

PAULO ANDRÉ DA MATTA GUEDES

**SISTEMA REGENERATIVO DE ENERGIA COM ALTO
RENDIMENTO E FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO**

FLORIANÓPOLIS

2000

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

SISTEMA REGENERATIVO DE ENERGIA COM ALTO
RENDIMENTO E FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

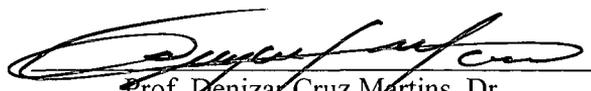
PAULO ANDRÉ DA MATTA GUEDES

Florianópolis, dezembro de 2000.

SISTEMA REGENERATIVO DE ENERGIA COM ALTO RENDIMENTO E FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

PAULO ANDRÉ DA MATTA GUEDES

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

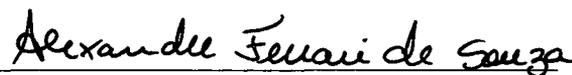

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador


Prof. Márcio Cherem Schneider, Dr.
Coordenador em exercício do Programa de P.G. em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Co-orientador


Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.


Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.


Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.

TREM DA VIDA

“A vida não passa de uma viagem de trem, cheia de embarques e desembarques, alguns acidentes, surpresas agradáveis em alguns embarques e grandes tristezas em outros.

Quando nascemos, entramos nesse trem e nos deparamos com algumas pessoas que julgamos, estarão sempre nessa viagem conosco: nossos pais. Infelizmente, isso não é verdade; em alguma estação eles descerão e nos deixarão órfãos de seu carinho, amizade e companhia insubstituível... mas isso não impede que, durante a viagem, pessoas interessantes e que virão a ser super especiais para nós, embarquem.

Para o fim dessa viagem, espero que todos se encontrem na ESTAÇÃO FINAL.”

À memória de meu Pai, por tudo que me ensinou, pelo que sou saudades.

Para minha Mãe, minha família e Letícia, com muito carinho, amor e gratidão.

AGRADECIMENTOS

As primeiras pessoas a quem gostaria de agradecer, são aquelas a quem possa ter me esquecido de citar. Peço também desculpa. Foram tantas as pessoas que me ajudaram nessa etapa, que tenho a certeza de esquecer alguma.

Agradeço a Deus, pela saúde, força e fé encontrados nos momentos mais difíceis.

Ao Prof. Ivo Barbi, por sua atenção e amizade dispensados durante a realização deste trabalho.

Aos professores: Ivo Barbi, Denizar Cruz Martins, João Carlos dos Santos Fagundes, Alexandre Ferrari de Souza, Hari Bruno Mohr, Arnaldo José Perin, Ênio Valmor Kassick, que durante esse período me passaram conhecimentos e auxiliaram-me nesta caminhada.

Aos amigos: Tim, Yales, Sérgio, Kefas, Tomaselli, Romeu, Fabiana, Stephanie, Marcelo, Ênio, René, Falcondes, Grover, Samir, Pacheco, Coelho, Anderson, Dulcemar, Patrícia, Luiz, Rogers, D. Arlete pela amizade e conhecimentos compartilhados durante este período.

Aos amigos: Bruno, Lara, Tina, Ricardo, Cecília, Paula e Timóteo

A todo o povo do Brasil, que contribui para o crescimento do país e financia trabalhos como este. Ao CNPQ pelo auxílio financeiro.

Paulo André da Matta Guedes

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

SISTEMA REGENERATIVO DE ENERGIA COM ALTO RENDIMENTO E FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

Paulo André da Matta Guedes

Dezembro/2000

Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Co-orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing,

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Reciclador, inversor, comutação suave.

Número de páginas: 118.

RESUMO : Este trabalho se concentrou na análise, simulação e experimentação de um inversor em ponte completa para realizar o teste de *burn-in* de reatores eletrônicos utilizando-se o conceito de reciclagem de potência. A estrutura proposta substitui o banco de resistores, que tradicionalmente é utilizado pelos fabricantes neste tipo de teste, drenando a corrente de carga exigida, mas apresentando a vantagem de que a maior parte da energia é devolvida para a rede. A corrente devolvida para a rede apresenta baixa taxa de distorção harmônica e alto fator de potência. Dessa forma, o teste pode ser realizado com um consumo bem menor de energia elétrica.

Finalmente concluiu-se que a reciclagem de potência aplicada ao teste de *burn-in* de reatores eletrônicos mostrou-se bastante atraente tanto sob o aspecto econômico como também ecológico, seguindo a tendência atual da busca de otimização no uso dos recursos energéticos disponíveis.

Abstract of the Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for obtaining the degree of Master in Electrical Engineering.

REGENERATIVE ENERGY SYSTEM WITH HIGH EFFICIENCY AND UNITY POWER FACTOR

Paulo André da Matta Guedes

December/2000

Adivsor: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Co-advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing,

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Recycler, inverter, soft switching.

Number of pages: 118.

ABSTRACT: This work was concentrated in analysing, simulating and experimentating on a full-bridge inverter to accomplish the burn-in test of power supplies using the power recycling concept. The proposed structure replaces the resistor load bank, traditionally used by the manufacturers in such testing, by draining the necessary load current from the electronic ballast but presenting the advantage that most of the energy is sent back to the utility grid. The recycled current presents low total harmonic distortion and almost unitary power factor. Therefore, the test can be accomplished with a reduced consumption of electrical energy.

Finally, this work concluded that the power recycling concept applied to the burn-in testing of electronic ballast is very attractive under the ecological and economical point of view, and follows the current tendency of optimizing the use of the available energetic resources.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL.....	1
CAPÍTULO 1	
MOTIVAÇÕES, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DO TRABALHO....	2
1.1 INTRODUÇÃO.....	2
1.1 ANÁLISE DO INVESTIMENTO.....	3
1.2 PROPOSTAS DA LITERATURA.....	6
1.3 PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO.....	6
CAPÍTULO 2	
ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR EM PONTE COMPLETA	8
2.1 INTRODUÇÃO.....	8
2.2 – ETAPAS DE OPERAÇÃO	9
2.2.1 Plano de Fase Resultante	22
2.2.2 Principais Formas de Onda.....	23
2.3 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS COMPONENTES DO <i>SNUBBER</i>	24
2.3.1 Corrente Média na Fonte <i>Vg</i>	24
2.3.2 Potência Média na Fonte <i>Vg</i>	26
2.3.3 Corrente Média no Diodo <i>Ds1</i>	27
2.3.4 Corrente Média no Diodo <i>Ds2</i>	29
2.3.5 Corrente Eficaz no Capacitor <i>Cs</i>	31
2.3.6 Corrente Eficaz na Fonte <i>Vg</i>	34
2.3.7 Corrente Eficaz no Capacitor de Grampeamento <i>Cg</i>	36
2.3.9 Cálculo dos Componentes do Snubber de Undeland.....	41
2.4 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS	45
2.5 ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR <i>S1</i>	47
2.5.1 Corrente Média em <i>S1</i>	48
2.5.2 Corrente Eficaz em <i>S1</i>	49
2.6 ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR <i>S4</i>	50
2.6.1 Corrente Média em <i>S4</i>	50
2.6.2 Corrente Eficaz em <i>S4</i>	52
2.7 ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR <i>S2</i>	53
2.8 ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR <i>S3</i>	53
2.9 ESFORÇOS DE CORRENTE NO DIODO <i>D2</i>	53
2.9.1 Corrente Média em <i>D2</i>	53
2.9.2 Corrente Eficaz em <i>D2</i>	55
2.10 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS DIODOS <i>D1</i> E <i>D3</i>	56
2.11 ESFORÇOS DE CORRENTE NO DIODO <i>D4</i>	56
2.12 CONCLUSÃO	57
CAPÍTULO 3	
O CIRCUITO PRÉ-REGULADOR UC3854.....	58

3.1 INTRODUÇÃO.....	58
3.2 COMPENSADOR DE CORRENTE.....	61
3.3 COMPENSADOR DE TENSÃO.....	66
3.4 REGULADOR DE <i>FEEDFORWARD</i>	68
3.5 MULTIPLICADOR.....	70
3.6 DISTORÇÕES INERENTES AO UC3854.....	71
3.7 CONCLUSÃO.....	73
CAPÍTULO 4	
METODOLOGIA DE PROJETO, RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS	
.....	74
4.1 INTRODUÇÃO.....	74
4.2 METODOLOGIA DE PROJETO.....	74
4.2.1 Capacitor de Entrada.....	74
4.2.2 Interruptores Ativos.....	75
4.2.3 Interruptores Passivos.....	76
4.2.4 Cálculo dos Componentes Passivos do Snubber de Undeland.....	77
4.2.5 Cálculo do Filtro de Saída.....	79
4.2.6 Elementos Externos ao UC3854.....	79
4.2.7 Compensador de Corrente.....	82
4.2.8 Compensador de Tensão.....	86
4.2.9 Malha de Feedforward.....	87
4.2.10 Proteção de Sobrecarga (PKLIM).....	88
4.3 ESPECIFICAÇÃO DO DISSIPADOR.....	88
4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	90
4.4.1 Conteúdo Harmônico.....	93
4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	95
4.5.1 Conteúdo Harmônico.....	99
4.6 CONCLUSÃO.....	103
CONCLUSÃO GERAL.....	104
ANEXO I	
UC3854.....	107
I.1 DESCRIÇÃO DOS PINOS.....	108
ANEXO II	
CIRCUITO IMPLEMENTADO.....	112
II.1 LISTA DE COMPONENTES:.....	114
BIBLIOGRAFIA.....	117

