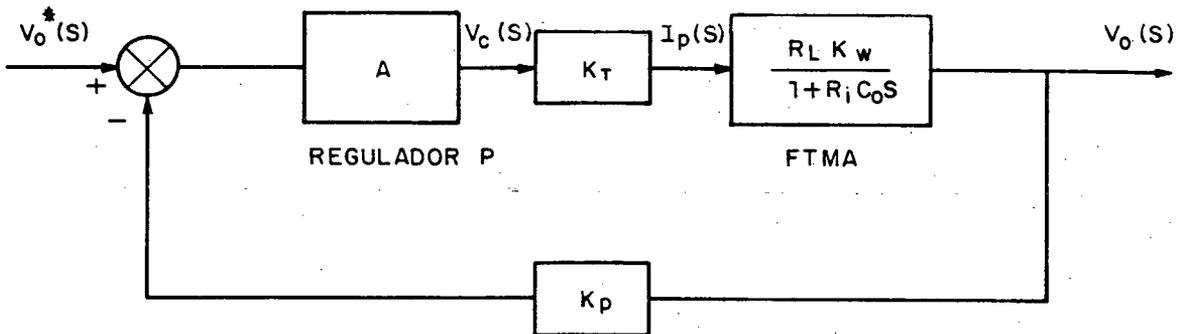


Fig. 4.14 - Diagrama funcional do sistema em malha fechada com regulador P.

A função de transferência em malha fechada é dada pela seguinte expressão:

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{\frac{A \cdot K_T \cdot R_L \cdot K_w}{1 + R_L \cdot C_o \cdot s}}{1 + \frac{A \cdot K_T \cdot R_L \cdot K_w}{1 + R_L \cdot C_o \cdot s}} \quad (4.44)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{A \cdot K_T \cdot R_L \cdot K_w}{1 + R_L \cdot C_o \cdot s + A \cdot K_T \cdot R_L \cdot K_w \cdot K_p} \quad (4.45)$$

ou ainda :

$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{A \cdot K_T \cdot K_w}{C_o} \cdot \frac{1}{s + \frac{A \cdot K_T \cdot R_L \cdot K_w \cdot K_p + 1}{R_L \cdot C_o}}$	(4.46)
-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	--------

Este sistema caracteriza-se por ser de primeira ordem e sua constante de tempo é dada por :

$$\tau = \frac{R_L \cdot C_o}{A \cdot K_T \cdot R_L \cdot K_w \cdot K_p + 1} \quad (4.47)$$

O tempo de acomodação, caracterizado pela entrada do sistema em regime após uma eventual perturbação é dada por :

$$t_s = 4 \cdot \tau \quad (4.48)$$

4.3.2 - Diagramas do Lugar das Raízes.

Considera-se o sistema representado na Fig. 4.13. Este pode ainda ser representado pelo seguinte diagrama funcional.

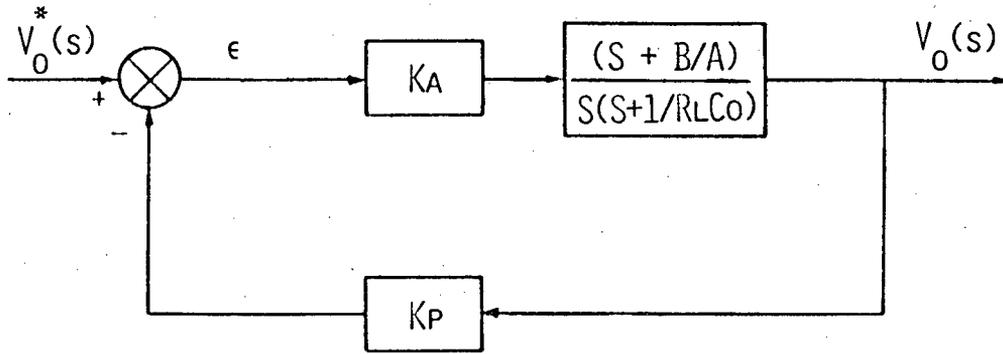


Fig. 4.15 - Diagrama funcional do sistema em malha fechada com regulador PI.

$$\text{Onde } K_A = \frac{A \cdot K_T \cdot K_w}{C_o} \quad (4.49)$$

O ganho do sistema em malha fechada definido por K_B é dado por:

$$K_B = K_A \cdot K_P$$

A função de transferência em malha aberta do sistema $G(s) \cdot H(s)$ é:

$$G(s) \cdot H(s) = \frac{K_B(s + B/A)}{s[s + 1/RL \cdot C_o]} = \frac{K_B(s + Z_1)}{s(s + P_2)} \quad (4.50)$$

O lugar das raízes correspondente a todos os valores de K_B para o sistema em malha fechada está indicado na Fig. 4.16. O movimento das raízes conforme K_B aumenta está indicado por setas.

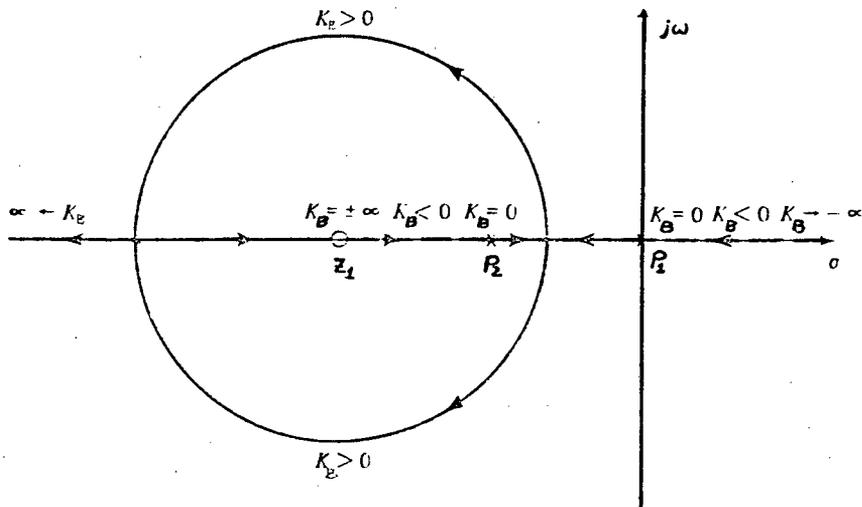


Fig. 4.16 - Gráfico do lugar das raízes do sistema com regulador PI.

Da mesma maneira, o sistema representado na Fig. 4.14 pode ser representado pelo seguinte diagrama funcional.

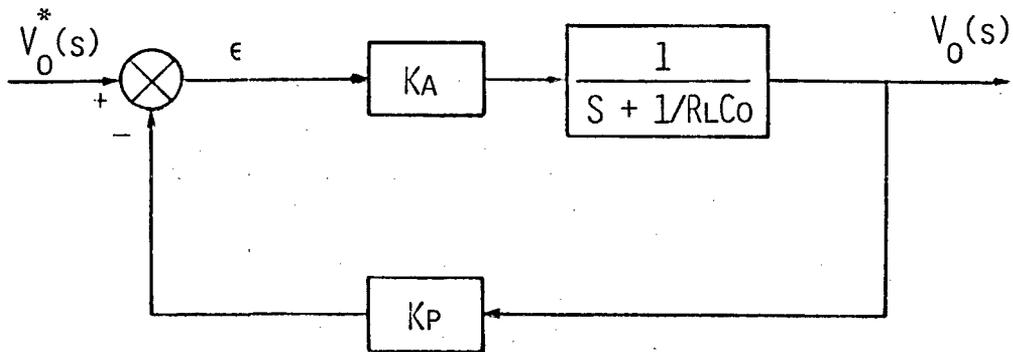


Fig. 4.17 - Diagrama funcional do sistema em malha fechada com regulador P.

$$\text{Onde } K_A = \frac{A \cdot K_T \cdot K_w}{C_0} \quad (4.51)$$

A função de transferência em malha aberta do sistema $G(s) \cdot H(s)$ é :

$$G(s).H(s) = \frac{K_A \cdot K_P}{(s + 1/RL.C_o)} = \frac{K_B}{(s + 1/RL.C_o)} \quad (4.52)$$

Logo, o lugar das raízes será:

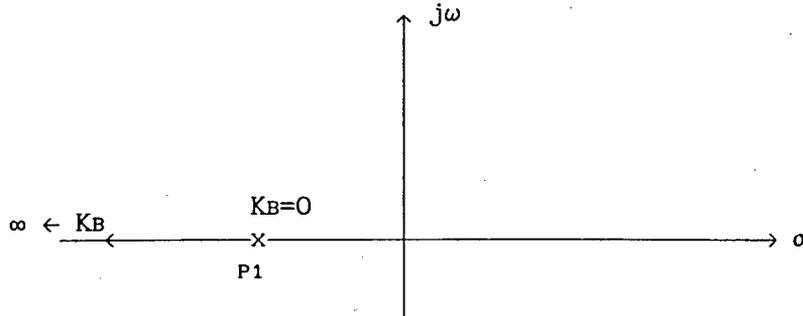


Fig. 4.18 - Gráfico do lugar das raízes do sistema com regulador P.

4.3.3 - Erro em Regime Permanente.

O erro em regime permanente do sistema é dado pela seguinte expressão.

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \cdot V_o^*(s)}{1 + G(s).H(s)} \quad (4.53)$$

Considerando a expressão (4.53) para uma entrada degrau de amplitude V_o^* , temos :

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{V_o^*}{1 + G(s).H(s)} \quad (4.54)$$

Definindo o coeficiente de ganho de posição estático K_p por:

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s).H(s) \quad (4.55)$$

A expressão (4.53) torna-se

$$e_{ss} = \frac{V_o^*}{1 + K_p} \quad (4.56)$$

Para o sistema da Fig. 4.15, tem-se que o erro em regime permanente é nulo.

Já para o sistema da Fig. 4.17, pelas expressões 4.51, 4.55 e 4.56 o erro é dado por:

$$e_{ss} = \frac{V_o^*}{1 + A.K_T.K_w.K_p.R_L} \quad (4.57)$$

4.4 - Conclusões

Foram apresentadas neste capítulo várias estratégias de modulação para controlar a corrente de entrada, de forma a corrigir o fator de potência.

A modulação em frequência por corrente imposta MFCI mostrou ser a mais desejável, em virtude de sua simplicidade, facilidade de implementação e minimização do indutor de entrada L_i .

Para esta modulação, a frequência máxima de chaveamento está diretamente ligada com a frequência de ressonância do circuito, ou

seja, quanto maior f_o , maior será a frequência de chaveamento do conversor.

Como o RQR opera em modo contínuo, faz-se necessária a utilização do circuito multiplicador para promover a regulação da tensão de saída, juntamente com o controle da corrente de entrada.

A regulação da tensão de saída foi analisada levando em consideração a utilização de compensadores do tipo proporcional e proporcional integral.

O diagrama do lugar das raízes foi introduzido para análise da evolução dos polos do sistema para vários valores de K_B .

CAPÍTULO V

GERAÇÃO DE ÁBACOS E PROCEDIMENTO DE PROJETO DO RQR

5.1 - Introdução

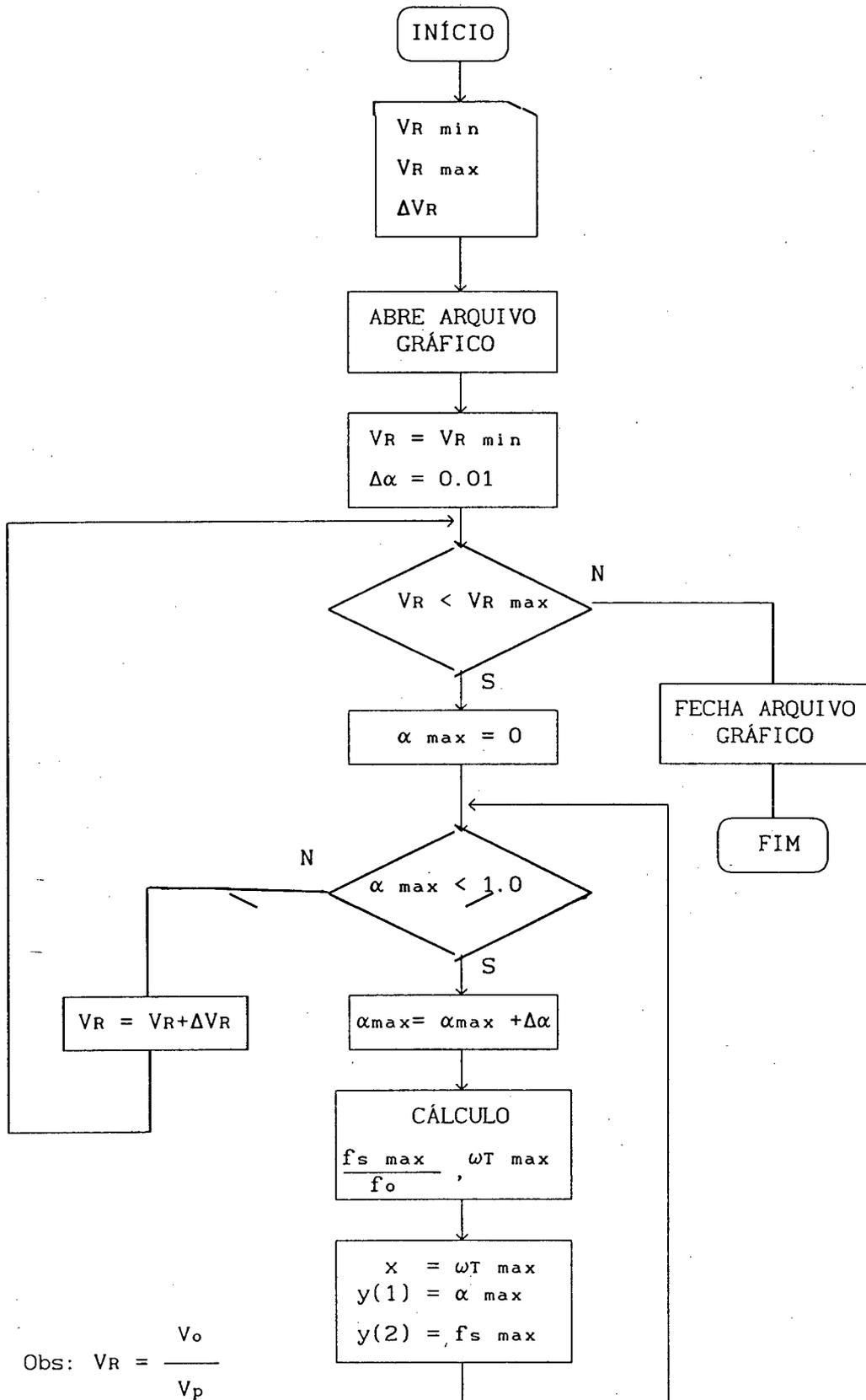
A partir das expressões até aqui deduzidas, torna-se possível a construção de ábacos que auxiliem no projeto do RQR.

Os ábacos são apresentados considerando os retificadores quase-ressonantes até aqui estudados, com chave unidirecional e bidirecional em corrente.

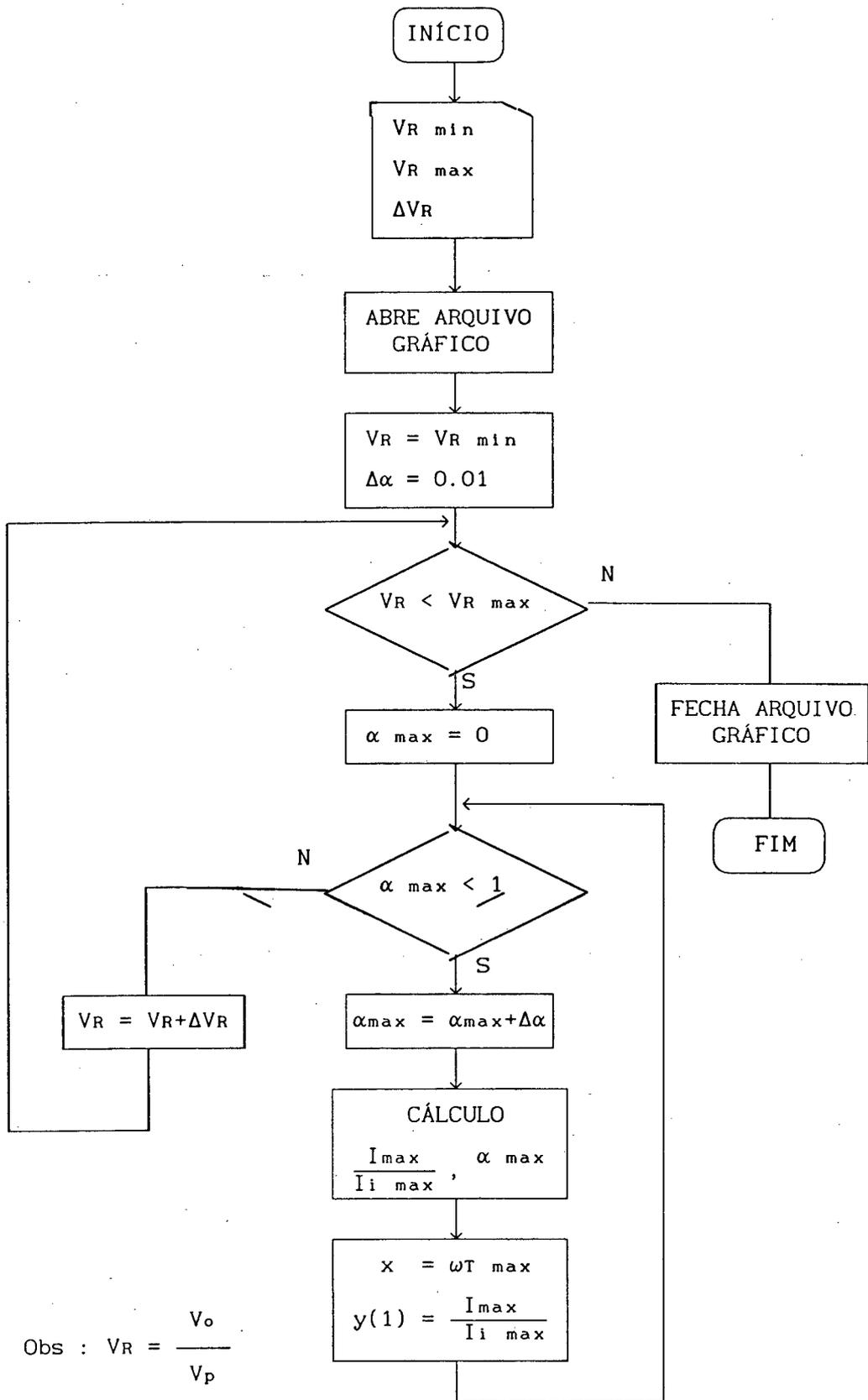
Após a elaboração dos ábacos e estando a análise matemática já concretizada, parte-se, então, para o procedimento de projeto, no qual são apresentados passos que permitem ao projetista uma maior objetividade e eficiência para a realização do mesmo.

5.2 - Algoritmos para geração dos ábacos.

5.2.1 - Fluxograma para obtenção de f_{smax}



5.2.2 - Fluxograma para o Cálculo da Corrente Média Máxima em S, Do e Dp, e Corrente Eficaz Máxima em S, Do, DP e CR



5.3 - ÁBACOS OBTIDOS

Com a utilização dos algoritmos propostos através dos fluxogramas, pode-se elaborar programas os quais originaram os ábacos apresentados nas figuras a seguir.

É bom alertar que a corrente média e eficaz em D_o são aproximadamente iguais, tanto para o RQR com chave unidirecional como para o bidirecional em corrente.

a) ÁBACOS DO RQR COM CHAVE UNIDIRECIONAL EM CORRENTE.

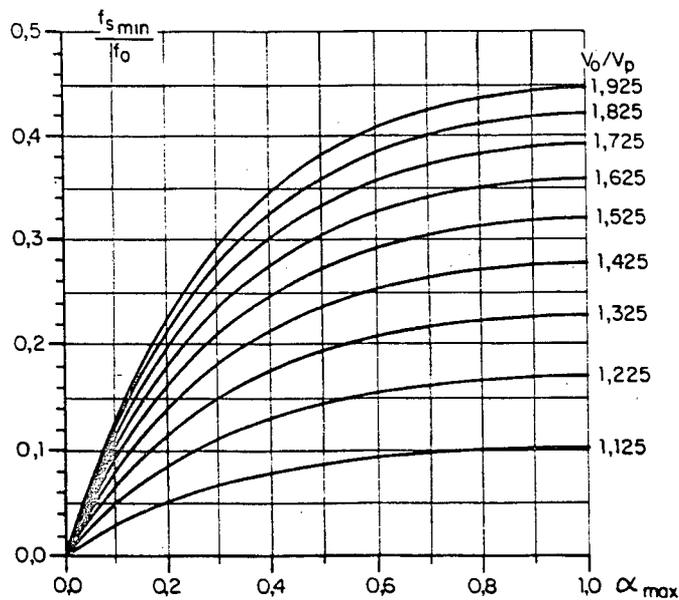


Fig. 5.1 - ÁBACO 1 - $\frac{f_{s \min}}{f_o} \times \alpha_{\max}$ - Frequência mínima de chaveamento, normalizada por f_o , em função de α_{\max}

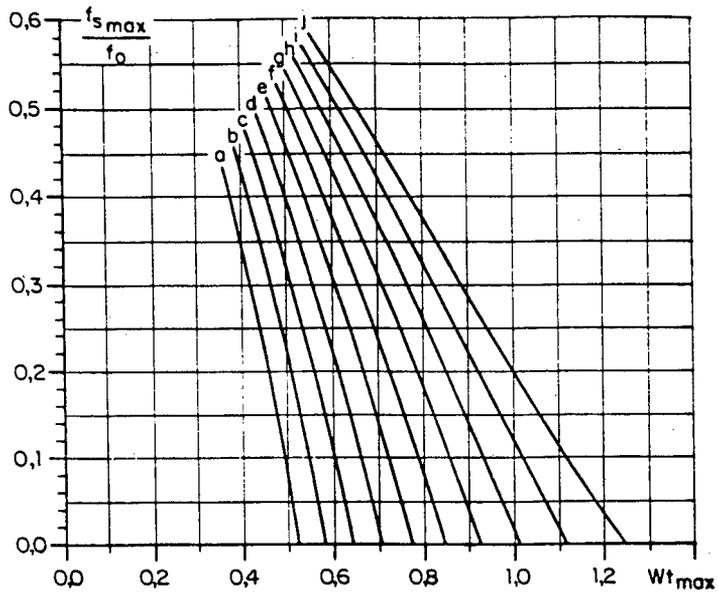


Fig 5.2 - ÁBACO 2 - $\alpha_{\max} \times \omega t_{\max}$ - Máximo valor do parâmetro α em função do ângulo onde ocorre a máxima freqüência de chaveamento.

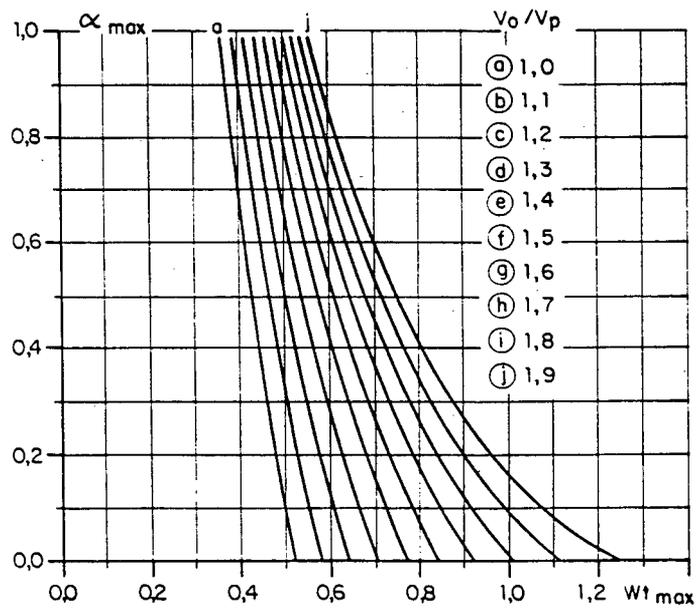


Fig. 5.3 - ÁBACO 3 - $\frac{f_{s_{\max}}}{f_0} \times \omega t_{\max}$ - Freqüência máxima de chaveamento, normalizada por f_0 , em função do ângulo onde ocorre a máxima freqüência de chaveamento.

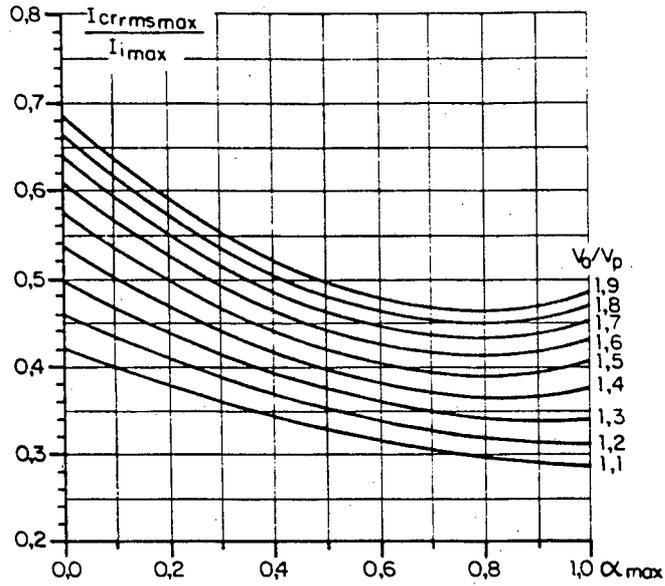


Fig. 5.4 - ÁBACO 4 - $\frac{I_{cr_{rmsmax}}}{I_{i_{max}}} \times \alpha_{max}$ - Corrente eficaz máxima em Cr, normalizada pela corrente máxima de entrada, em função de α_{max} .

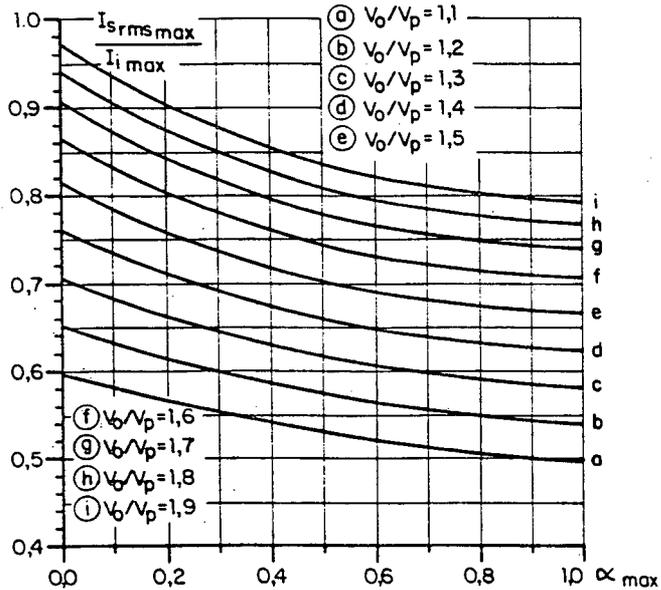


Fig. 5.5 - ÁBACOS - $\frac{I_{s_{rmsmax}}}{I_{i_{max}}} \times \alpha$ - Corrente eficaz máxima em S, normalizada pela corrente máxima de entrada, em função de α_{max} .

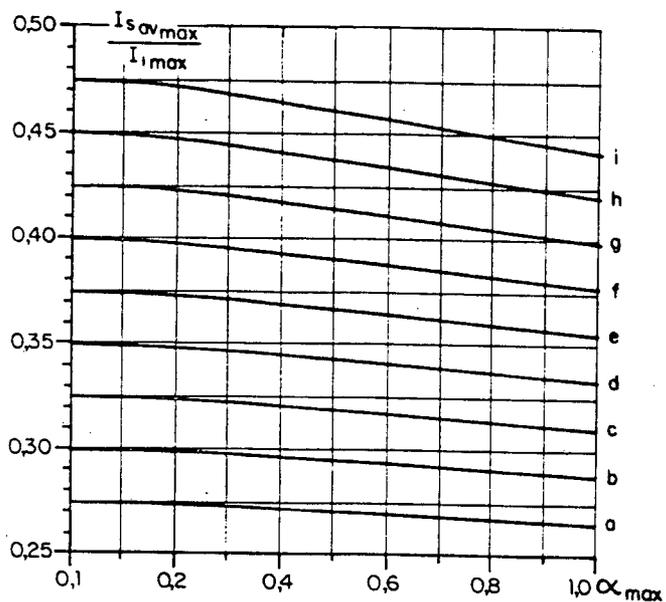


Fig. 5.6 - ÁBACO 6 - $\frac{I_{s,av,max}}{I_{i,max}} \times \alpha_{max}$ - Corrente média máxima em S, normalizada pela corrente máxima de entrada, em função de α_{max} .

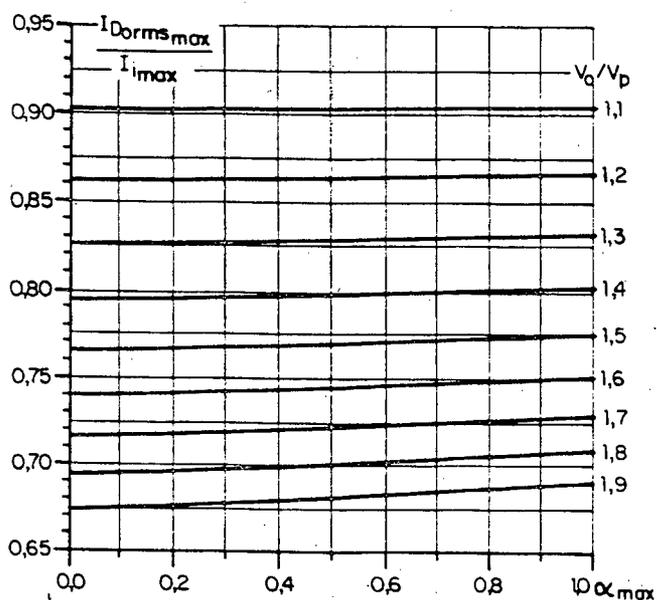


Fig. 5.7 - ÁBACO 7 - $\frac{I_{D_o,rms,max}}{I_{i,max}} \times \alpha_{max}$ - Corrente eficaz máxima em D_o , normalizada pela corrente máxima da entrada, em função de α_{max} .

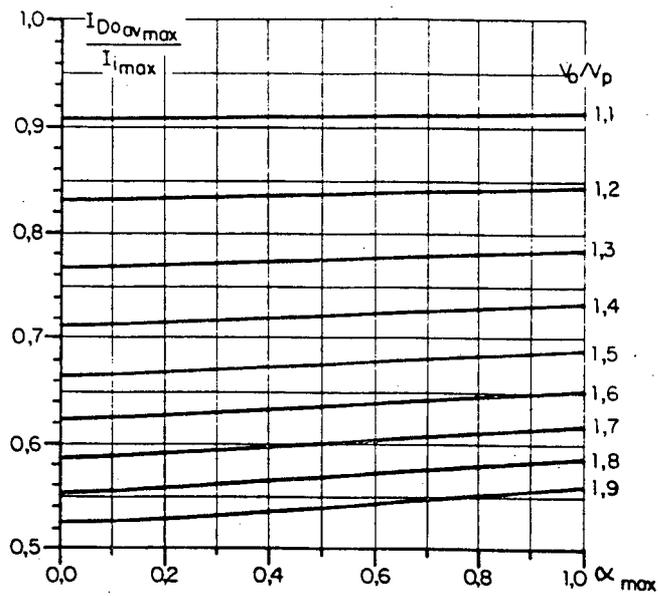


Fig. 5.8 - ÁBACO 8 - $\frac{I_{Do\ av\ max}}{I_{i\ max}} \times \alpha_{max}$ - Corrente média máxima em D_o , normalizada pela corrente máxima de entrada, em função de α_{max} .

b) ÁBACOS DO RQR COM CHAVE BIDIRECIONAL EM CORRENTE.