Simbologia

V_1	-	Tensão da rede;
T_1	-	Transformador;
T_2	-	Transformador isolador;
P_1	-	Potência entregue à planta;
P_2	-	Potência devolvida à rede;
TDH	-	Taxa de Distorção Harmônica;
FP	-	Fator de potência;
E_C	-	Economia anual de energia elétrica em R\$;
P_t	-	Potência envolvida no teste em kW;
η	-	Rendimento do regenerador de energia;
F_u	-	Fator de utilização do regenerador de energia no ano;
$D_{1,2,3,4}$	-	Diodo em antiparalelo com IGBT
$D_{S1,2,3,4}$	-	Diodo do <i>snubber de undeland</i> ;
$C_{S1,2}$	-	Capacitor do <i>snubber de undeland</i> ;
I_C	-	Corrente de carga;
V_{in}	-	Tensão no barramento CC;
V_g	-	Tensão no capacitor de grampeamento C_g ;
$S_{1,2,3,4}$	-	IGBT;
C_g	-	Capacitor de grampeamento;
R_g	-	Resistor de grampeamento;
i_{Ls}	-	Corrente no indutor L_s ;
V_C	-	Tensão no capacitor C_s ;
Z_S	-	Impedância característica do <i>snubber de undeland</i> ;
L_S	-	Indutor do <i>snubber de undeland</i> ;
q	-	Ganho;
$\overline{i_{Ls}}$	-	Corrente parametrizada no indutor L_s ;
$\overline{V_{Cs}}$	-	Tensão parametrizada no capacitor C_s ;
I_1	-	Valor da corrente em L_s no instante t_2 ;
$\overline{I_1}$	-	Valor parametrizado da corrente em L_s no instante t_2 ;
I_2	-	Valor da corrente em L_s no instante t_6 ;

\bar{I}_2	-	Valor parametrizado da corrente em Ls no instante t_6 ;
ω_0	-	Velocidade angular;
Δt	-	Intervalo de tempo para cada período de comutação;
μ_0	-	Relação entre f_s/f_0 ;
f_s	-	Frequência de comutação;
f_0	-	Frequência de ressonância do <i>snubber de Uundeland</i> ;
T_s	-	Período de comutação;
$I_{Vg_{med}}$	-	Corrente média na fonte Vg para um período de comutação;
$\overline{I_{Vg_{med}}}$	-	Corrente média parametrizada por período de comutação;
I_p	-	Corrente de pico;
$\overline{I_p}$	-	Corrente de pico parametrizada;
$I_{Vg_{medT}}$	-	Corrente média na fonte Vg para um período de modulação;
$\overline{I_{Vg_{medT}}}$	-	Corrente média parametrizada por período de modulação;
P_{Vg}	-	Potência entregue a fonte Vg para um período de comutação;
$\overline{P_{Vg}}$	-	Potência parametrizada em Vg para um período de comutação;
P_{VgT}	-	Potência entregue a fonte Vg para um período de modulação;
$\overline{P_{VgT}}$	-	Potência parametrizada na fonte Vg em um período de modulação;
$i_{Ds1,2,3,4_{med}}$	-	Corrente média nos diodos do <i>snubber</i> por período de comutação;
$\overline{i_{Ds1,2,3,4_{med}}}$	-	Corrente parametrizada do <i>snubber</i> por período de comutação;
$i_{Ds1,2,3,4_{medT}}$	-	Corrente média do <i>snubber</i> para um período de modulação;
$\overline{i_{Ds1,2,3,4_{medT}}}$	-	Corrente parametrizada do <i>snubber</i> por período de modulação;
ics_{ef}	-	Corrente eficaz no capacitor Cs para um período de comutação;
ics_{efT}	-	Corrente eficaz no capacitor Cs para um período de modulação;
$\overline{ics_{efT}}$	-	Corrente parametrizada no capacitor Cs por período de modulação;
IVg_{ef}	-	Corrente eficaz na fonte Vg para um período de comutação;
IVg_{efT}	-	Corrente eficaz na fonte Vg para um período de modulação;
$\overline{IVg_{efT}}$	-	Corrente parametrizada na fonte Vg por período de modulação;

ICg_{efT}	-	Corrente eficaz no capacitor Cg para um período de modulação;
$\overline{ICg_{efT}}$	-	Corrente parametrizada no capacitor Cg no período de modulação;
ILs_{efT}	-	Corrente eficaz no indutor Ls para um período de modulação;
$\overline{ILs_{efT}}$	-	Corrente parametrizada no indutor Ls no período de modulação;
lp_{\min}	-	Largura de pulso mínima;
Mi	-	Índice de modulação;
Ls_{\max}	-	Máxima indutância Ls ;
G	-	Relação entre as correntes máximas do indutor Ls e da carga;
Z_{in}	-	Relação entre Z_{eq} e Zs ;
g	-	Relação entre pico de corrente no indutor e na carga;
Z_{eq}	-	Impedância equivalente do inversor;
ΔI	-	Ondulação de corrente;
$I_{s1,2,4_{med}}$	-	Corrente média no IGBT para um período de comutação;
$\overline{I_{s1,2,4_{med}}}$	-	Corrente parametrizada no IGBT para um período de comutação;
$I_{s1,2,4_{medT}}$	-	Corrente média no IGBT para um período de modulação;
$\overline{I_{s1,2,4_{medT}}}$	-	Corrente parametrizada no IGBT para um período de modulação;

Introdução Geral

É impossível deixar de perceber que algumas fontes de energia utilizadas atualmente em nosso planeta aproximam-se da exaustão e do limite de produção.

Além disso, a maioria dessas fontes traz consigo o grande problema da poluição e a probabilidade, sempre presente de causar catástrofes ecológicas.

Como exemplos podem ser citadas as usinas termelétricas a carvão que, por mais eficientes que sejam, não conseguem eliminar a poluição causada pela queima deste combustível, bem como os resíduos remanescentes; e as usinas nucleares, que produzem o lixo atômico, não existindo ainda um local adequado para depositar este lixo.

Mesmo as usinas hidrelétricas que, no Brasil suprem a maioria absoluta do consumo de energia elétrica e não causam poluição à primeira vista, ferem o ecossistema com enormes alagamentos às áreas vizinhas das margens dos rios. Só atualmente dispõe-se de meios mais eficazes para medir os reflexos destes alagamentos, que atingem áreas de rica biodiversidade e até locais habitados pelo homem.

É certo que os fatores vistos acima, aliados a fatores adicionais, levam o homem à crescente necessidade de uma busca por fontes de energia que minimizem os efeitos negativos e por um melhor aproveitamento da energia consumida.

Em função desses motivos, um grande esforço tem sido despendido na direção do desenvolvimento de equipamentos cada vez mais eficientes e na busca de soluções que levem a uma otimização no consumo de energia elétrica. Dentro deste contexto, e em função de uma necessidade levantada junto à indústria, constatou-se que uma grande quantidade de energia elétrica é perdida durante a realização de testes de *burn-in* de fontes de alimentação, baterias, *no-breaks*, reatores eletrônicos e outros tipos de equipamentos.

Através de contatos com uma empresa de reatores eletrônicos constatou-se a grande necessidade da utilização de regenerador de energia nos testes de *burn-in* realizados, alcançando com isso uma economia em torno de 90% no consumo de energia elétrica para tal tipo de teste.

Capítulo 1

Motivações, Revisão Bibliográfica e Proposta do Trabalho

1.1 Introdução

A busca de uma otimização na utilização dos recursos energéticos disponíveis sempre foi um objetivo constante. Atualmente essa preocupação tornou-se cada vez mais presente tendo em vista que os recursos disponíveis para investimento no setor de energia estão cada vez mais escassos. No caso da energia elétrica, o seu uso de forma otimizada, evitando-se desperdícios, traz grandes implicações econômicas e ambientais, sendo que programas de conservação de energia como o PROCEL da Eletrobrás foram criados em função dessa preocupação. Medidas como a portaria do DNAEE que estabeleceu a mudança do fator de deslocamento ($\cos\theta$) de 0,85 para 0,92 confirmam essa tendência. Na Europa, Estados Unidos e Japão existem normas que, além do fator de deslocamento, regulam também a quantidade de harmônicos injetados na rede elétrica de acordo com a faixa de potência do equipamento. Sob o ponto de vista governamental, a utilização de forma adequada dos recursos energéticos instalados provocaria, analisando-se em grande escala, uma redução dos investimentos que seriam direcionados para a construção de novas usinas geradoras. Vale a pena ressaltar que o fato de se evitar a construção de uma hidrelétrica, além das vantagens econômicas, traz benefícios inegáveis para a ecologia. O impacto ambiental e social que ocorre para a implantação de uma usina geradora é muito grande, causando desapropriação, deslocamento da população local, perda de uma grande área de terra que poderia ser produtiva e também provocando alterações na fauna, flora e mesmo no clima da região afetada. Por outro lado, sob o ponto de vista do consumidor, a redução do consumo de energia elétrica provocada pela otimização de seu uso representa uma diminuição de custos. Em função desses motivos, um grande esforço tem sido dispendido na direção do desenvolvimento de equipamentos cada vez mais eficientes e na busca de soluções que levem a uma otimização no consumo de energia elétrica.

1.1 Análise do Investimento

Centenas de milhões de kWh são desperdiçados anualmente em todo o mundo no teste de *burn-in* [1]. O teste de *burn-in* é realizado pelo fabricante com o objetivo de detectarem-se possíveis falhas no equipamento produzido e, com isso, poder oferecer ao mercado um produto com mais qualidade e confiabilidade e, portanto, mais competitivo. Neste tipo de teste, as fontes são submetidas a uma condição de 50% a 100% de sua carga nominal (normalmente 80%) e o tempo de duração do teste em cada equipamento consome geralmente de 24 a 72 horas [2]. Tradicionalmente, esses testes são realizados utilizando-se resistores para simulação da carga como mostra a Fig.1.1.

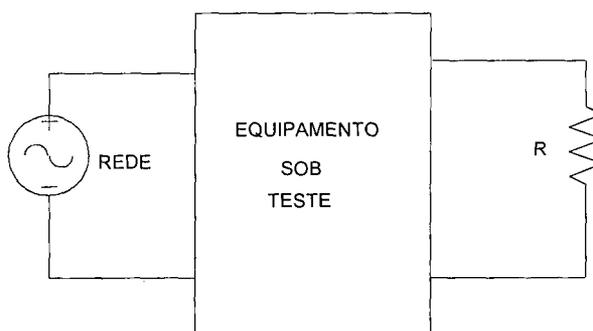


Fig. 1.1 – Teste de *burn-in* convencional.

No teste convencional, toda a energia envolvida nos resistores é perdida na forma de calor. Não obstante essa perda de energia nos resistores, tem-se ainda, como consequência do aquecimento do local de realização do teste, um gasto adicional de energia elétrica com o sistema de ar condicionado.

Com o objetivo de diminuir o consumo de energia elétrica na realização do teste de *burn-in* de fontes de alimentação, surgiu o conceito de reciclagem de potência ou reciclagem de energia. A Fig. 1.2 apresenta uma visão geral do regenerador de energia para interconexão com a rede comercial de energia. O circuito é apresentado em forma de diagrama de blocos, simplificando seu entendimento.

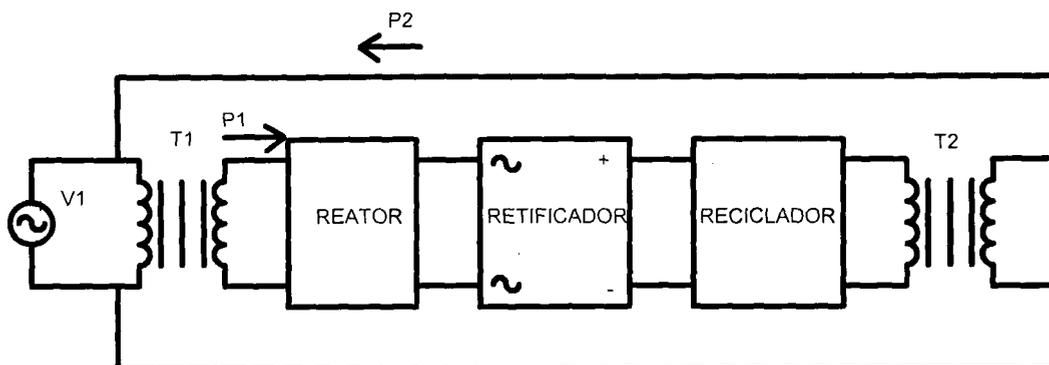


Fig. 1.2 - Diagrama de blocos do regenerador de energia.

O regenerador de energia é composto basicamente por conversores eletrônicos e tem a função de substituir os resistores na realização do teste de *burn-in* de reatores eletrônicos, drenando a corrente adequada dos reatores em teste, mas apresentando a vantagem de que a maior parte da energia, que antes era perdida na forma de calor, agora é devolvida para a rede elétrica. Além disso, a quantidade de energia elétrica a ser gasta com a refrigeração do local de teste também sofre uma grande redução. A corrente injetada na rede pelo reciclador deve apresentar uma baixa taxa de distorção harmônica (TDH) com fator de potência (FP) elevado. Além dos requisitos de qualidade da energia reciclada, algumas medidas de segurança também devem ser observadas [3]. Dessa forma, consegue-se que o teste seja realizado com um menor consumo de energia elétrica, tornando-se bastante atrativo quando comparado ao sistema convencional. A Eq. 1.1 quantifica a economia conseguida com a utilização do regenerador de energia no intervalo de um ano.

$$E_c = P_t \cdot \eta \cdot F_u \cdot 8760 \cdot 0,177 \quad (1.1)$$

onde:

E_c : economia anual em R\$ de energia elétrica;

P_t : potência envolvida no teste em kW;

η : rendimento do regenerador de energia (variando de 0 a 1);

F_u : fator de utilização do regenerador de energia no ano (variando de 0 a 1);

8760 : número de horas existentes no período de um ano;

0,177 : preço do kWh em R\$ cobrado pela CELESC.

Através da Eq. 1.1, pode-se perceber que a economia conseguida com a utilização do regenerador de energia tem como parâmetros importantes o rendimento e o seu fator de utilização. O gráfico mostrado na Fig. 1.3 ilustra a economia anual em R\$ por kW conseguida com a utilização do regenerador de energia.

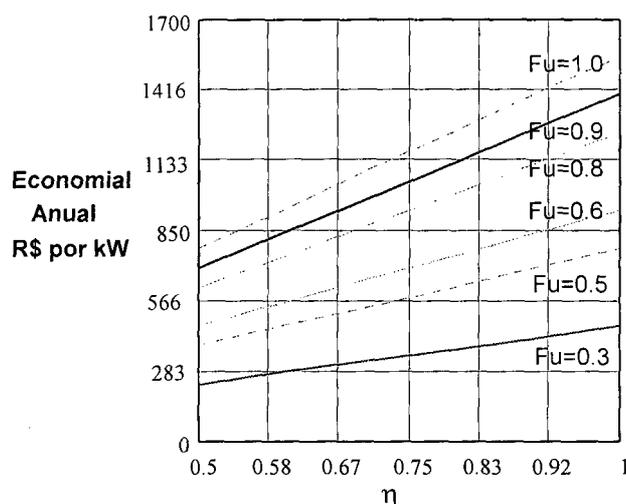


Fig. 1.3 - Economia anual de energia elétrica com o regenerador de energia.

Através do ábaco da Fig. 1.3, pode-se perceber que, se o rendimento do regenerador de energia estiver na faixa dos 90% e o fator de utilização for de 80%, ter-se-á uma economia anual de energia da ordem de R\$ 1.150,00 por kW. Esse valor mostra a economia conseguida em energia elétrica por kW de regenerador de energia instalado. Estes dados foram levantados com o objetivo de se analisar a viabilidade econômica e o ganho conseguido com a substituição do banco de resistores pelo regenerador de energia nesse tipo de teste. Segundo uma análise preliminar, baseada nos dados colocados anteriormente e na estimativa do regenerador de energia situando-se na faixa de R\$ 1.000,00 a R\$ 1.500,00 por kW instalado, acredita-se que o investimento inicial gasto para a aquisição do regenerador de energia possa ser amortizado em um período de aproximadamente 18 meses, dependendo do seu fator de utilização. É importante observar que, quanto maior for o tempo de utilização do regenerador de energia ao longo do ano, mais rapidamente será conseguida a amortização do investimento inicial. Uma vez obtida a amortização, a economia conseguida a partir desse momento representará uma economia real no custo de cada unidade produzida, tornando o produto mais barato e, conseqüentemente, mais competitivo no mercado. Fazendo-se, agora, uma análise sob

outro aspecto com objetivo de obter-se um valor referencial da quantia de recursos envolvida e tomando-se como exemplo um fabricante que produza 10.000 unidades de reatores eletrônicos de 250W por mês sendo testados por um tempo médio de 30 horas a 80% da sua potência nominal: isto significa que recursos da ordem de R\$ 10.620,00 por mês ou R\$ 127.440,00 por ano seriam desperdiçados se as cargas resistivas fossem utilizadas. Com a utilização de regeneradores, o gasto se reduz para cerca de 15% dos valores apresentados, resultando em uma economia em torno de 85%, ou seja, R\$ 9.030,00 mensais ou R\$ 108.324,00 anuais.

Como foi visto, a utilização do regenerador de energia nesse tipo de teste é bastante interessante e plenamente justificável. Apesar de apresentar esses atrativos verificou-se, através de revisão bibliográfica, que a quantidade de material sobre o assunto é bastante reduzida. As propostas mais recentes encontradas na literatura são mencionadas a seguir.

1.2 Propostas da Literatura

Na literatura encontram-se recicladores de energia para alguns tipos de equipamentos:

- i) regenerador de energia para a realização de teste em *UPS's* [4];
- ii) regenerador de energia para a realização de teste em baterias e fontes de alimentação de corrente contínua [5] e [6].

1.3 Proposta da Dissertação

Como já apresentado neste ítem, a utilização do regenerador de energia em substituição às cargas resistivas no teste de *burn-in* de reatores eletrônicos apresenta grandes vantagens, não apenas econômicas mas também ecológicas. Dessa forma, a otimização do uso de energia elétrica torna-se uma necessidade e uma preocupação cada vez mais presente nos tempos atuais.

Através da revisão bibliográfica, pode-se constatar que, apesar dos muitos atrativos que o tema apresenta, a literatura recente sobre o assunto é bastante reduzida, o que, por

outro lado, também revela a existência de uma área pouco explorada e onde existe muito ainda a ser desenvolvido [7].

Em função do exposto acima e, principalmente, motivado por uma necessidade da indústria nacional de possuir este tipo de tecnologia, a proposta fundamental deste trabalho se concentra na obtenção de sistemas eletrônicos que realizem os testes de *burn-in* em reatores eletrônicos, empregando o conceito de regeneração de energia.