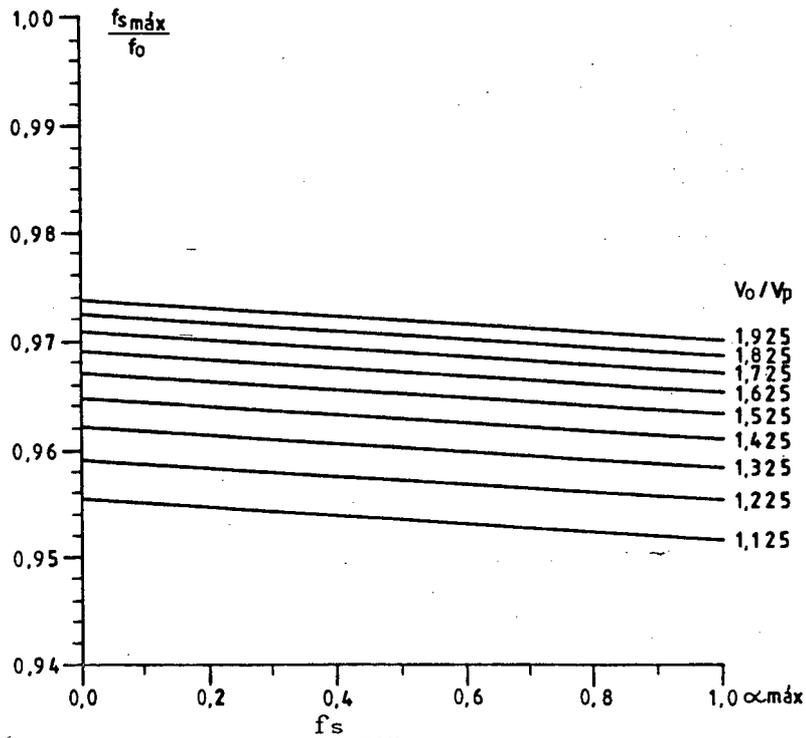


Fig. 5.9 - ÁBACO 9 - $\frac{f_{s\ max}}{f_o} \times \alpha_{max}$ - Frequência máxima de chaveamento, normalizada por f_o , em função de α_{max} .

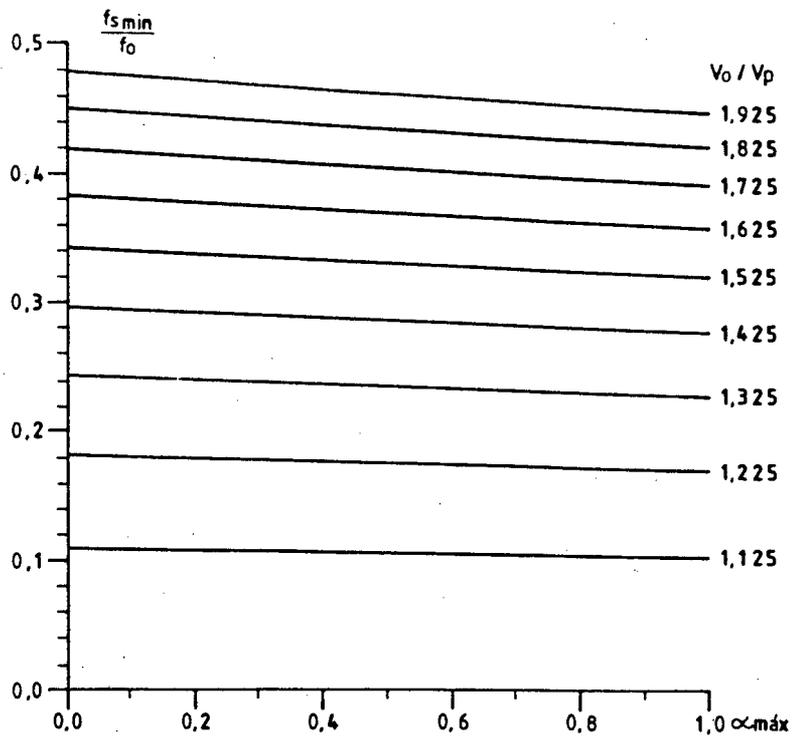


Fig. 5.10- ÁBACO 10 - $\frac{f_{s\min}}{f_o} \times \alpha_{\max}$ - Freqüência mínima de chaveamento, normalizada por f_o , em função de

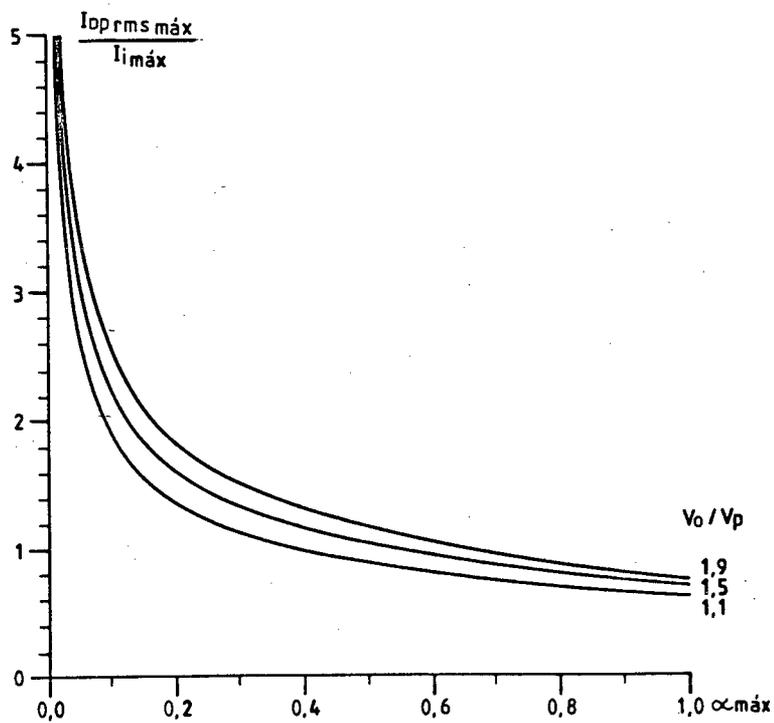


Fig. 5.11 - ÁBACO 11 - $\frac{I_{Dp\text{rms máx}}}{I_{i\text{rms máx}}} \times \alpha_{\max}$ - Corrente eficaz máxima em D_p , normalizada pela corrente máxima de entrada, em função de α_{\max} .

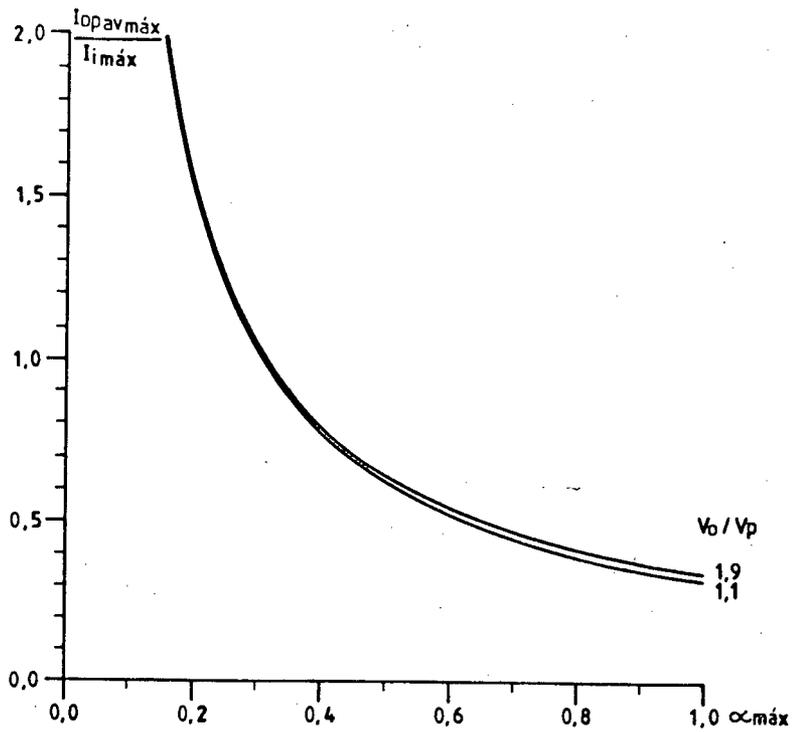


Fig. 5.12 - ÁBACO 12 - $\frac{I_{Dp\text{ av}}}{I_{i\text{ máx}}} \times \alpha_{\text{ máx}}$ - Corrente média

máxima em Dp, normalizada pela corrente máxima de

entrada, em função de $\alpha_{\text{ máx}}$.

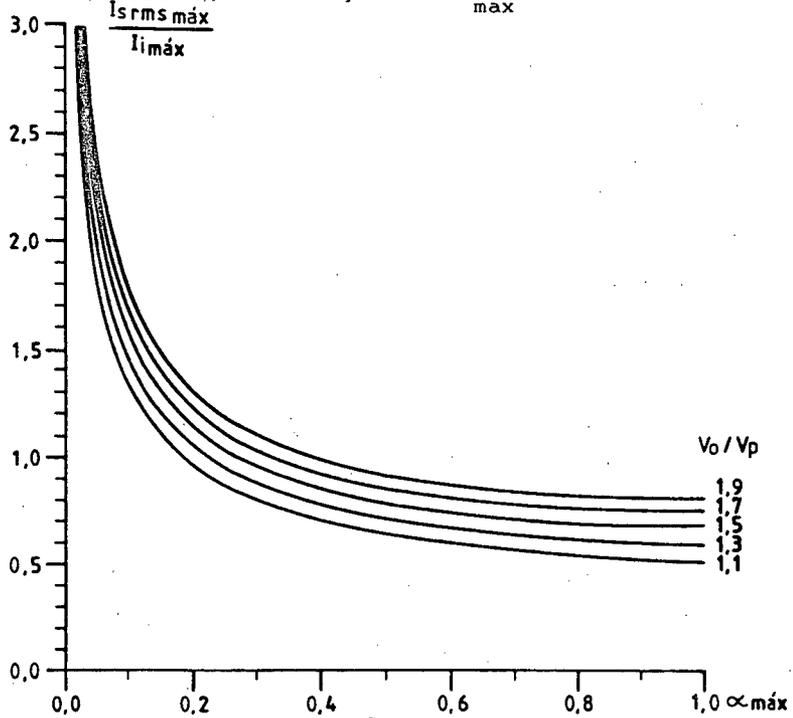


Fig. 5.13 - ÁBACO 13 - $\frac{I_{s\text{ rms máx}}}{I_{i\text{ rms máx}}} \times \alpha_{\text{ máx}}$ - Corrente eficaz

máxima em S, normalizada pela corrente máxima de entrada, em função de $\alpha_{\text{ máx}}$.

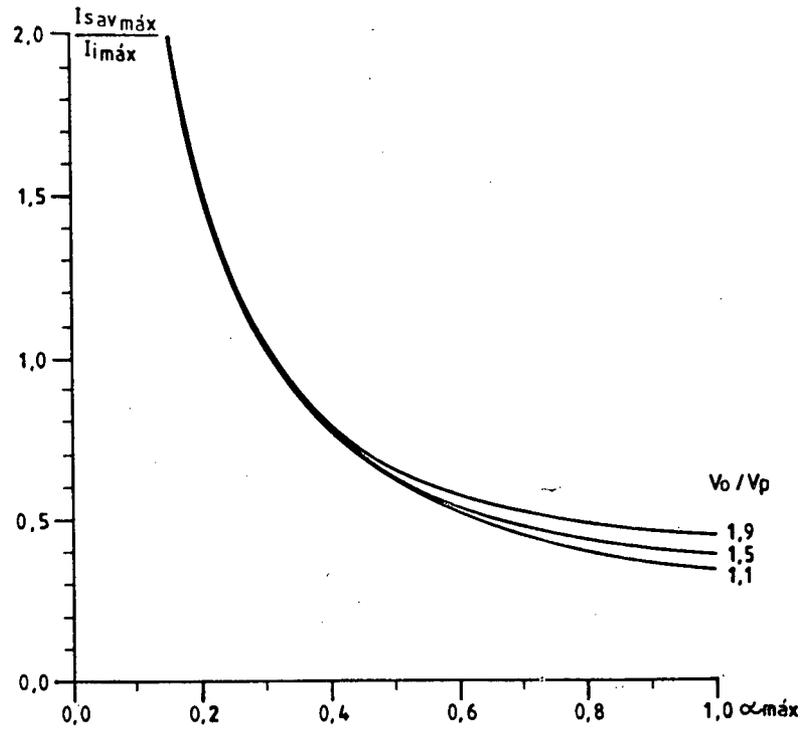


Fig. 5.14 - ÁBACO 14 - $\frac{I_{s\text{av máx}}}{I_{i\text{máx}}} \times \alpha_{\text{máx}}$ - Corrente média

máxima em S, normalizada pela corrente máxima de entrada, em função de $\alpha_{\text{máx}}$.

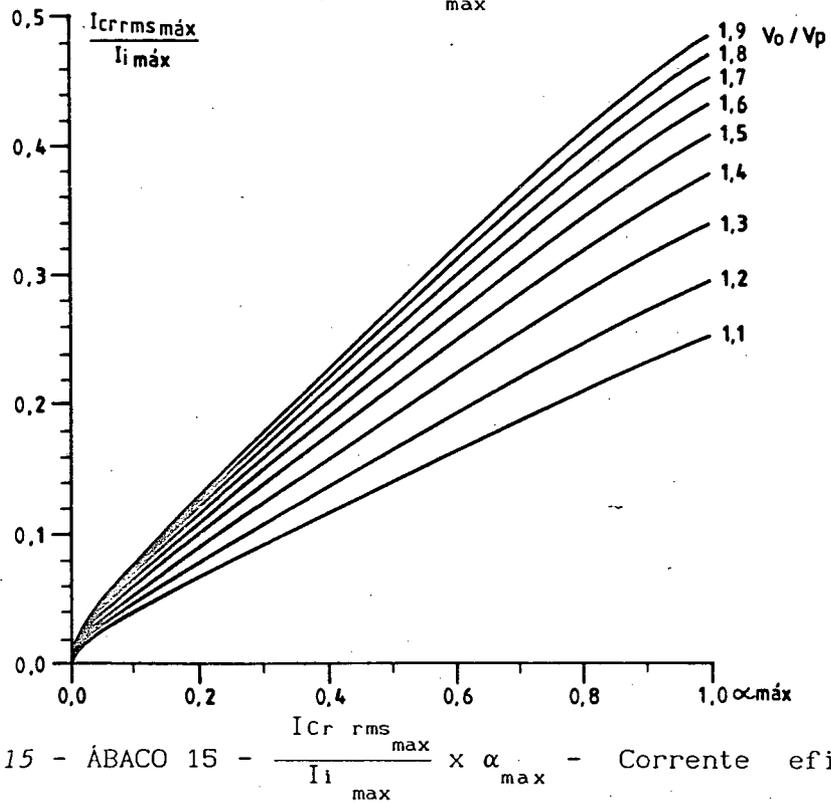


Fig. 5.15 - ÁBACO 15 - $\frac{I_{Cr\text{rms máx}}}{I_{i\text{máx}}} \times \alpha_{\text{máx}}$ - Corrente eficaz

máxima em Cr, normalizada pela corrente máxima de entrada, em função de $\alpha_{\text{máx}}$.

5.4 - Procedimento de Projeto.

Nesta seção é introduzida uma seqüência de passos que permitem maior facilidade e praticidade para o projeto do RQR.