Capítulo 2

Análise Quantitativa do Inversor em Ponte Completa

2.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentadas, de forma simplificada, as etapas de operação do inversor em ponte completa operando com o *snubber de Undeland* modificado [8] e [9], com uma modulação PWM a três níveis. A Fig. 2.1 representa o inversor em ponte completa com a inserção do *snubber de Undeland*.

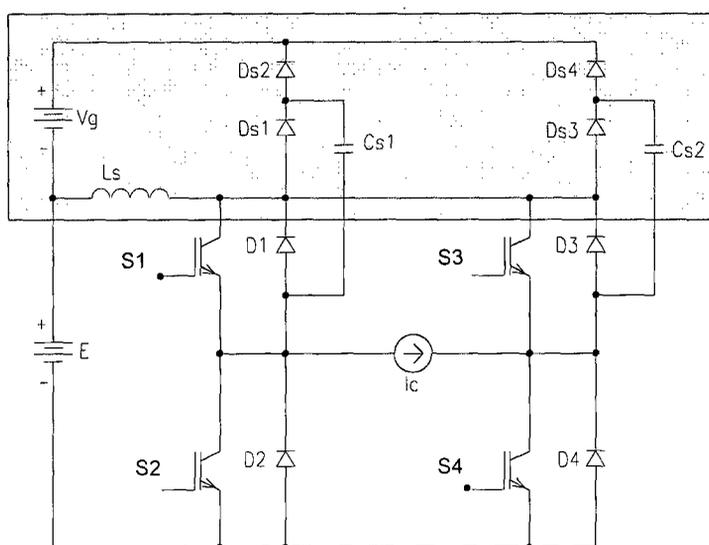


Fig. 2.1 - Inversor em ponte completa utilizando o *snubber de Undeland*.

Através do circuito da Fig. 2.1 nota-se que a carga considerada genérica está representada por uma fonte de corrente a qual, para análise destas comutações, possui fator de potência unitário, a fim de simplificar as expressões que serão desenvolvidas. Vale observar também que a fonte V_g é uma representação simplificada para o capacitor de grameamento C_g e o resistor de grameamento R_g . Isto pode ser efetuado considerando-se que a tensão sobre o capacitor C_g é isenta de ondulações. A seguir serão apresentadas

as etapas de funcionamento para a estrutura operando para o semi-ciclo positivo da tensão da rede, uma vez que para o semi-ciclo negativo o funcionamento é simetricamente igual.

Através da análise desenvolvida neste capítulo, torna-se possível a determinação dos componentes da parte de potência do inversor.

2.2 – Etapas de Operação

A partir do circuito mostrado na Fig. 2.1 e considerando todos os componentes ideais, descreve-se as etapas de operação para meio período da frequência da rede.

1ª ETAPA (t_0, t_1):

Os interruptores S1 e S4 estão conduzindo a corrente de carga. A tensão aplicada à carga é igual a E. Durante esta etapa ocorre transferência de energia para a carga como apresentado na Fig. 2.2 .

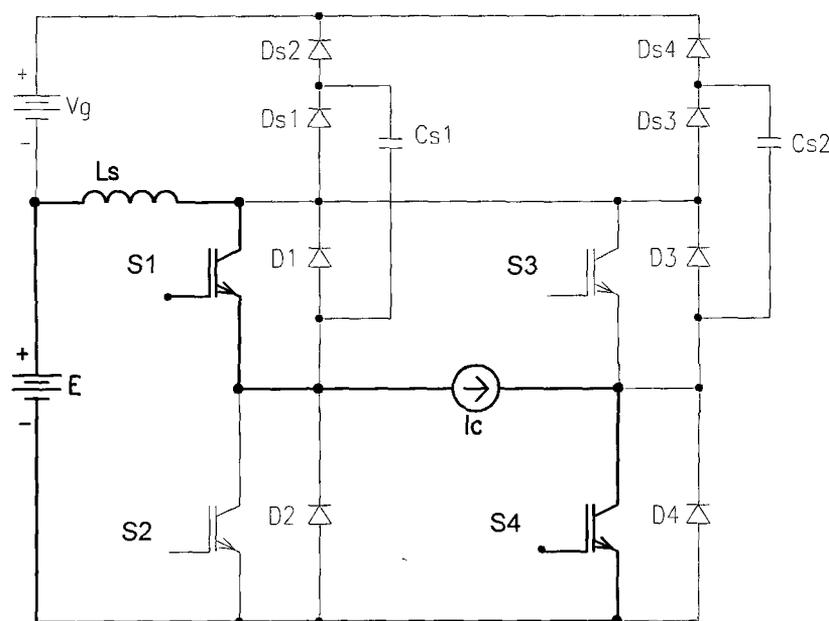


Fig. 2.2 - Primeira etapa de operação (t_0, t_1).

Sejam as condições iniciais para esta etapa de operação:

$$C.I. \begin{cases} i_{Ls}(0) = I_C(t) \\ V_{Cs}(0) = 0 \end{cases}$$

Fazendo:

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (2.1)$$

$$Z = \sqrt{\frac{Ls}{Cs}} \quad (2.2)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{Ls \cdot Cs}} \quad (2.3)$$

$$q = \frac{Vg}{E} \quad (2.4)$$

Adota-se $Cs1 = Cs2 = Cs$.

Do circuito equivalente para esta etapa tem-se:

$$i_{LS}(t) = I_C(t) \quad (2.5)$$

$$V_{CS}(t) = 0 \quad (2.6)$$

Dividindo-se a Eq. 2.5 por E e multiplicando-se por Z, tem-se:

$$\overline{i}_{LS}(t) = I_C(t) \cdot \frac{Z}{E} = \overline{I}_C(t) \quad (2.7)$$

Dividindo-se a Eq. 2.6 por E, obtém-se:

$$\overline{V}_{CS}(t) = \frac{V_{CS}(t)}{E} = 0 \quad (2.8)$$

A duração desta etapa de funcionamento é diretamente dependente do comando dos interruptores.

Plano de fase da 1ª etapa:

$$Z_1 = \overline{V_{CS}}(t) + j \cdot \overline{i_{LS}}(t) \quad (2.9)$$

$$Z_1 = j \cdot \overline{I_C}(t) \quad (2.10)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2)

No instante t_1 o interruptor S1 é bloqueado, a corrente de carga é desviada por Ds1 e Cs1. Esta etapa está representada na Fig. 2.3 . O capacitor Cs1 encontrava-se totalmente descarregado e passa a se carregar até atingir o valor de tensão $E + V_g$. O capacitor Cs2 mantém-se carregado com a tensão $E + V_g$. Quando Cs1 carrega-se com a tensão $E + V_g$ dá-se início à próxima etapa de operação.

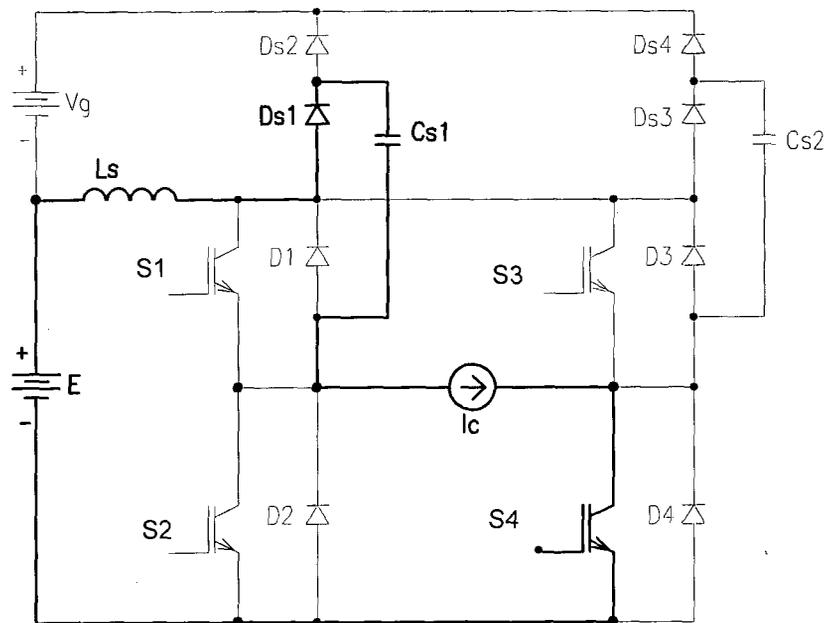


Fig. 2.3 - Segunda etapa de operação (t_1, t_2).

Sejam as seguintes condições iniciais:

$$C.I. \begin{cases} i_{LS}(t_1) = I_C(t) \\ V_{CS}(t_1) = 0 \end{cases}$$

Do circuito equivalente para esta etapa de operação tem-se:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (2.11)$$

$$V_{CS}(t) = E - E \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + I_C(t) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (2.12)$$

$$i_{CS}(t) = i_{LS}(t) = \frac{E}{Z} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + I_C(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (2.13)$$

Dividindo-se a Eq. 2.12 por E, obtém-se:

$$\overline{V_{CS}}(t) = \frac{V_{CS}(t)}{E} = 1 - \cos(\omega_0 \cdot t) + \overline{I_C}(t) \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (2.14)$$

Dividindo-se a Eq. 2.13 por E e multiplicando-se por Z tem-se:

$$\overline{i_{LS}}(t) = i_{LS}(t) \cdot \frac{Z}{E} = \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + \overline{I_C}(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (2.15)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor Cs atinge o valor $E + V_g$, logo:

$$\omega_0 \cdot \Delta t_2 = \cos^{-1} \left(\frac{q}{\sqrt{\overline{I_C}^2(t) + 1}} \right) + \cos^{-1} \left(\frac{\overline{I_C}(t)}{\sqrt{\overline{I_C}^2(t) + 1}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (2.16)$$

A corrente no final desta etapa de operação será:

$$\overline{I_1} = \sqrt{\overline{I_C}^2(t) + 1 - q^2} \quad (2.17)$$

Plano de fase da 2ª etapa:

$$Z_2 = \overline{V_{CS}}(t) + j \cdot \overline{i_{LS}}(t) \quad (2.18)$$

$$Z_2 = 1 + e^{-j\omega_c t} (-1 + j \cdot \overline{I_C}(t)) \quad (2.19)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3)

A Fig. 2.4 representa a terceira etapa de operação. No instante em que a tensão em Cs1 atinge o valor $E + Vg$, os diodos Ds2, Ds3 e Ds4 começam a conduzir juntamente com Ds1 que já estava conduzindo, fornecendo caminho para a desmagnetização de Ls. Neste mesmo instante o diodo D2 assume a corrente de carga juntamente com o interruptor S4. Esta é uma etapa de roda livre.

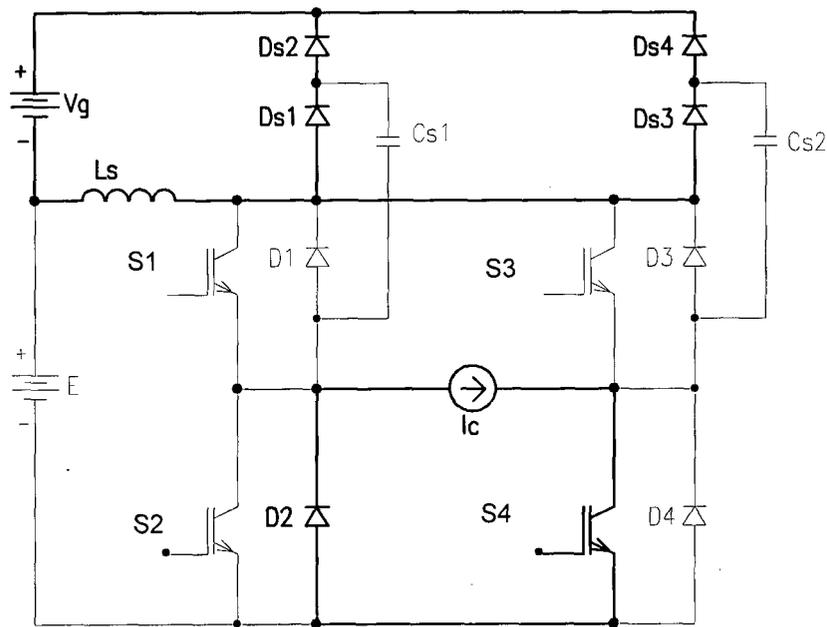


Fig. 2.4 - Terceira etapa de operação (t_2, t_3).

Sejam as condições iniciais para esta etapa:

$$C.I. \begin{cases} i_{Ls}(t_2) = I_c(t) + I_l \\ V_{Cs}(t_2) = E + Vg \end{cases}$$

Sendo:

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (2.20)$$

A partir do circuito equivalente para esta etapa de operação, tem-se:

$$i_{LS}(t) = I_C(t) + I_1 - \frac{Vg}{L_S} \cdot t \quad (2.21)$$

$$V_{CS}(t) = E + Vg \quad (2.22)$$

Multiplicando-se a Eq. 2.21 por Z e dividindo-se por E , tem-se:

$$\overline{i_{LS}}(t) = i_{LS}(t) \cdot \frac{Z}{E} = \overline{I_C}(t) + \overline{I_1} - q \cdot \omega_0 \cdot t \quad (2.23)$$

Dividindo-se a Eq. 2.22 por E , obtém-se:

$$\overline{V_{CS}}(t) = \frac{V_{CS}(t)}{E} = 1 + q \quad (2.24)$$

Esta etapa termina quando a corrente no indutor se anula. Logo:

$$\overline{i_{LS}}(\Delta t_3) = 0 = \overline{I_C}(t) + \overline{I_1} - q \cdot \omega_0 \cdot \Delta t_3 \quad (2.25)$$

$$\omega_0 \cdot \Delta t_3 = \frac{\overline{I_C}(t) + \overline{I_1}}{q} \quad (2.26)$$

Plano de fase da 3ª etapa:

$$Z_3 = \overline{V_{CS}}(t) + j \cdot \overline{i_{LS}}(t) \quad (2.27)$$

$$Z_3 = 1 + q + j \cdot (\overline{I_C}(t) + \overline{I_1} - q \cdot \omega_0 \cdot t) \quad (2.28)$$

4ª ETAPA (t_3, t_4)

No instante $t = t_3$ a corrente em L_s se anula, o que faz os diodos $Ds1$, $Ds2$, $Ds3$, e $Ds4$ se bloquearem. Esta é uma etapa de roda livre onde a tensão aplicada à carga é nula. A Fig. 2.5 representa esta etapa de operação.

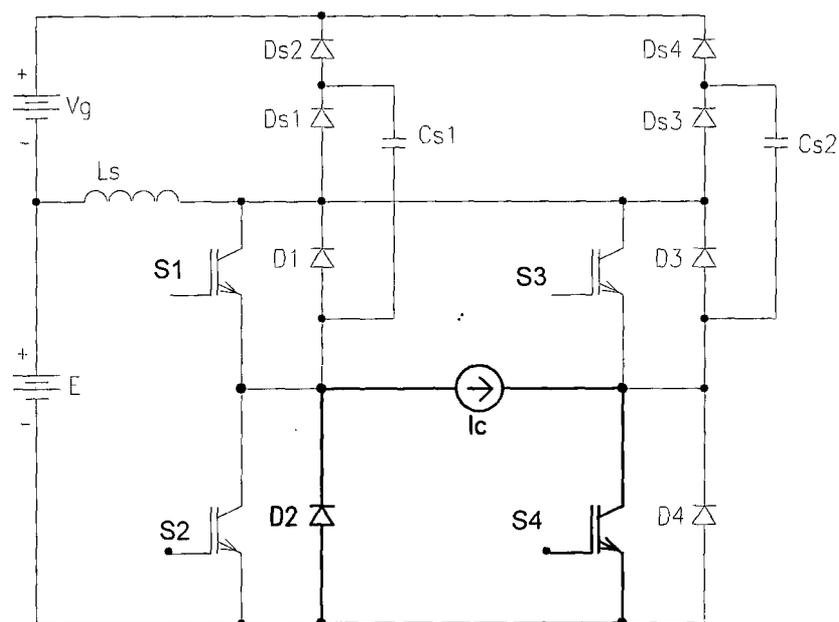


Fig. 2.5 - Quarta etapa de operação (t_3, t_4).

Sejam as condições iniciais desta etapa de operação:

$$C.I. \begin{cases} i_{LS}(t_3) = 0 \\ V_{CS}(t_3) = E + Vg \end{cases}$$

Fazendo:

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (2.29)$$

Do circuito equivalente desta etapa de operação tem-se:

$$i_{LS}(t) = 0 \quad (2.30)$$

$$V_{CS}(t) = E + Vg \quad (2.31)$$

Dividindo-se a Eq. 2.30 por E e multiplicando por Z, obtém-se:

$$\overline{i_{LS}}(t) = 0 \quad (2.32)$$

Dividindo-se a Eq. 2.31 por E, tem-se:

$$\overline{V_{CS}}(t) = 1 + q \quad (2.33)$$

O tempo de duração desta etapa depende apenas do comando dos interruptores.

Plano de fase da 4ª etapa:

$$Z_4 = \overline{V_{CS}}(t) + j \cdot \overline{i_{LS}}(t) \quad (2.34)$$

$$Z_4 = 1 + q \quad (2.35)$$

5ª ETAPA (t_4, t_5)

Esta etapa de operação está representada na Fig. 2.6 . No instante $t = t_4$, o interruptor SI é habilitado a conduzir e, devido à presença de L_s , a tensão em seus terminais cai instantaneamente para zero, o que o faz comutar sob tensão nula. Tal interruptor começa a assumir gradativamente a corrente de carga que até então circulava por D2. A corrente em L_s cresce linearmente até assumir o valor da corrente de carga $I_C(t)$, quando o diodo D2 se bloqueia, dando início à próxima etapa de operação.

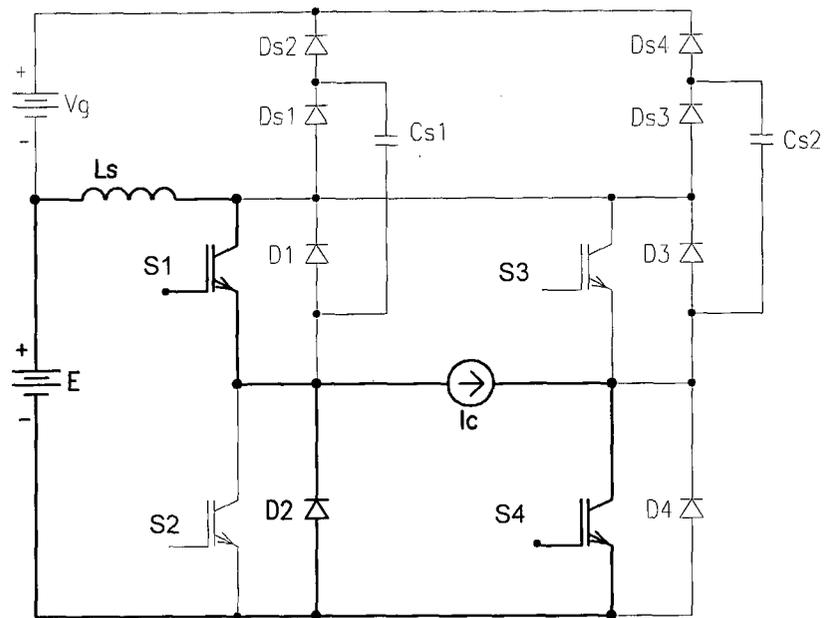


Fig. 2.6 - Quinta etapa de operação (t_4, t_5).