5.4.1 - Procedimento de projeto do RQR com chave unidirecional em corrente.

Passo 1 - Especificações de projeto.

Deverão ser especificados os seguintes parâmetros para o início do projeto :

- a) V_p - Tensão de pico de entrada
- b) V_o - Tensão de saída
- c) P_o - Potência de saída
- d) $\eta\%$ - Rendimento do RQR ($\cong 90\%$)
- e) f_o - Freqüência de ressonância
- f) Δi_{\max} - Máxima ondulação da corrente de entrada

Passo 2 - Escolha do parâmetro α .

Como foi abordado no capítulo 3, a condição para que a comutação ocorra sob corrente nula é dada pela expressão (3.5).

Portanto :

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{i \max}}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \leq 1 \quad (5.1)$$

onde

$$I_{i \max} = \frac{2 \cdot P_o}{V_o} + \Delta I_{i \max} \quad (5.2)$$

Se o MOSFET é usado como chave de potência, existe uma importante restrição na escolha de α_{\max} . Observando as Fig(s). 5.5 e 5.13, quanto menor for α_{\max} , maior será a corrente eficaz circulante no mesmo.

Por esta razão, as perdas por condução na resistência "R_{ds on}" do MOSFET serão maiores, diminuindo a eficiência do retificador.

Passo 3 - Circuito ressonante L_r e C_r.

A partir do valor de α_{\max} pré-estabelecido e juntamente com as expressões (3.2) e (3.5), encontram-se as seguintes relações para a determinação do circuito ressonante L_r e C_r.

$$\frac{L_r}{C_r} = \left[\frac{\alpha_{\max} \cdot V_o}{I_{i \max}} \right]^2 \quad (5.3)$$

$$L_r \cdot C_r = \frac{1}{(2\pi \cdot f_o)^2} \quad (5.4)$$

Passo 4 - Determinação da Mínima e Máxima Frequência de Chaveamento.

A mínima frequência de chaveamento ocorre quando $\omega t = \pi/2$. Desse modo, $\bar{I}_i = I_{i \max}$ e $\alpha = \alpha_{\max}$. Conhecidos α_{\max} , V_o/V_p e f_o pelo ábaco 1 (Fig. 5.1), $f_{s \min}$ pode ser determinado.

A frequência máxima de chaveamento é obtida pelos ábacos 2 e 3 (Fig(s). 5.2 e 5.3). Conhecidos α_{\max} e V_o/V_p , pelo ábaco 2 encontra-se o ângulo no qual ocorre a máxima frequência de chaveamento ωt_{\max} .

Pelo ábaco 3, conhecidos ωt_{\max} , V_o/V_p e f_o , encontra-se $f_{s \max}$.

Passo 5 - Cálculo do indutor de entrada L_i .

O indutor de entrada é obtido pela expressão (4.13).

Portanto :

$$L_i = \frac{V_p}{\Delta I_{i \max}} \cdot \frac{1}{\omega_o} \cdot \left\{ \alpha_{\max} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha_{\max}) + \frac{1}{\alpha_{\max}} + \sqrt{\frac{1}{\alpha_{\max}^2} - 1} \right\} \quad (5.6)$$

Passo 6 - Dimensionamento das chaves ativas de potência S e D_o .

Conhecidos V_o/V_p , α_{\max} e $I_{i \max}$, a partir dos ábacos 5, 6, 7, 8 e expressões (3.78), (3.79) e (3.80), as chaves ativas S e D_o podem ser selecionadas.

Passo 7 - Dimensionamento do circuito ressonante L_r e C_r .

a) Corrente eficaz no indutor ressonante L_r

A corrente eficaz máxima em L_r é igual à da chave S , e obtida pelo ábaco 5 (Fig. 5.5).

b) Corrente eficaz máxima no capacitor ressonante C_r

Pelo ábaco 4 (Fig. 5.4) encontra-se a máxima corrente eficaz em C_r .

c) Tensão máxima em C_r .

A tensão máxima em C_r é dada por :

$$V_{Cr_{\max}} = V_o \quad (5.9)$$

Passo 8 - Dimensionamento do indutor de entrada L_i

a) Corrente eficaz em L_i (expressão 3.77)

$$I_{Li_{\text{rms}}} = \frac{I_{i_{\max}}}{\sqrt{2}}$$

b) Corrente média em L_i

$$I_{Li_{\text{av}}} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{i_{\max}}$$

5.4.2 - Procedimento de Projeto do RQR com Chave Bidirecional em Corrente.

Passo 1 - Especificação de projeto.

Idem ao passo 1 do item 5.4.1.

Passo 2 - Escolha do parâmetro α_{\max} .

Idem ao passo 2 do item 5.4.1.

Passo 3 - Circuito ressonante.

Idem ao passo 3 do item 5.4.1.

Passo 4 - Determinação da mínima e máxima frequência de chaveamento.

A mínima frequência de chaveamento ocorre quando $\omega t = \pi/2$. Conhecidos V_o/V_p , α_{\max} e f_o pelo ábaco 10 (Fig. 5.10), $f_{s_{\min}}$ pode ser determinada.

A máxima frequência de chaveamento é dada pelo ábaco 9 (Fig. 5.9), para V_o/V_p , α_{\max} e f_o conhecidos.

Passo 5 - Cálculo do indutor de entrada L_i .

O indutor de entrada é obtido pela expressão (4.22).

Portanto :

$$L_i = \frac{V_p}{\Delta I_{i_{\max}}} \cdot \frac{1}{\omega_o} \left\{ \alpha_{\max} + 2\pi - \sin^{-1} \alpha_{\max} + \frac{1}{\alpha_{\max}} \sqrt{\frac{1}{\alpha_{\max}^2} - 1} \right\} \quad (5.13)$$

Passo 6 - Dimensionamento das chaves ativas de potência S, Do e Dp.

Conhecidos V_o/V_p , α_{\max} e $I_{i_{\max}}$ a partir dos ábacos 7, 8, 11, 12, 13, 14 e expressões (3.97), (3.98), (3.99) e (3.101), as chaves S, Do e Dp podem ser selecionadas.

Passo 7 - Dimensionamento do circuito ressonante Lr e Cr

a) *Corrente eficaz máxima no indutor ressonante Lr*

A corrente eficaz no indutor ressonante é dada pela expressão (3.100), ou seja :

$$I_{Lr_{\text{rms}}} = \sqrt{I_{s_{\text{rms}}}^2 + I_{Dp_{\text{rms}}}^2} \quad (5.14)$$

b) *Corrente eficaz máxima no capacitor ressonante Cr*

Pelo ábaco 15 (Fig.5.15), encontra-se a máxima corrente eficaz em Cr.

c) *Tensão máxima em Cr*

A tensão máxima em Cr é dada por :

$$V_{Cr_{\max}} = V_o$$

Passo 8 - Dimensionamento do indutor de entrada Li

Idem ao passo 8 do item 5.4.1.

5.5 -Conclusões

Como a frequência de chaveamento e o parâmetro α do RQR são variáveis ao longo do tempo, houve a necessidade da construção de ábacos que determinassem o ponto no qual ocorre a máxima corrente, seja ela eficaz ou média, nos elementos ativos e passivos do retificador.

Com as expressões obtidas no capítulo III e IV, e utilizando os algoritmos apresentados em forma de fluxograma, pôde-se obter ábacos, que juntamente com a metodologia de projeto apresentada, auxiliam no projeto do RQR, seja ele com chave unidirecional ou bidirecional em corrente.

CAPÍTULO VI

EXEMPLO DE PROJETO E CIRCUITO DE COMANDO E CONTROLE DO RETIFICADOR QUASE RESSONANTE

6.1 - Introdução

Com o procedimento de projeto descrito e os ábacos obtidos no capítulo anterior, estão disponíveis todas as condições para o projeto do RQR.

O circuito de comando e controle do RQR são apresentados e projetados juntamente com seu circuito de potência.

Com os resultados obtidos, considerando o RQR com chave unidirecional em corrente, far-se-á um protótipo laboratorial para comprovação dos resultados.

6.2 - Exemplo de Projeto

Seja o circuito de potência do RQR a ser projetado mostrado na Fig. 6.1.

É utilizado como chave de potência "S" o transistor MOSFET devido às suas características em operar em elevadas frequências de chaveamento.

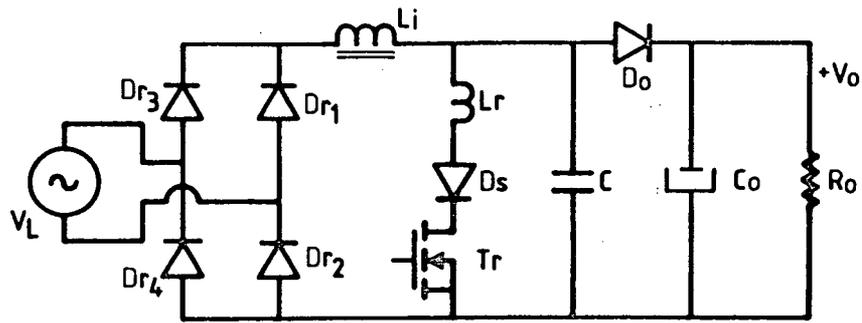


Fig. 6.1 - Circuito de potência do RQR com chave unidirecional em corrente.

A razão para a utilização da chave S como sendo unidirecional em corrente reside em diminuir as sobretensões sobre o MOSFET e oscilações parasitas, causadas pelo tempo de recuperação do diodo colocado em anti-paralelo com a chave, quando se deseja bidirecionalidade de corrente.

6.2.1 - Procedimento de Projeto

Passo 1 - Especificação do projeto

Os seguintes dados são requeridos:

- (a) $V_p = 311 \text{ V}$ (Tensão de pico de entrada)
- (b) $V_o = 350 \text{ V}$ (Tensão de saída)
- (c) $P_o = 180 \text{ W}$ (Potência de saída)
- (d) $\eta\% = 90 \%$ (Rendimento)
- (e) $f_o = 720 \text{ KHz}$ (Frequência de ressonância)
- (f) $\Delta I_{i_{\max}} = 1.1 \text{ A}$ (Máxima ondulação da corrente de entrada)

Passo 2 -

a) Escolha do parâmetro α .

O valor de α escolhido é igual a 0.65

b) Máxima corrente de entrada.

Pela expressão (5.2) $I_{i_{\max}}$ é dada por:

$$I_{i_{\max}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_o} + \Delta I_{i_{\max}} = \frac{2 \cdot 180}{311} + 1.1 = 2.25 \text{ A}$$

Passo 3 - Circuito ressonante

Pelas expressões (5.3) e (5.4) o circuito ressonante será :

$$\frac{L_r}{C_r} = \left[\frac{\alpha_{\max} \cdot V_o}{I_{i_{\max}}} \right]^2 = \left[\frac{0.65 \cdot 350}{2.25} \right]^2 = 10223.45$$

$$L_r \cdot C_r = \frac{1}{(2\pi \cdot f_o)^2} = \frac{1}{(2\pi \cdot 720 \cdot 10^3)^2} = 4.8 \cdot 10^{-14}$$

Desse modo

$$L_r = 22 \mu\text{H} ; C_r = 2.2 \text{ nF}$$

Passo 4 - Determinação da mínima e máxima frequência de chaveamento.

$$\frac{V_o}{V_p} = \frac{350}{311} = 1.125$$

$$\alpha_{\max} = 0.65$$

Conhecidos α_{\max} e V_o/V_p , pelo ábaco 1 (Fig. 5.1) a frequência mínima de chaveamento é dada por:

$$\frac{f_{s \min}}{f_o} = 0.098$$

Portanto

$$f_{s \min} = 70.5 \text{ KHz}$$

A frequência máxima é obtida pelos ábacos 2 e 3.

Desse modo:

$$\frac{f_{s \max}}{f_o} = 0.34 \Rightarrow f_{s \max} = 244.8 \text{ KHz}$$

Passo 5 - Cálculo do indutor de entrada L_i .

O indutor de entrada é obtido pela expressão (5.6).

Portanto :

$$L_i = \frac{V_p}{\Delta I_{i \max}} \cdot \frac{1}{\omega_o} \left\{ \alpha_{\max} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha_{\max}) + \frac{1}{\alpha_{\max}} + \sqrt{\frac{1}{\alpha_{\max}^2} - 1} \right\}$$

$$L_i = \frac{311}{1.1} \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 440 \mu\text{H.}$$

Passo 6 - Dimensionamento das chaves ativas de potência S , D_s e D_o .

1 - Dimensionamento do transistor de potência T_r e diodo série D_s .

A corrente eficaz e média que circula por T_r é a mesma no diodo D_s .

(a) Máxima corrente eficaz em T_r e D_s (Ábaco 5. Fig. 5.5).

$$\frac{I_{Tr_{rms}}}{I_{i_{max}}} = \frac{I_{D_s_{rms}}}{I_{i_{max}}} = 0.54$$

$$I_{Tr_{rms}} = I_{D_s_{rms}} = 1.22 \text{ A}$$

(b) Máxima corrente média em T_r e D_s (Ábaco 6. Fig. 5.6).

$$\frac{I_{Tr_{av}}}{I_{i_{max}}} = \frac{I_{D_s_{av}}}{I_{i_{max}}} = 0.27$$

$$I_{Tr_{av}} = I_{D_s_{av}} = 0.61 \text{ A}$$

(c) Corrente de pico em T_r e D_s (Expressão 3.78).

$$I_{Tr_{max}} = I_{D_s_{max}} = I_{i_{max}} + V_o \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} = 2.25 + 350 \sqrt{\frac{2.2 \cdot 10^{-9}}{22 \cdot 10^{-6}}}$$

$$I_{Tr_{max}} = 5.75 \text{ A}$$

(c) Tensão reversa máxima em T_r e D_s (Expressão 3.80).

$$V_{Tr_{\max}} = V_{D_s_{\max}} = V_o = 350 \text{ V}$$

- Componentes Utilizados

. Transistor T_r - MOSFET - MTM - 6N60 - (MOTOROLA)

$$V_{Tr_{\max}} = 600 \text{ V} , I_{Tr_{av}} = 6 \text{ A} , R_{ds(on)} = 1.2 \Omega$$

$$t_{on} = 60 \text{ ns} , t_{off} = 200 \text{ ns}$$

$$R_{thjc} = 0.83^\circ\text{C/W} , T_{j(max)} = 100^\circ\text{C} , T_C = 25^\circ\text{C} , T_a = 50^\circ\text{C}$$

$$C_{iss} = 1800 \text{ pF} , C_{oss} = 350 \text{ pF}$$

. Diodo D_s - MUR - 660 - (MOTOROLA)

$$V_{D_s_{\max}} = 600 \text{ V} , I_{D_s_{av}} = 6 \text{ A} , I_{D_s_{\max}} = 16 \text{ A}$$

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

e) Dimensionamento do dissipador

. Perdas na Comutação

- As perdas na comutação, P_{com} , são consideradas nulas pois a entrada em condução e o bloqueio do MOSFET ocorrem sob corrente nula.

. Perdas por Condução

O MOSFET possui uma resistência $R_{ds(on)}$, entre o dreno e a fonte responsável pelas perdas em condução. Quanto maior esta resistência, maiores são as perdas. Neste caso, deve-se escolher um componente que tenha em suas características uma

$R_{ds(on)}$ o quanto menor possível.

As perdas por condução são definidas pela seguinte expressão:

$$P_{cond} = R_{ds(on)} \cdot (I_{Tr_{rms}})^2 \quad (6.1)$$

$$P_{cond} = 1.2 \cdot (1.22)^2$$

.Perdas Totais

$$P_T = P_{cond} + P_{com} \quad (6.2)$$

$$P_T = 1.8 + 0$$

$$P_T = 1.8 \text{ W}$$

.Resistência Térmica do dissipador

O circuito equivalente componente-dissipador está representado na Fig. 6.2.