Sejam as condições para esta etapa de operação:

$$C.I. \begin{cases} i_{LS}(t_4) = 0 \\ V_{CS}(t_4) = E + Vg \end{cases}$$

Fazendo:

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 \tag{2.36}$$

Do circuito equivalente para esta etapa, tem-se:

$$i_{LS}(t) = \frac{E}{L_S} \cdot t \tag{2.37}$$

$$V_{CS}(t) = E + Vg \tag{2.38}$$

Dividindo-se a Eq. 2.37 por E e multiplicando-se por Z, obtém-se:

$$\overline{i_{LS}}(t) = i_{LS}(t) \cdot \frac{Z}{E} = \omega_0 \cdot t \quad (2.39)$$

Dividindo-se a Eq. 2.38 por E, tem-se:

$$\overline{V_{CS}}(t) = 1 + q \quad (2.40)$$

Esta etapa termina quando a corrente no indutor atinge o valor da corrente $I_C(t)$.

Logo:

$$\overline{i_{LS}}(\Delta t_5) = \overline{I_C}(t) = \omega_0 \cdot \Delta t_5 \quad (2.41)$$

$$\omega_0 \cdot \Delta t_5 = \overline{I_C}(t) \quad (2.42)$$

Plano de fase da 5ª etapa:

$$Z_5 = \overline{V_{CS}}(t) + j \cdot \overline{i_{LS}}(t) \quad (2.43)$$

$$Z_5 = 1 + q + j \cdot \omega_0 \cdot t \quad (2.44)$$

6ª-ETAPA (t_5, t_6)

No instante $t = t_5$, $i_{LS}(t) = I_C(t)$. Neste momento o capacitor Cs1 começa a descarregar-se até anular sua tensão no tempo $t = t_6$ como representado na Fig. 2.7 .

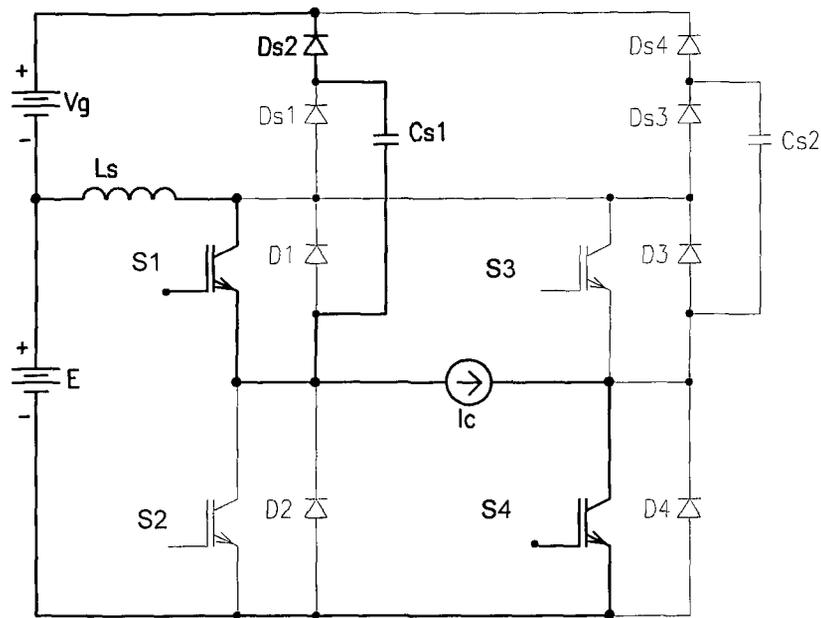


Fig. 2.7 - Sexta etapa de operação (t_5, t_6).

Sejam as condições iniciais para esta etapa:

$$C.I. \begin{cases} i_{LS}(t_5) = I_C(t) \\ V_{CS}(t_5) = E + Vg \end{cases}$$

Do circuito equivalente para esta etapa de operação, obtém-se:

$$V_{CS}(t) = Vg + E \cdot \cos \omega_0 t \quad (2.45)$$

$$i_{LS}(t) = \frac{E}{Z} \text{sen} \omega_0 t + I_C(t) \quad (2.46)$$

Multiplicando-se a Eq. 2.46 por Z e dividindo-se por E, obtém-se:

$$\overline{i_{LS}}(t) = \overline{I_C}(t) + \text{sen} \omega_0 t \quad (2.47)$$

Dividindo-se a Eq. 2.45 por E, obtém-se:

$$\overline{V_{CS}}(t) = q + \cos \omega_0 t \quad (2.48)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor se anula, logo:

$$\omega_o \Delta t_6 = \cos^{-1}(-q) \quad (2.49)$$

A corrente no final desta etapa será:

$$\overline{I_2}(\Delta t_6) = \sqrt{1-q^2} \quad (2.50)$$

Plano de fase para a sexta etapa de operação:

$$Z_6 = q + j \cdot \overline{I_C}(t) + e^{j\omega_o t} \quad (2.51)$$

onde o raio (R6) da trajetória é igual a 1 e o centro da trajetória é $q + j \cdot \overline{I_C}(t)$.

7ª ETAPA (t_6, t_7)

No instante $t = t_6$, a tensão $V_{CS} = 0$. Com isso os diodos Ds1, Ds2, Ds3 e Ds4 passam a conduzir o excesso de corrente. A corrente em Ls passa a diminuir até atingir o valor da corrente de carga, completando um período de comutação. Esta etapa de operação está representada na Fig. 2.8.

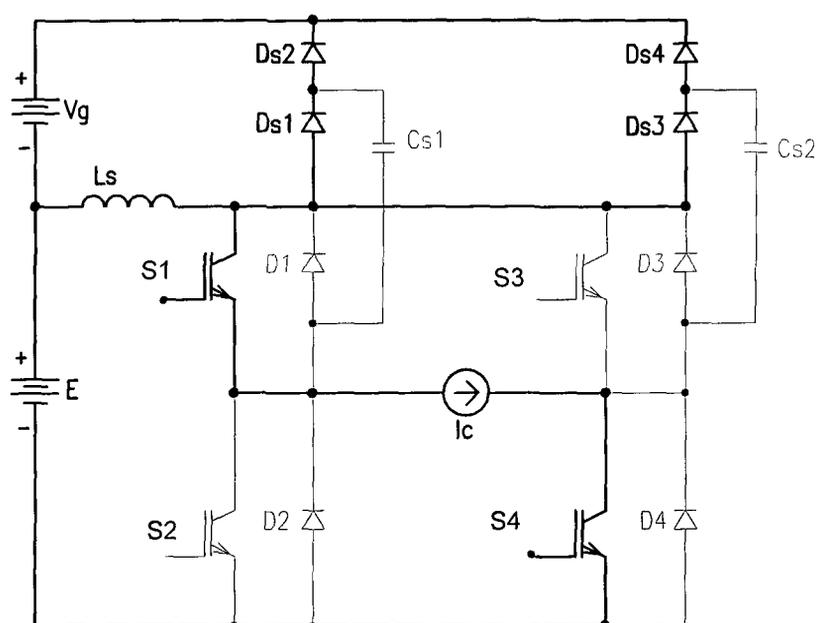


Fig. 2.8 - Sétima etapa de operação (t_6, t_7).

Sejam as condições iniciais para esta etapa de operação:

$$C.I. \begin{cases} i_{LS}(t_6) = I_C(t) + I2 \\ V_{CS}(t_6) = 0 \end{cases}$$

Do circuito equivalente para esta etapa de operação obtém-se:

$$i_{LS}(t) = I_C(t) + I2 - \frac{Vg}{Ls} t \quad (2.52)$$

$$V_{CS}(t) = 0 \quad (2.53)$$

Dividindo-se a Eq. 2.52 por E e multiplicando-se por Z, obtém-se:

$$\overline{i_{LS}}(t) = i_{LS}(t) \cdot \frac{Z}{E} \quad (2.54)$$

$$\overline{i_{LS}}(t) = \overline{I_C}(t) + \sqrt{1 - q^2} - q \cdot \omega_0 \cdot t \quad (2.55)$$

Dividindo-se a Eq. 2.53 por E, obtém-se:

$$\overline{V_{CS}}(t) = 0 \quad (2.56)$$

Esta etapa termina quando a corrente que circula pelo indutor atinge o valor $I_C(t)$.