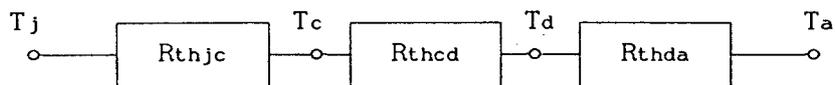


Fig. 6.2 - Circuito térmico equivalente do componente associado ao dissipador.

onde R_{thjc} - Resistência térmica entre junção e a cápsula.

R_{thcd} - Resistência térmica entre cápsula e o dissipador.

R_{thda} - Resistência térmica entre dissipador e o ambiente.

Seja a expressão (6.3) empregada para o cálculo térmico:

$$(T_j - T_a) = P_T \cdot R_{thja} \quad (6.3)$$

Substituindo na expressão (6.3) as características do componente, encontra-se:

$$(100^\circ - 50^\circ) = 1.8 \cdot R_{thja}$$

$$R_{thja} = 27.77 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Pela Fig. 6.2 tem-se:

$$R_{thca} = R_{thja} - R_{thjc}$$

Portanto:

$$R_{thca} = 27.77 - 0.83 = 26.94^\circ\text{C/W}$$

O dissipador utilizado será o K9-M6 da Semikron, cuja R_{thca} é igual a 9.5°C/W .

2 - Dimensionamento do diodo D_o .

(a) Corrente eficaz máxima em D_o (Ábaco 7. Fig. 5.7)

$$\frac{I_{D_o \text{ rms}}}{I_{i \text{ max}}} = 0.95$$

$$I_{D_o \text{ rms}} = 2.14 \text{ A}$$

(b) Corrente média máxima em D_o (Ábaco 8. Fig. 5.8)

$$\frac{I_{D_o \text{ av}}}{I_{i \text{ max}}} = 0.89$$

$$I_{D_o \text{ av}} = 2 \text{ A}$$

(c) Corrente de pico em D_o (Expressão 3.79)

$$I_{D_o \text{ max}} = I_{i \text{ max}} = 2.25 \text{ A}$$

(d) Tensão reversa máxima em D_o (Expressão 3.80)

$$V_{D_o \text{ max}} = 2 \cdot V_o = 700 \text{ V}$$

Componente utilizado

Diodo D_o - MUR - 860 - (MOTOROLA)

$$V_{D_o \text{ max}} = 800 \text{ V}, I_{D_o \text{ av}} = 6 \text{ A}, I_{D_o \text{ max}} = 16 \text{ A}$$

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

3 - Dimensionamento dos diodos da ponte retificadora (D_r)

(a) Corrente eficaz em D_r (Expressão 3.75).

$$I_{D_r \text{ 1-4 rms}} = \frac{I_{i \text{ max}}}{2} = \frac{2.25}{2}$$

$$I_{D_r \text{ 1-4rms}} = 1.125 \text{ A}$$

(b) Corrente média em D_{r_n} (Expressão 3.72).

$$I_{D_{r_{1-4}}}{}_{av} = \frac{I_{i_{max}}}{\pi} = \frac{2.25}{\pi} \text{ A}$$

$$I_{D_{r_{1-4}}}{}_{av} = 0.72 \text{ A}$$

(c) Corrente de pico em D_{r_n} (Expressão 3.79).

$$I_{D_{r_{1-4}}}{}_{max} = I_{i_{max}} = 2.25 \text{ A}$$

(d) Tensão de pico em D_{r_n} (Expressão 3.81).

$$V_{D_{r_{1-4}}}{}_{max} = V_p = 311 \text{ V}$$

Componentes utilizados

.Diodos $D_{r_{1-4}}$ - 4 x SK4F1/06

$$I_{D_{r_{av}}} = 1 \text{ A} , V_{D_{r_{max}}} = 600 \text{ V}$$

Passo 7 - Dimensionamento do circuito ressonante

1 - Dimensionamento de L_r .

(a) Corrente eficaz máxima em (L_r).

A corrente eficaz máxima em L_r é a mesma que circula pelo MOSFET, ou seja :

$$I_{Lr_{rms}} = 1.22 \text{ A}$$

O núcleo utilizado para o indutor de ressonância será de ar, em virtude da baixa indutância ($22 \mu\text{H}$). O núcleo cilíndrico utilizado está representado na Fig. 6.3.

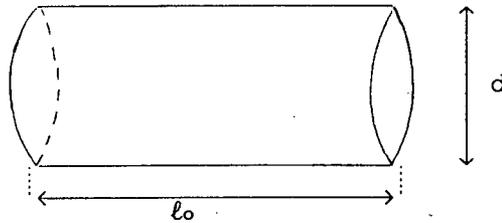


Fig. 6.3 - Núcleo cilíndrico do indutor de ressonância L_r

Sejam as expressões que definem o valor da indutância em μH e o comprimento do cilindro em cm.

$$L_r = \frac{0.0788 \cdot d^2 \cdot n}{3 \cdot d + 9 \cdot l_0 + 10 \cdot a} \quad (6.4)$$

$$l_0 = \phi \cdot n \quad (6.5)$$

onde $d \Rightarrow$ diâmetro do núcleo (cm)
 $n \Rightarrow$ número de espiras
 $l_0 \Rightarrow$ comprimento do núcleo (cm)
 $a \Rightarrow$ número de camadas utilizadas
 $\phi \Rightarrow$ diâmetro do fio (cm)

Para $I_{Lr_{rms}} = 1.22 \text{ A}$, a bitola do fio escolhido é de 21 AWG, cujo diâmetro vale:

$$\phi_{cm} = 0.077 \text{ cm}$$

A princípio o núcleo conterà apenas uma camada de fio.

Portanto :

$$a = 2 \cdot \phi_{cm} = 2 \cdot 0.077 = 0.154 \text{ cm} \quad (6.6)$$

Desse modo, o diâmetro total do núcleo para "d" igual a 2.1cm será:

$$d_T = d + 2 \cdot \phi_{cm} \quad (6.7)$$

$$d_T = 2.1 + 0.154 = 2.254 \text{ cm}$$

Substituindo d_T , a e L_r em (6.4), obtém-se :

$$22 = \frac{0.0788 \cdot (2.254)^2 \cdot n^2}{3 \cdot 2.254 + 9 \cdot 0.077 \cdot n + 10 \cdot 0.154}$$

$$n^2 - 38.08 - 84.62 = 0$$

Desse modo

$$n = 39 \text{ espiras}$$

Pela expressão (6.5) l_0 será :

$$l_0 = 39 \cdot 0.077$$

$$l_0 = 3 \text{ cm}$$

Resumindo, o indutor de ressonância terá as seguintes características:

- . Indutância - $22 \mu\text{H}$
- . Número de espiras - $n = 39$
- . Comprimento do cilindro $l_0 = 3 \text{ cm}$
- . Diâmetro do cilindro $d = 2.1 \text{ cm}$
- . Bitola do fio - 16 AWG

2 - Dimensionamento de C_r

(a) Corrente eficaz máxima em C_r (Ábaco 4. Fig. 5.4).

$$\frac{I_{C_r \text{ rms}}}{I_{i \text{ max}}} = 0.32$$

$$I_{C_r \text{ rms}} = 0.72 \text{ A}$$

(b) Tensão de pico em C_r (Expressão 5.9).

$$V_{C_r \text{ max}} = V_o = 350 \text{ Volts}$$

.Componente escolhido

Capacitor C_r -Capacitância- 2.2nF , 400V

- polipropileno - (ICOTRON)

Passo 8 - Dimensionamento do indutor de entrada L_i

(a) Corrente eficaz em L_i (Expressão 3.77).

$$I_{Li_{rms}} = \frac{I_{i_{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{2.25}{\sqrt{2}} = 1.6 \text{ A}$$

bitola do fio - 19 AWG

$$\phi_{cm} = 0.026 \text{ cm}$$

(b) Corrente média em L_i .

$$I_{Li_{av}} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{i_{max}} = \frac{2}{\pi} \cdot 2.25 = 1.44 \text{ A}$$

(c) Dimensionamento do núcleo de ferrite.

A área da janela do núcleo é dada pela seguinte relação [18]:

$$A_e \cdot A_c = \frac{5.067 \cdot 10^8 (L_i \cdot I_{Li_{av}} \cdot \phi_p^2)}{K_a \cdot \beta_{max}} \quad (\text{cm}^4) \quad (6.7)$$

onde

A_e - Área de secção transversal do núcleo

A_c - Área do núcleo destinada aos enrolamentos

ϕ_p - Diâmetro do fio em polegadas

β_{max} - Densidade de fluxo magnético (gauss)

L_i - Indutância em (H)

$K_a = 0.4$ toróides e 0.8 bobinas

A tabela a seguir apresenta as bitolas dos fios com seus respectivos diâmetros em polegadas.

BITOLA		DIÂMETRO EM POLEGADAS		BITOLA		DIÂMETRO EM POLEGADAS	
AWG	MIN	MAX	AWG	MIN	MAX	AWG	MAX
8	0.130	0.133	22	0.0271	0.0281		
9	0.116	0.119	23	0.0244	0.0253		
10	0.104	0.106	24	0.0218	0.0227		
11	0.0928	0.0948	25	0.0195	0.0203		
12	0.0829	0.0847	26	0.0174	0.0182		
13	0.0741	0.0757	27	0.0157	0.0164		
14	0.0667	0.0682	28	0.0141	0.0147		
15	0.0595	0.0609	29	0.0127	0.0133		
16	0.0532	0.0545	30	0.0113	0.0119		
17	0.0476	0.0488	31	0.0101	0.0108		
18	0.0425	0.0437	32	0.0091	0.0098		
19	0.0380	0.0391	33	0.0081	0.0088		
20	0.0340	0.0351	34	0.0072	0.0078		
21	0.0302	0.0314	35	0.0064	0.0070		

Substituindo os parâmetros na expressão (6.7) tem-se:

$$A_e \cdot A_c = \frac{5.067 \cdot 10^8 \cdot (440 \cdot 10^6 \cdot 1.44 \cdot 0.0391^2)}{0.8 \cdot 2000}$$

$$A_e \cdot A_c = 0.307 \text{ cm}^4$$

Núcleo escolhido - E30/7 - THORNTON

$$\begin{aligned} A_e &= 60 \text{ mm}^2 \\ A_c &= 80 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad A_e \cdot A_c = 0.48 \text{ cm}^4$$

.Cálculo do entreferro

O entreferro do núcleo é dado pela seguinte expressão [8]:

$$l_g = \frac{(0.4 \cdot \pi \cdot L_i \cdot I_{Li_{av}}) \cdot 10^8}{A_e \cdot \beta_{max}^2} \quad (\text{cm}) \quad (6.8)$$

Portanto, conhecidos L_i , $I_{Li_{av}}$, A_e e β_{max} , tem-se:

$$l_g = \frac{[0.4 \cdot \pi \cdot 440 \cdot 10^{-6} \cdot (1.44)^2] \cdot 10^8}{0.6 \cdot (2000)^2} = 0.0477 \text{ cm}$$

então :

$$l_g/2 = 0.0238 \text{ cm}$$

- Cálculo do número de espiras

Seja a expressão (6.9) para o cálculo do n° de espiras [8]:

$$N_p = \frac{\beta_{max} \cdot l_g}{0.4 \cdot \pi \cdot I_{Li_{av}}} \cong 53.0$$

Resumindo, o indutor de entrada terá as seguintes características :

- .Indutância - 440 μH
- .Núcleo de ferrite - E 30/7 - THORNTON
- .Número de espiras - $N_p = 53.0$ espiras
- .Entreferro - $l_g = 0.0477$ cm
- .Bitola do fio - 19 AWG

6.2.2 - Cálculo do Capacitor de Filtragem

Considera-se o capacitor e a carga sendo atacados por uma fonte de corrente, que representa a corrente no Diodo D_o em um meio ciclo da rede, mostrados na Fig. 6.4.

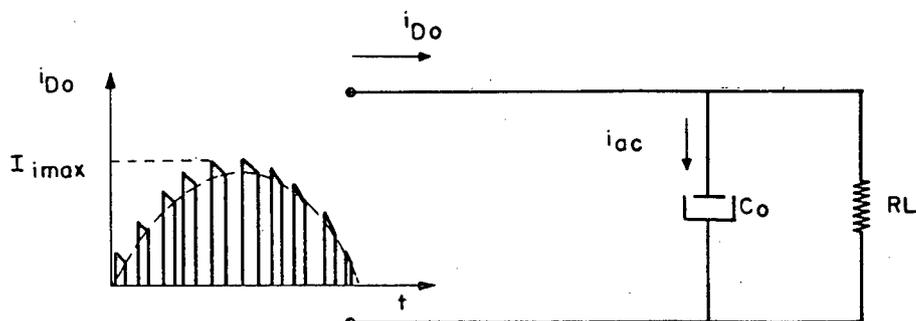


Fig. 6.4 - Estágio de saída atacado pela corrente do diodo D_o .

A componente alternada da tensão no capacitor é dada por :

$$v_{ca} = X_{c_o} \cdot i_{ca} \quad (6.8)$$

onde

i_{ca} = componente alternada circulante no capacitor C_o .

$$X_{c_o} = \text{reatância capacitiva} - X_{c_o} = \frac{1}{\omega_f \cdot C_o}$$

ω_f = pulsação angular da corrente retificada: $(2 \cdot \pi \cdot f_f)$.

Considerando-se o valor de pico da componente alternada fundamental da corrente i_{D_o} igual à metade do valor de pico da corrente de entrada $I_{i_{max}}$. Desse modo :

$$\Delta v_{ca} = \frac{I_{i \max}}{2} \quad (6.9)$$

Portanto, o capacitor de filtragem é encontrado pela seguinte expressão:

$$C_o = \frac{I_{i \max}}{2 \cdot \omega_f \cdot \Delta V_{ca}} \quad (6.10)$$

Onde.

ΔV_{ca} - ondulação da tensão de saída.

Para uma ondulação de 3% da tensão de saída e f_f de 120 Hz, o capacitor de filtragem obtido pela expressão (6.10) será:

$$C_o = \frac{2.25}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 10.5} = 145 \mu\text{F}$$

onde
$$\Delta V_{ca} = \frac{3 \cdot 350}{100} = 10.5 \text{ V}$$

Componente escolhido

.Capacitor - $C_o = 150 \mu\text{F} / 450 \text{ Volts}$. (Eletrolítico)

6.2.3 - Circuito amortecedor ($R_a - C_a$)

Como mostra a Fig. 6.5, haverá necessidade da colocação de um circuito amortecedor composto pelo resistor ($R_a = 1.2 \text{ K}\Omega$) e pelo capacitor ($C_a = 120 \text{ pF}$) para atenuar os picos de tensão ocorridos

no MOSFET, no momento do seu bloqueio.

Estas sobretensões são provocadas devido às oscilações existentes entre as indutâncias de ressonância e parasitas do circuito com as capacitâncias intrínsecas do diodo série (C_{DS}) e capacitância de saída do MOSFET (C_{OSS}).

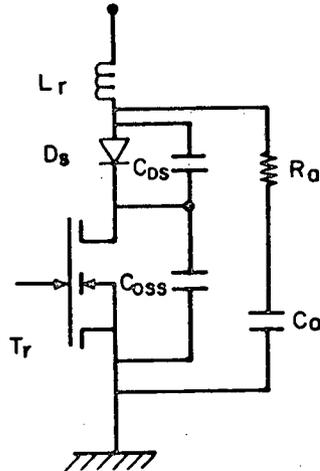


Fig. 6.5 - Representação do circuito atenuador dos picos de tensão na chave de potência Tr .

6.3 - Projeto do Regulador de Tensão

Para a regulação da tensão de saída do RQR será considerado, primeiramente, o regulador do tipo proporcional.