Logo:

$$\omega_0 \cdot \Delta t_7 = \frac{\sqrt{1 - q^2}}{q} \quad (2.57)$$

Plano de fase da 7ª etapa:

$$Z_7 = \overline{V_{CS}}(t) + j \cdot \overline{i_{LS}}(t) \quad (2.58)$$

$$Z_7 = j \cdot \left(\overline{I_c}(t) + \sqrt{1 - q^2} - q \cdot \omega_0 \cdot t \right) \quad (2.59)$$

2.2.1 Plano de Fase Resultante

Através das equações apresentadas nesta seção, obteve-se o plano de fase para um período de funcionamento, como mostrado na Fig. 2.9 :

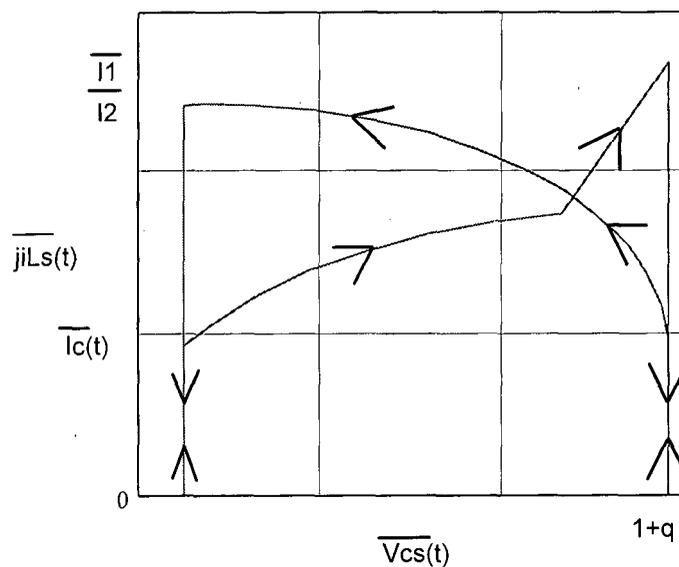


Fig. 2.9 - Plano de fase.

Na Fig. 2.10 apresentam-se as formas de onda do inversor em ponte completa com modulação PWM 3 níveis. É dada ênfase às etapas de entrada em condução e bloqueio dos interruptores ativos. Mostram-se com clareza os intervalos de tempo bem como os valores das grandezas apresentadas.

2.2.2 Principais Formas de Onda

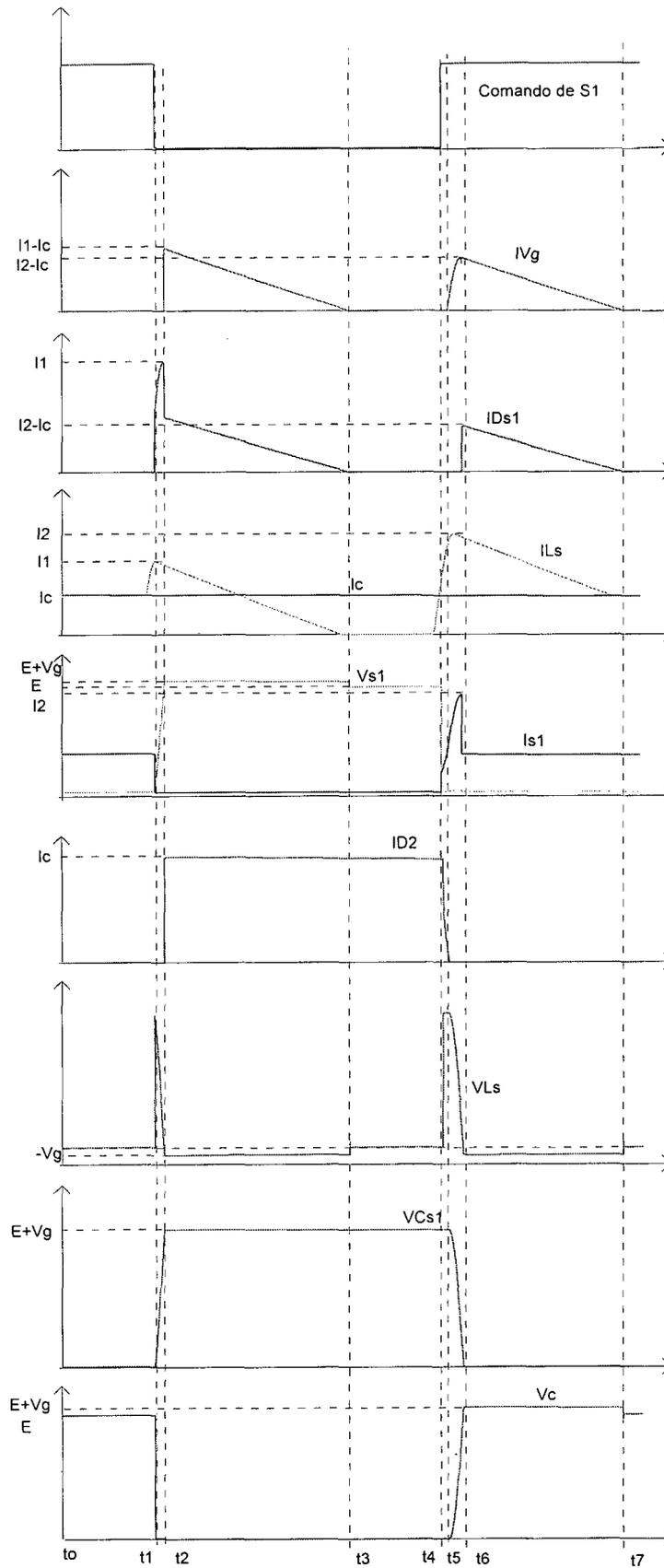


Fig. 2.10 - Principais formas de onda.

2.3 Esforços de Corrente nos Componentes do *Snubber*

2.3.1 Corrente Média na Fonte Vg

A partir das equações obtidas na seção anterior, obtém-se o valor médio da corrente que circulará na fonte Vg. Este parâmetro é necessário para a determinação da energia dissipada pelo grampeador.

$$\mu o = \frac{fs}{fo} \quad (2.60)$$

Onde μo é a relação entre a frequência de comutação (fs) e a frequência de ressonância do inversor fo .

A partir das etapas de funcionamento descritas anteriormente, pode-se chegar à expressão para a corrente média em um período de comutação.

$$\overline{IVg_{med}} = \frac{1}{Ts} \left(\int_0^{\Delta t^3} (\overline{I_c}(t) + \overline{I1} - q\omega_o t) dt + \int_0^{\Delta t^6} (\text{sen}(\omega_o t) + \overline{I_c}(t)) dt + \int_0^{\Delta t^7} (\overline{I_c}(t) + \overline{I2} - q\omega_o t) dt \right) \quad (2.61)$$

Após a resolução da integral, obtém-se o valor médio instantâneo da corrente na fonte Vg, como representado abaixo:

$$\overline{IVg_{med}} = \frac{\mu o}{2\pi} \left(\frac{(\overline{I_c}(t) + \overline{I1})^2}{2q} + q + \overline{I_c}(t) \cdot \cos^{-1}(-q) + \frac{\overline{I_c}(t)\sqrt{1-q^2}}{q} + \frac{1-q^2}{2q} \right) \quad (2.62)$$

Considerando-se que a corrente de carga seja senoidal e com fator de deslocamento unitário, pode-se obter o valor médio da corrente na fonte Vg para um período de modulação. Esta afirmação pode ser feita uma vez que a referência para o controle dos interruptores é tal que se tem uma corrente defasada de 180° da tensão da rede e com baixa TDH.

$$I_c(t) = Ip \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.63)$$

$$\overline{I_{Vg_{medT}}} = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\pi} \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\frac{(\overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t) + \sqrt{\overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t) + 1 - q^2})^2}{2q} + q + \overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \cos^{-1}(-q) + \overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t) \frac{\sqrt{1 - q^2}}{q} + \frac{1 - q^2}{2q} \right) d\omega t \right) \quad (2.64)$$

A partir da Eq. 2.64 e com o auxílio do *software Mathcad* traçam-se ábacos para facilitar o projeto do inversor.

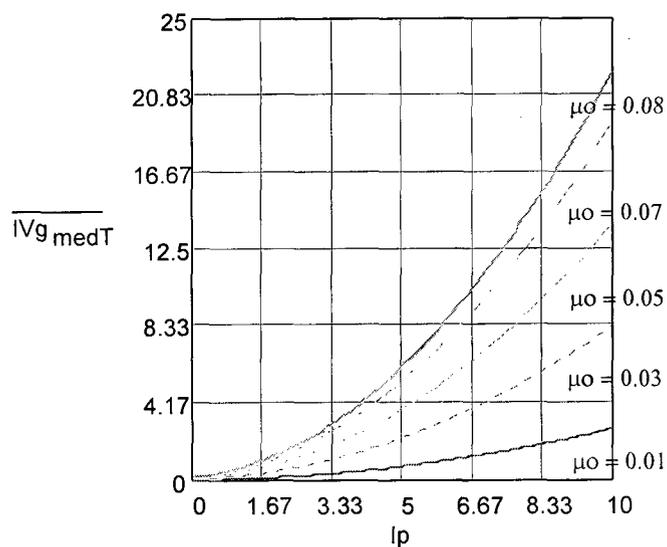


Fig. 2.11 - Corrente média parametrizada na fonte Vg , para $q = 0,063$, tendo μ_0 como parâmetro.