A função de transferência de malha fechada do sistema para este regulador é dada pela expressão (4.46). Portanto :

$$\frac{V_o(s)}{V_o(s)} = \frac{A \cdot K_T \cdot K_w}{C_o} \cdot \frac{1}{s + \frac{A \cdot K_T \cdot R_o \cdot K_w \cdot K_p + 1}{R_o \cdot C_o}} \quad (6.11)$$

Pela expressão (4.34) tem-se:

$$K_T = K \cdot K_J \quad (6.12)$$

onde

$$K = \frac{R_a \cdot V_p}{R_a + R_b} \quad (6.13)$$

Considerando $R_a = 77 \Omega$, $R_b = 15 \text{ K}\Omega$ e $V_p = 311$, pela expressão (6.13) tem-se:

$$K = \frac{77 \cdot 311}{77 + 15 \text{ K}} = 1.6$$

Considera-se o fator de escala do multiplicador, K_J , igual a 0.1.

Portanto, pela expressão 6.12, tem-se :

$$K_T = K \cdot K_J = 1.6 \cdot 0.1 = 0.16$$

A tensão de referência escolhida será :

$$V_o^* = 7 \text{ V}$$

Para V_o igual a 350 V, a constante K_p da malha de realimentação é dada por :

$$K_p = \frac{V_o^*}{V_o} = \frac{7}{350} = 0.02$$

Pela expressão (4.33) encontra-se K_w :

$$K_w = \frac{V_p}{2 \cdot V_o} = \frac{311}{2 \cdot 350} = 0.45$$

Considerando o tempo de acomodação do sistema igual a 1ms, pela expressão (4.48), a constante de tempo do sistema será :

$$\tau = \frac{t_s}{4} = 0.25 \text{ ms}$$

Conhecidos t_s , K_T , K_w e K_p , com $R_L = 700 \Omega$ e $C_o = 150 \mu\text{F}$, pela expressão (4.47) e (4.48), o ganho proporcional A é dado por:

$$A = \frac{4 \cdot R_L \cdot C_o - t_s}{t_s \cdot K_T \cdot R_L \cdot K_w \cdot K_p}$$

$$A = \frac{4 \cdot 700 \cdot 150 \cdot 10^{-6} - 1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3} \cdot 0.16 \cdot 700 \cdot 0.45 \cdot 0.02} = 416.5$$

O erro em regime permanente é dado pela expressão 4.57, ou seja:

$$e_{ss} = \frac{V_o^*}{1 + A \cdot K_T \cdot K_w \cdot K_p \cdot R_L}$$

$$e_{ss} = \frac{7}{1 + 416.5 \cdot 0.16 \cdot 0.45 \cdot 0.02 \cdot 700}$$

$$e_{ss} = 0.016$$

Considerando-se agora o regulador PI para um mesmo tempo de acomodação $t_s = 1ms$ e um coeficiente de amortecimento de 0.4, encontra-se um ganho proporcional de 832, simplesmente o dobro do regulador P.

Baseado em que o erro em regime permanente do sistema utilizando compensador do tipo proporcional é muito pequeno, preferiu-se a sua implementação.

O circuito do regulador implementado está mostrado na Fig. 6.6.

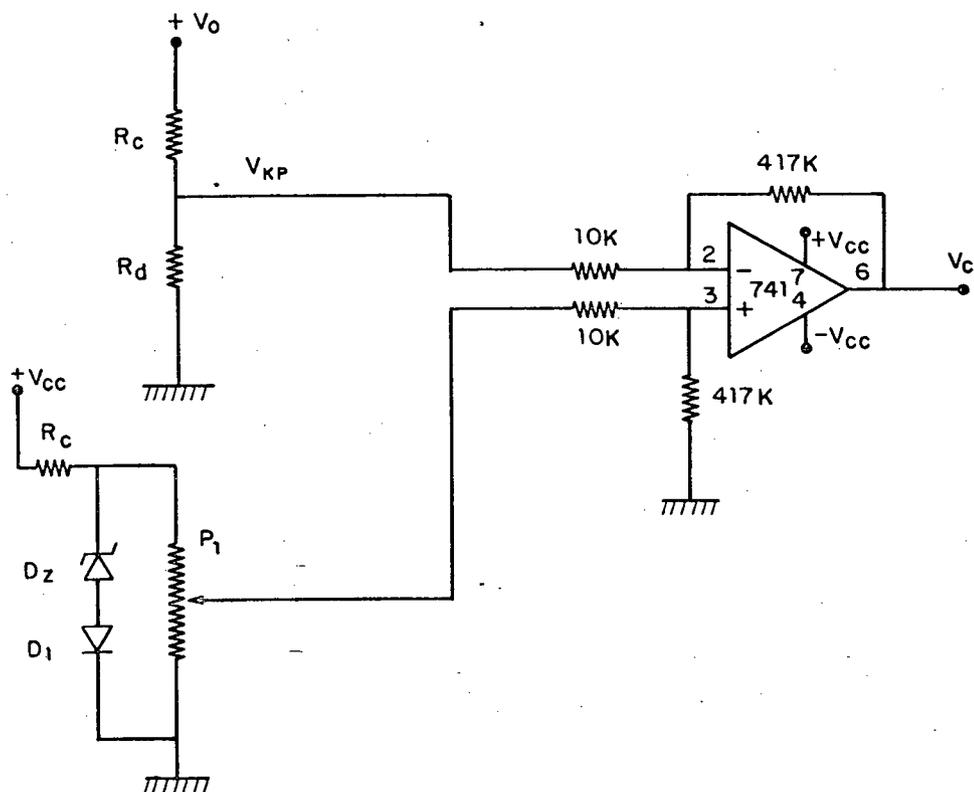


Fig. 6.6 - Circuito do regulador de tensão do RQR.

6.4 - Circuito Multiplicador

O circuito multiplicador utilizado é mostrado na Fig. 6.7.

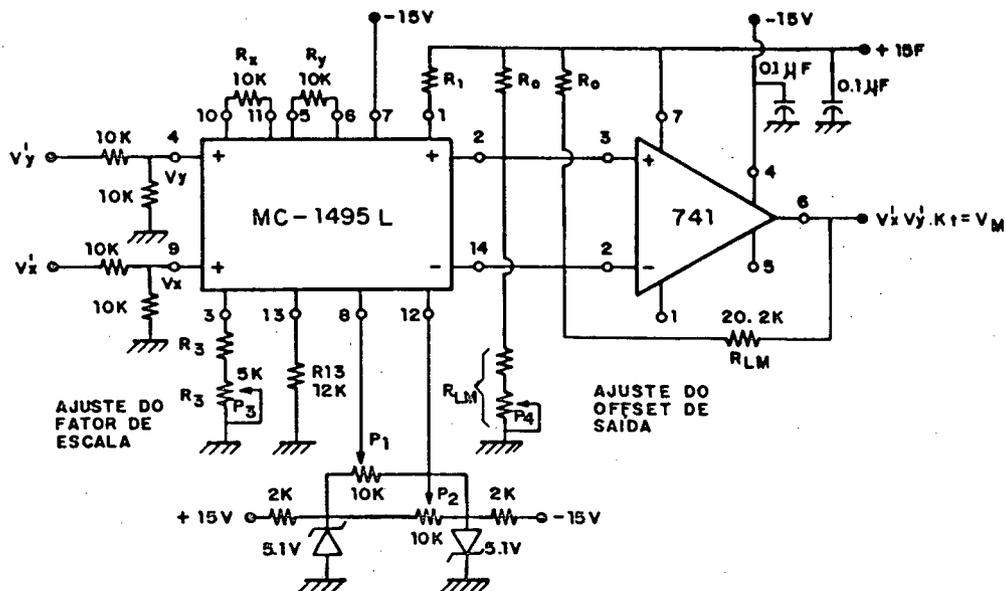


Fig. 6.7 - Circuito multiplicador

É necessário que se tenha expressões que possibilitem o cálculo das resistências R_0 , R_{LM} e da tensão de saída V_M . Para este fim, faz-se uso de um pequeno procedimento de projeto, como é apresentado a seguir.

6.4.1 - Procedimento para projeto do multiplicador

a) Tensão de saída do multiplicador

Um divisor resistivo é usado na entrada X e Y do multiplicador com a finalidade de limitar a tensão de entrada em 5 Volts para uma dada tensão de entrada máxima V_x e V_y de 10 Volts, exigida pelo fabricante.

A tensão de saída do multiplicador é dada pela seguinte expressão:

$$V_M = KJ \cdot V_x \cdot V_y = 4 \cdot KJ \cdot V_x \cdot V_y \quad (6.14)$$

onde

$KJ \Rightarrow$ fator de escala do multiplicador.

b) Resistências R_{LM} e R_o .

As resistências R_{LM} e R_o são dadas respectivamente por :

$$R_{LM} = 200 \cdot 10^3 \cdot KJ \quad (6.15)$$

$$R_o = \frac{4 \cdot R_{LM}}{11 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot R_{LM}} \quad (6.16)$$

Para $KJ = 0.1$, pela expressão (6.15) encontra-se R_{LM} .

Portanto:

$$R_{LM} = 200 \cdot 10^3 \cdot 0.1 = 20 \text{ K}\Omega$$

Conhecido R_{LM} pela expressão (6.16), tem-se:

$$R_o = \frac{4 \cdot 20 \cdot 10^3}{11 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3} = 2.6 \text{ K}\Omega$$

6.5 - Circuito gerador do sinal de comando

O circuito responsável pela geração do sinal de comando está mostrado na Fig. 6.8.

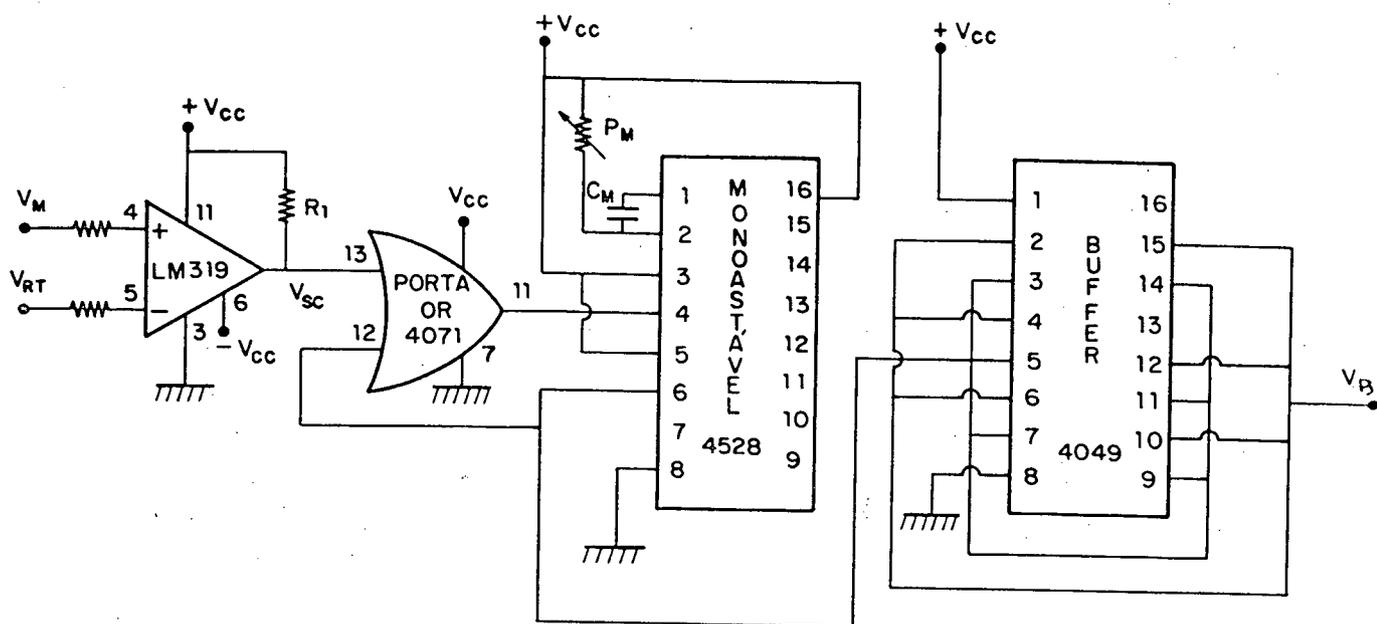


Fig. 6.8 - Circuito gerador de sinal de comando do RQR.

O sinal originado do multiplicador, V_M , é comparado pelo CI - LM 319 com o sinal proporcional à corrente amostrada de entrada, V_{RT} , obtida através de um sensor de corrente.

O sinal de saída do comparador, V_{sc} , passa através da porta "OR" para eliminação de comparações indevidas causadas por possíveis ruídos, e é aplicado a um circuito monoastável, sensível à transição positiva, que delimita a largura de pulso de comando, correspondente à duração da primeira e segunda etapa de operação do RQR. Finalmente, o sinal resultante recebe um ganho de corrente através do *buffer* de saída, CI - 4049, composto por seis portas inversoras.

6.6 - Comando de GATE

O circuito escolhido para comandar a entrada em condução e o bloqueio do MOSFET está representado na Fig. 6.9.

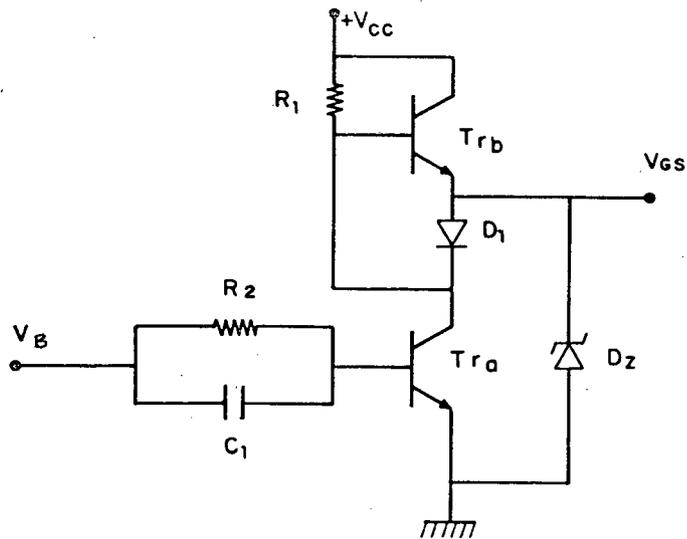


Fig. 6.9 - Circuito de comando de gate do RQR

Na transição positiva de V_B , o circuito diferenciador, composto pelo resistor R_2 em paralelo com o capacitor C_1 , provoca um pico de corrente na base de T_{ra} , saturando-o. Com a saturação de T_{ra} , D_1 conduz e T_{rb} entra em corte, pois a corrente em sua base é nula. Dessa maneira, a tensão de gate V_{gs} é baixa e o MOSFET é bloqueado.

Na transição negativa de V_B , T_{ra} é cortado. A fonte de tensão auxiliar V_{cc} juntamente com R_1 enviam corrente de base para T_{rb} , saturando-o. A tensão V_{gs} , agora alta e de valor V_{cc} , habilita o MOSFET a conduzir.

O diodo zener D_z protege o MOSFET, grampeando a tensão V_{gs} em valores não superiores a 20 V, tensão esta, destrutível ao componente.

6.7 - Circuito completo do RQR com chave unidirecional em corrente.

O circuito completo do RQR, considerando a malha de regulação e de controle de corrente de entrada, está representada na Fig.6.10.

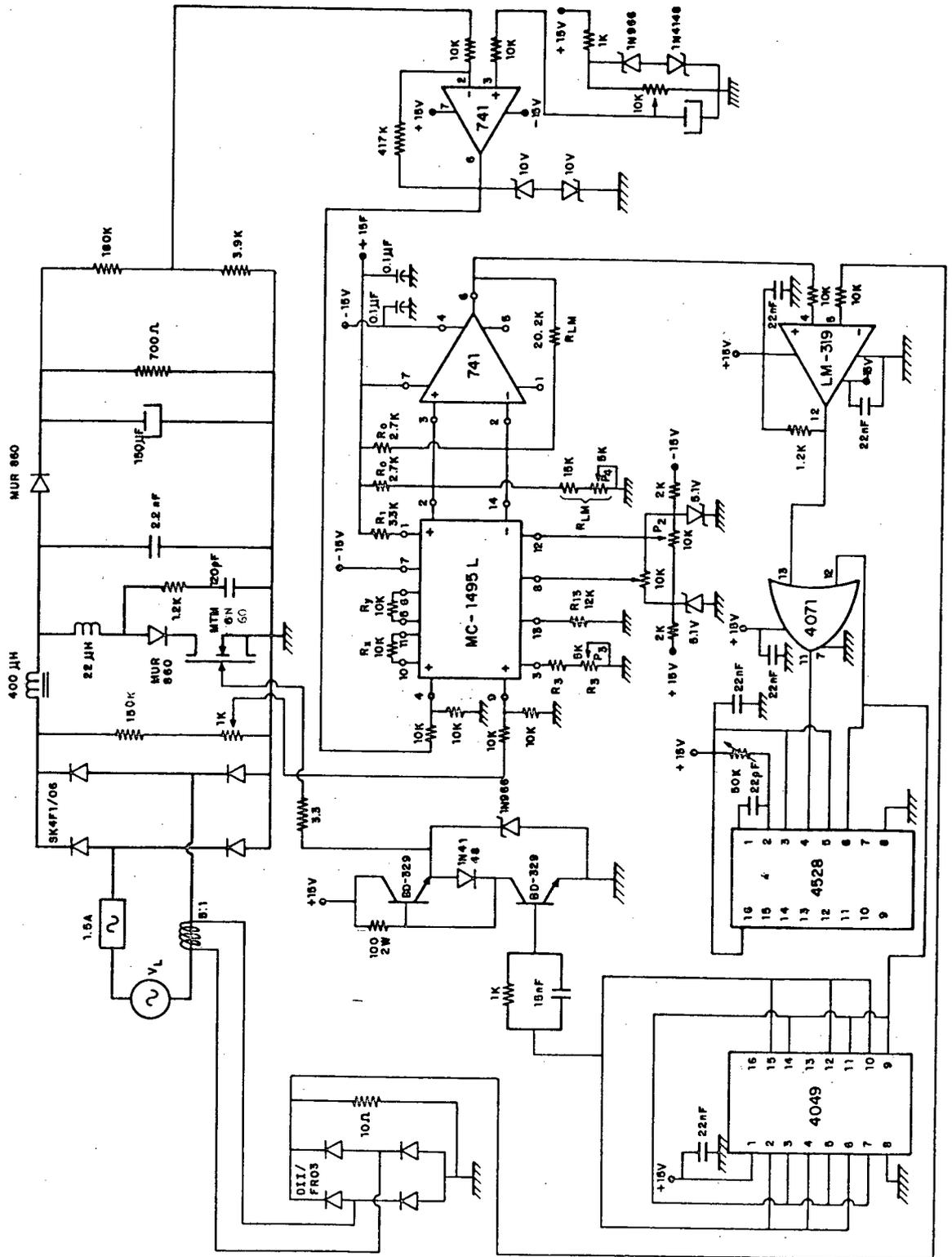


Fig. 6.10 - Circuito completo de controle e comando RQR com ϕ unitário.

6.8 - Conclusões

Através da metodologia de projeto e ábacos gerados no capítulo 5, pôde-se dimensionar, de forma eficiente e objetiva, todos os elementos passivos e ativos do circuito de potência do RQR para uma potência especificada de 180 W e tensão de saída de 350 V.

Os circuitos destinados à malha de regulação da tensão de saída foram apresentados e projetados, bem como os circuitos de controle da corrente e comando do MOSFET puderam ser resumidamente descritos.

CAPÍTULO VII

ESTUDO EXPERIMENTAL DO RETIFICADOR QUASE-RESSONANTE

7.1 - Introdução

Baseado no projeto efetuado do RQR com chave unidirecional em corrente, apresenta-se no presente capítulo o estudo experimental obtido por intermédio de um protótipo construído em laboratório, que tem por finalidade a verificação das equações desenvolvidas e dos modelos propostos.

São observados, dentre outros, a comutação não dissipativa do MOSFET de potência, a regulação da tensão de saída e o rendimento do retificador para diversos níveis de potência.

7.2 - Resultados experimentais obtidos

O estágio de potência do circuito implementado está mostrado na Fig. 7.1, com os seguintes parâmetros:

- .Li = 440 μ H (indutor de entrada)
- .Lr = 22 μ H (indutor ressonante)
- .Cr = 2.2 nF (capacitor ressonante; polipropileno -
Icotron)
- .Co = 150 μ F (capacitor de saída; eletrolítico)
- .Ro = 700 Ω (carga resistiva nominal)

- .Tr = MTM 6N60(MOSFET de potência - MOTOROLA)
- .Ds = MUR-860 (MOTOROLA)
- .Dp = MUR-860 (MOTOROLA)
- .Dr_{1,2,3,4} = SK4F1/06 (Semikron)

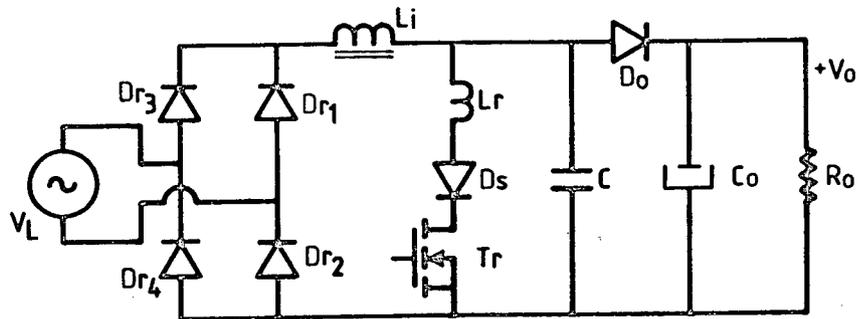


Fig. 7.1 - Estágio de Potência do retificador quase-ressonante.

7.2.1 - Corrente e tensão de linha

A Fig. 7.2 mostra um ciclo completo da tensão e corrente de linha para uma tensão no barramento DC, V_o , de 350 Volts e potência de saída, P_o , de 180 W.

Nota-se que a ondulação máxima da corrente de entrada ocorre para ωt igual a 90° , sendo esta de aproximadamente 1.1 A, como foi previsto no projeto.

O fator de potência medido, igual a 0.98, está muito próximo da unidade e condiz com o propósito deste estudo.

O $\cos \phi$ igual a 0.98, implica num consumo de potência reativa de 36.55 VAR para uma potência aparente igual a 183.7 VA.

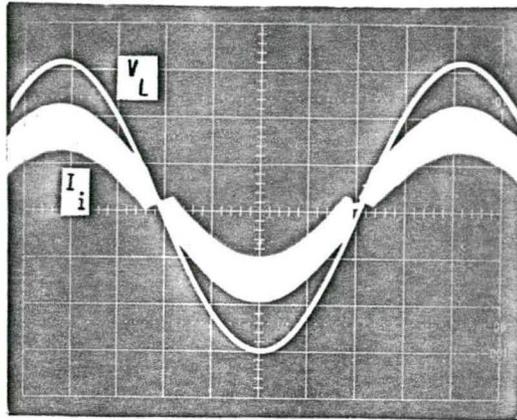


Fig. 7.2 - Tensão de linha V_L (100 V/div) e corrente de linha I_i (1A/div) do retificador quase-ressonante para 60 Hz.

Os detalhes das evoluções da corrente de entrada I_i e da corrente de referência I_i^* , estão mostrados na Fig. 7.3.

Observa-se na forma de onda superior que, para ωt igual a 90° , o RQR opera com uma frequência mínima de chaveamento de aproximadamente 70 KHz, o que comprova o resultado obtido no projeto, através do ábaco da Fig. 5.3. A forma de onda inferior mostra a variação da frequência de chaveamento em função da pulsação angular ω e conseqüentemente do parâmetro α para ωt igual a 45° . Neste ponto, a frequência obtida é de 192 KHz, podendo ser confirmada pelas equações 4.8, 4.9 e 4.15.

A máxima frequência de chaveamento medida está próxima dos 250 KHz, o que evidencia a validade do desenvolvimento teórico.

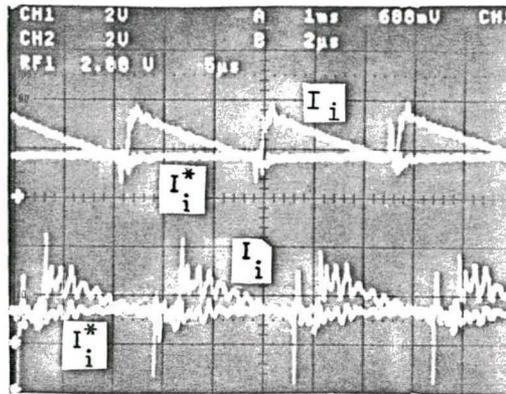


Fig. 7.3 - Corrente de linha I_i (12 A/div) e corrente de referência I_i^* (1.2 A/div). Curva superior : $\omega t=90^\circ$, 5 $\mu\text{s}/\text{div}$, Curva inferior: $\omega t=45^\circ$, 2 $\mu\text{s}/\text{div}$.

7.2.1.1 - Análise do conteúdo harmônico da corrente de entrada.

Através de aquisições obtidas via computador digital e com a utilização de programas computacionais de análise do espectro harmônico, pôde-se observar e comparar o conteúdo harmônico da corrente de linha obtida pelo emprego da estratégia de controle proposta nesse estudo (Fig. 7.2), com a mesma obtida sem nenhum tipo de controle ativo ou passivo (Fig. 7.4), considerando, para os dois casos, a mesma potência de funcionamento.

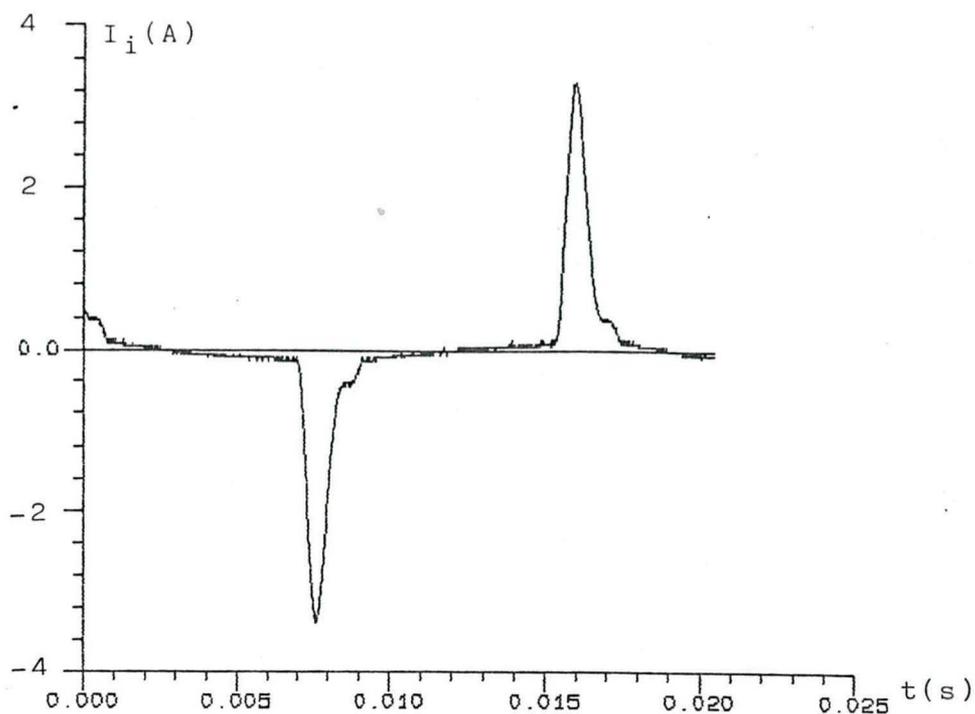


Fig. 7.4 - Aquisição da corrente de entrada do retificador clássico.

As Fig(s). 7.5 e 7.6 apresentam os espectros harmônicos das duas correntes.

A amplitude da componente fundamental da corrente de linha, cuja frequência é igual a 60 Hz, corresponde ao máximo valor no eixo das ordenadas, ou seja, 100 %.

Na Fig. 7.5, as harmônicas de frequência superior a 60 Hz, possuem amplitudes não maiores que 3% do valor da amplitude da componente fundamental, caracterizando uma condição extremamente favorável.

Já a corrente do retificador convencional sem controle de corrente, possui harmônicas de frequências não superiores a 1800 Khz e de elevada amplitude. Esta condição implica na utilização de filtros maiores com frequência de corte baixa, próxima à fundamental, tornando crítica sua otimização.

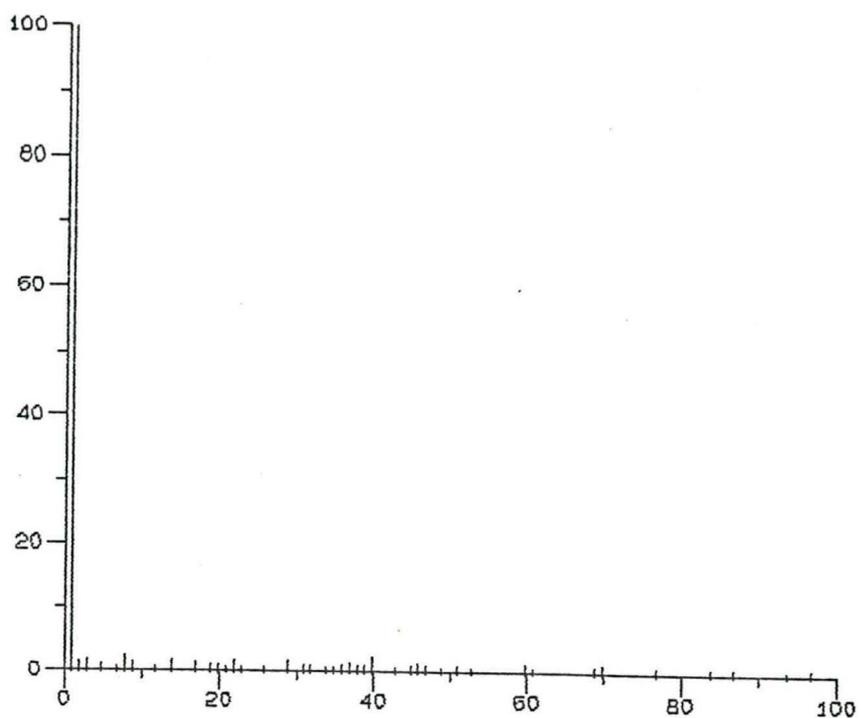


Fig. 7.5 - Espectro harmônico da corrente de entrada com controle.

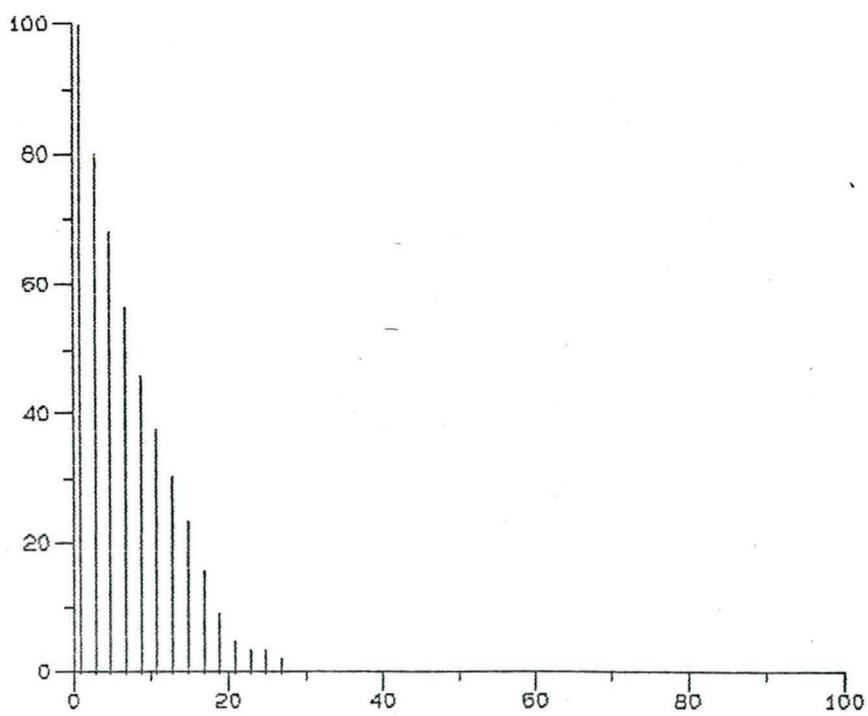


Fig. 7.6 - Espectro harmônico da corrente de entrada sem controle.

7.2.2 - Corrente e tensão na chave de potência Tr

Para demonstrar que a entrada em condução e o bloqueio do MOSFET ocorrem sob corrente nula, são mostradas na Fig. 7.7 a corrente e a tensão no mesmo, juntamente com a tensão de comando V_{GS} .

Nota-se que no momento que o MOSFET é comandado a entrar em condução e a bloquear, a corrente que circula no mesmo é nula. Esta condição caracteriza perdas nulas na comutação, aumentando a eficiência do RQR. No entanto, existem as perdas por condução devido à sua resistência "on", r_{ds} , que é igual a 1.2Ω . A medida que o retificador opera com correntes eficazes elevadas, estas perdas podem tornar-se significativas.

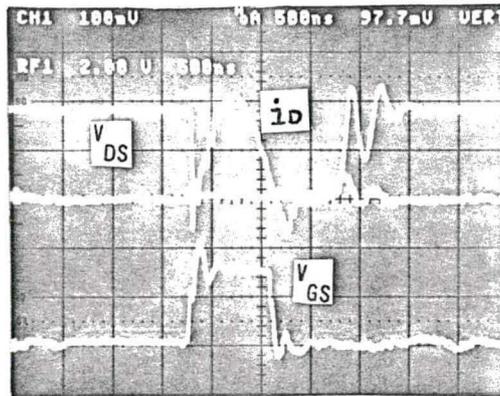


Fig. 7.7 - Tensão dreno-source V_{DS} (200 V/div), corrente de dreno i_D (2 A/div) e tensão gate-source V_{GS} (10V/div), escala de tempo de 500 ns/div.

7.2.3 - Características estáticas do RQR.

A tabela 7.1 apresenta o comportamento estático do RQR para diversos níveis de potência, obtidos através da variação da carga R_L .

RESIST. DE CARGA	CORRENTE DE ENTRADA	TENSÃO DE SAÍDA	CORRENTE DE SAÍDA	POT. DE SAÍDA	RENDIMENTO	REGULAÇÃO
$R_L (\Omega)$	$I_{i_{rms}} (A)$	$V_o (V)$	$I_{o_{av}} (A)$	$P_o (W)$	$\eta\% = \frac{P_o}{P_{in}}$	$R\% = \frac{\Delta V_o}{V_o} \cdot 100$
700	0.91	350	0.52	182.0	91.0	0.0
740	0.84	350	0.47	164.2	89.0	0.0
800	0.77	350	0.43	150.5	88.9	0.0
870	0.73	350	0.40	140.0	87.2	0.0
940	0.70	355	0.38	134.9	87.6	1.43
1000	0.66	355	0.36	127.8	88.0	1.43
1050	0.63	355	0.34	125.8	87.1	1.43
1120	0.60	355	0.32	113.6	86.1	1.43
1190	0.57	355	0.3	106.5	84.9	1.43
1280	0.53	357	0.28	98.2	83.4	2.0
1350	0.51	357	0.26	92.8	82.7	2.0
1420	0.48	357	0.245	87.4	82.8	2.0
1510	0.46	357	0.235	83.9	82.9	2.0
1600	0.445	360	0.225	81.0	82.7	2.85
1670	0.425	360	0.215	77.4	82.78	2.85
1760	0.405	360	0.205	73.8	82.8	2.85
1820	0.40	360	0.2	72.0	81.8	2.85

As perdas de potência do retificador, considerando o circuito de potência e de comando, são as seguintes:

- Perdas calculadas na condução do MOSFET $P_{con} = 1.8 \text{ W}$
- Perdas medidas no circuito de comando $P_{com} = 4 \text{ W}$
- Perdas estimadas totais $P_e = 8.5 \text{ W}$

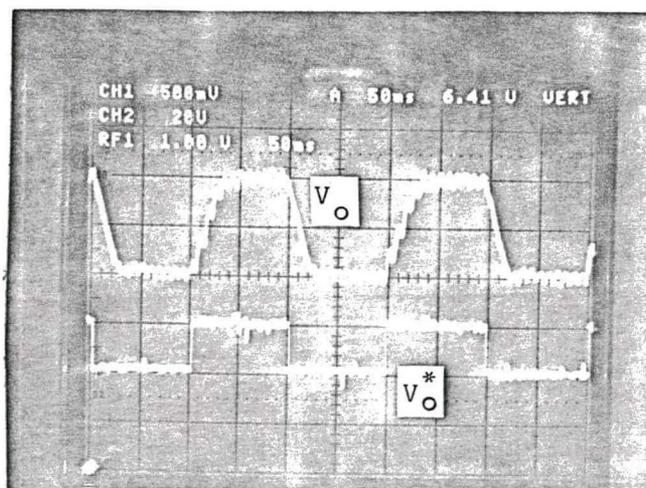
Observa-se que para a carga nominal, o rendimento mantém-se alto devido à influência relativamente baixa das perdas no

circuito amortecedor. No entanto, à medida que uma potência menor é exigida do retificador, estas perdas tornam-se significativas, acarretando a diminuição do rendimento, como mostra a Tab. 7.1.

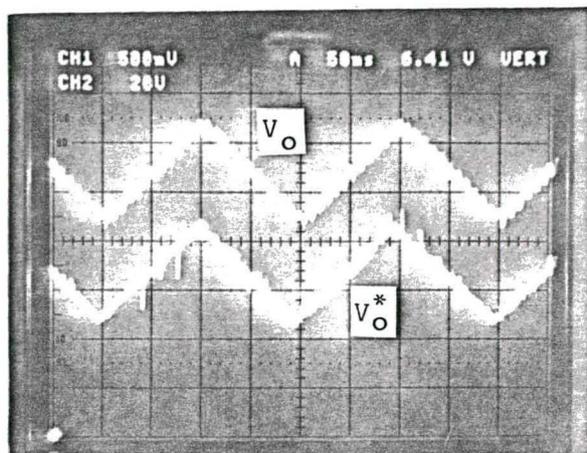
Para os níveis de potência exigidos do retificador, a tensão de saída V_o não ultrapassou a 2.85% da tensão nominal requerida no projeto. Portanto, os níveis de regulação conseguidos são considerados satisfatórios.

7.2.4 - Característica dinâmica do RQR.

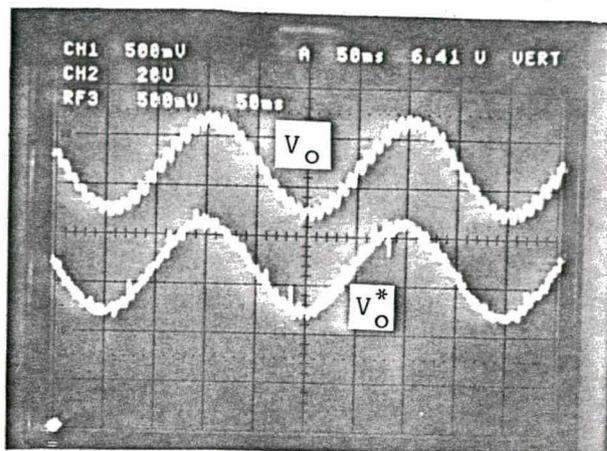
Para ilustrar o comportamento dinâmico do RQR, são apresentadas na Fig. 7.8 a evolução da tensão de saída V_o , para diversas formas de onda da tensão de referência V_o^* , impostas na malha de regulação através de um gerador de sinais.



(a)



(b)



(c)

Fig. 7.8 a) Tensão de saída V_o (37.5 V/div); referência retangular de tensão V_o^* (2 V/div); b) Tensão de saída V_o (35 V/div); referência triangular de tensão V_o^* (0.95 V/div); c) Tensão de saída V_o (35V/div); referência senoidal de tensão V_o^* (0.95V/div). Base de tempo 50 ms/div.

7.2.5 - Ondulação da tensão de saída

A Fig. 7.9 apresenta a aquisição da tensão V_o , obtida via computador e osciloscópios digitais. Desse modo, é possível observar a ondulação da tensão de saída com uma considerável precisão.

Nota-se que a ondulação de tensão de saída, ΔV_o , é igual a 10 V. Isto representa um ΔV_o percentual de 2.85%, aproximando-se dos 3% requeridos no projeto.

A comutação não-dissipativa é mostrada através de fotografias, nas quais pôde-se confirmar que tanto a entrada em condução quanto o bloqueio da chave de potência ocorrem sob corrente nula, implicando no aumento da eficiência do retificador.

CONCLUSÃO GERAL

Como um novo caminho para se conseguir conversores AC-DC operando com fator de potência unitário e com corrente de entrada senoidal, foi introduzida neste trabalho uma família de retificadores quase-ressonante operando com chaves unidirecional e bidirecional em corrente.

Isto tornou-se possível pela utilização de conversores "boost" quase-ressonantes chaveados sob corrente nula, colocados entre a ponte retificadora de diodos e o barramento DC de saída, possibilitando a isenção das perdas de chaveamento. Desse modo, além do aumento da eficiência do conversor, conseguiu-se que o mesmo operasse com frequências elevadas, permitindo a redução no tamanho, peso e custo do indutor de entrada.

Foram realizadas análises qualitativas e quantitativas de um dos RQRs propostos, levando em conta a unidirecionalidade e bidirecionalidade em corrente da chave de potência. Um protótipo em laboratório foi montado e os resultados do RQR com chave unidirecional em corrente foram apresentados. A interação da malha de controle da corrente de entrada com a malha de regulação da tensão de saída foi feita através de um circuito multiplicador, já que o retificador opera em modo contínuo. O RQR com chave bidirecional em corrente mostrou-se inconveniente devido aos picos de tensão sobre a chave, provocados pelo tempo de recuperação lenta do diodo colocado em paralelo com a chave.

Como chave de potência escolheu-se o MOSFET, devido às suas características em operar em altas frequências de chaveamento. Este componente possui intrinsecamente uma resistência $R_{ds(on)}$

responsável pelas perdas por condução que, dependendo do valor da corrente eficaz, podem tornar-se significativas, inviabilizando o retificador a trabalhar com potências acima de 300 W. Uma solução encontrada para este inconveniente é a utilização de chaves em paralelo como uma forma de dividir a corrente e elevar a potência até alguns kilowatts.

Por intermédio dos resultados obtidos experimentalmente, o princípio da modulação e regulação puderam ser confirmados e algumas grandezas como a frequência mínima e máxima de chaveamento e a ondulação da corrente de entrada foram comparados com significativa proximidade com os resultados obtidos em projeto, validando o procedimento teórico.

Os principais ou mais relevantes objetivos deste trabalho como o de conseguir um retificador monofásico operando com fator de potência unitário, corrente de entrada senoidal com baixo conteúdo harmônico e elevada eficiência, foram alcançados.

Como sugestão para trabalhos futuros relacionados ao desenvolvimento desse novo retificador está na elevação de sua potência até alguns kilowatts, buscando-se sua otimização no que diz respeito ao rendimento e densidade de potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. S. B. Dewan, "Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply ", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, NO3, may/june 1981.
- [2]. R. Keller, G. Baker, "Unity Power Factor off Line Switching Power Supplies ", IEEE INTELEC Conference, Nov. 1984, pp.332-339.
- [3]. Kwang-Hwa Liu and Yung-Lin Lin, " Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous Mode Boost Converters ", IEEE-Pesc Record, 1989, pp.516-524.
- [4]. Ned Mohan , T. M. Underland, R. J. Ferraro, " Sinusoidal Line Current Rectification With a 100khz B-Sit Step-up Converter ", IEEE-Pesc Record, 1984, pp 92-98.-98.
- [5]. Kalyan K. Sen ; Alexander E. Emanuel, " Unity Power Factor Single-Phase Power Conditioning ", IEEE-Pesc Record, 1987, pp 516-524.
- [6]. Jin He ; Ned Mohan, " Input-Current Shaping in Line-Rectification By Resonant Converters ", IEEE- Industry Applications Society Annual Meeting, 1987, pp 990-995.

- [7]. J. H. Mulkern, Ned Mohan, " A Sinusoidal Line Current Rectifier Using a Zero-Voltage Switching Step-Up Converter", IEEE-IAS Annual Conference Records, 1988, pp 767-771.
- [8]. S. Manias, P. D. Ziogas, Guy Oliver, " An AC-DC Converter With Improved Input Power Factor and High Power Density " , IEEE - Transactions on Industry Application Vol. 1A-22 NO.6 November/DECEMBER 1986, PP 1073-1081.
- [9]. S. Manias, P. D. Ziogas, " An SMR Topology With Suppressed DC Link Components and Predictive Line Current Waveshaping", IEEE Transactions on Industry Application Vol. 1A-23, NO.4, July/August 1987, pp 664-653.
- [10]. R. B. Ridley, F. C. Lee, V. Vorporian, " Multi-Loop Control Quasi-Resonant Converters ", High Frequency Power Conversion Conference, April 1987.
- [11]. M. J. Kocher and R. L. Steigerwald, " An AC to DC Converter With High Quality Input Waveforms ", IEEE-Pesc Record , 1982, pp 63-75.
- [12]. C. P. Henze, J. A. Smith, D. S. Lo, "A Transformer Isolated AC to DC Switch-Mode Power Converter With Resistive Input Current ", IEE Power Electronics and Variable-Speed Drives , 1988, pp 428-431.

- [13].T. S. Latos, D. J. Bosack , " A High Efficiency 3kw Switch-Mode Battery Charger ", IEEE Pesc Record, 1982, pp-341-349.
- [14].Martin F. Schlecht, "Novel Topology Alternatives to Design of Harmonic Free, Utility DC Interface ", IEEE Pesc Record , 1983, pp 206-216.
- [15].I. Barbi, P. D. Garcia, H. L. Hey, " Analysis and Design of a Boost Zero-Current Switching Quasi-Resonant Converter (ZCS-QRS) ", I Seminário de Eletrônica de Potência, 1988, UFSC Florianópolis-Sta Catarina.
- [16].Barbi, I. Projeto de Fontes Chaveadas. Florianópolis, Universidade Federal de Santa Catarina, 1988.
- [17].Barbi, I. Eletrônica de potência II. Florianópolis, Universidade Federal de Santa Catarina, publicação interna.
- [18].Chryssis,G. " High Frequency Switching Power Supplies, Theory an Design ", MacGraw-Hill, 1984, pp 118-123.
- [19].Perin,A. J. , Raizer,A., " Simulação Automática de Conversores Estáticos (SACEC) ", Manual de Utilização do programa , LAMEP, UFSC.
- [20].L.F. Pereira de Mello, "Projeto de Fontes Chaveadas ", Ed. Érica, 1987.

- [21].Siemens. Sipmos Small Signal Transistors; power transistors
Data Book, 1985.
- [22].National Semiconductor. CMOS integrated circuits. Data Book,
Santa Clara, California, USA, 1978.
- [23].National Semiconductor. Linear Data Book, Santa Clara,
California, USA, 1980.
- [24].Motorola Semiconductor. Semiconductor Data Library Linear
Integrated Circuits, 1976.
- [25].Motorola Semiconductors. Power MOSFET Transistor Data, 1985.
- [26].Motorola Semiconductors. Rectifiers and Zener Diodes Data,
1985.
- [27].Catálogo de Núcleo de Ferrite. Thornton Inpec Eletrônica S/A.