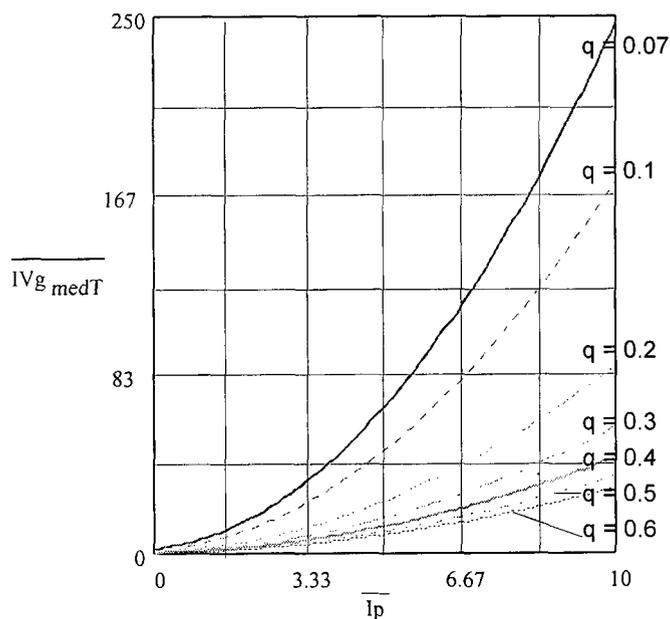


Fig. 2.12 - Corrente média parametrizada na fonte Vg , para $\mu_0 = 1$ e tendo q como parâmetro.

2.3.2 Potência Média na Fonte Vg

A partir das Eqs. 2.62 e 2.64, multiplicando-se pela tensão parametrizada Vg, obtém-se a potência parametrizada dissipada pelo *snubber* durante um período de comutação e de modulação, respectivamente.

$$\overline{PVg} = \frac{\mu o}{2\pi} \left(\frac{(\overline{I_c}(t) + \overline{I1})^2}{2} + q^2 + q\overline{I_c}(t) \cdot \cos^{-1}(-q) + \overline{I_c}(t)\sqrt{1-q^2} + \frac{1-q^2}{2} \right) \quad (2.65)$$

$$\overline{PVg}_{medT} = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^\pi \frac{\mu o}{2\pi} \left(\frac{(\overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t) + \sqrt{\overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t) + 1 - q^2})^2}{2} + q^2 + q\overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \cos^{-1}(-q) + \overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t) \sqrt{1-q^2} + \frac{1-q^2}{2} \right) d\omega t \right) \quad (2.66)$$

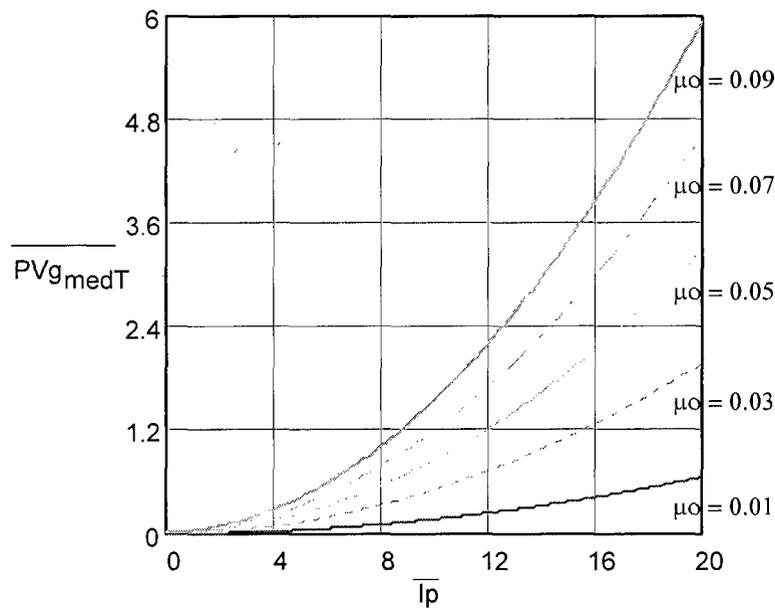


Fig. 2.13 - Potência média parametrizada na fonte Vg para $q = 0,063$, tendo μo como parâmetro.

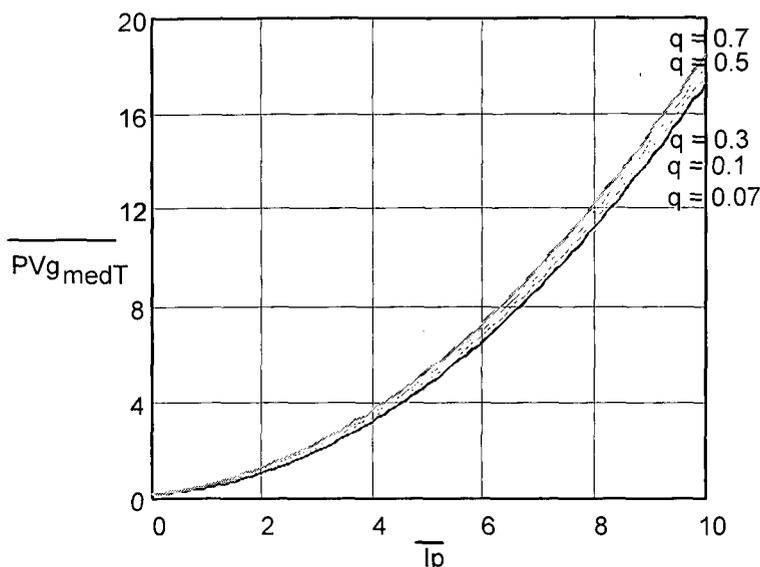


Fig. 2.14 - Potência média parametrizada na fonte Vg para $\mu_0 = 1$, tendo q como parâmetro.

Através das expressões obtidas para a corrente nas diferentes etapas de funcionamento do inversor com o *snubber de Undeland* obtém-se equações dos esforços de corrente nos componentes do *snubber*. Como o inversor tem seu funcionamento de maneira simétrica, as expressões determinadas para um braço do *snubber* também são válidas para o outro.

2.3.3 Corrente Média no Diodo Ds1

Através das formas de onda para um período de comutação, determina-se a corrente média no diodo Ds1 para um período de comutação como apresentado na Eq. 2.67.

$$\overline{i_{Ds1}}_{med} = \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\Delta t^2} (\text{sen}(\omega_o t) + \overline{I_c}(t) \cos(\omega_o t)) dt + \int_0^{\Delta t^3} (\overline{I_c}(t) + \sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1 - q^2} - q \omega_o t) dt + \int_0^{\Delta t^7} (\overline{I_c}(t) + \overline{I_2} - q \omega_o t) dt \right) \quad (2.67)$$

Resolvendo-se a integral, determina-se a corrente média parametrizada para o diodo Ds1 como apresentado na Eq. 2.68.

$$iDs1_{med} = \frac{\mu\omega}{2\pi} \cdot \left[\frac{q - 2\bar{I}_c(t)\sqrt{\bar{I}_c(t)^2 + 1 - q^2} + q\bar{I}_c(t)^2}{\bar{I}_c(t)^2 + 1} + 1 + \frac{2\bar{I}_c(t)^2 + 2\bar{I}_c(t) \cdot \left[\sqrt{\bar{I}_c(t)^2 + 1 - q^2} + \sqrt{1 - q^2} \right] + 2(1 - q^2)}{q} \right] \quad (2.68)$$

A partir da Eq. 2.68, obtém-se a equação da corrente média parametrizada no diodo Ds1 para um período de modulação como apresentado na Eq. 2.69.

$$iDs1_{medT} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\mu\omega}{2\pi} \cdot \left[\frac{q - 2\bar{I}psen(\omega t)\sqrt{(\bar{I}psen(\omega t))^2 + 1 - q^2} + q(\bar{I}psen(\omega t))^2}{(\bar{I}psen(\omega t))^2 + 1} + 1 + \frac{2(\bar{I}psen(\omega t))^2 + 2\bar{I}psen(\omega t) \cdot \left[\sqrt{(\bar{I}psen(\omega t))^2 + 1 - q^2} + \sqrt{1 - q^2} \right] + 2(1 - q^2)}{q} \right] d\omega t \quad (2.69)$$

Através da Eq. 2.69, traçam-se os ábacos apresentados nas Figs. 2.15 e 2.16 para auxiliar no projeto do inversor em ponte completa com o *snubber de Undeland*.

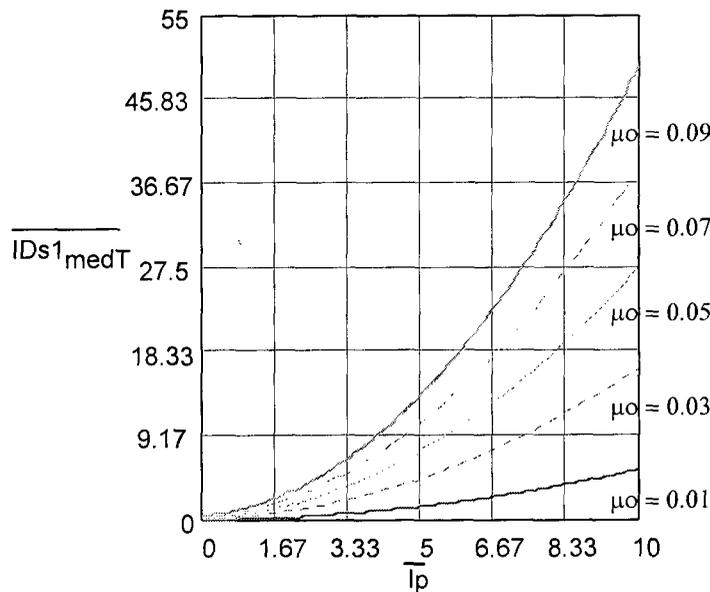


Fig. 2.15 - Corrente média parametrizada no diodo Ds1, para $q = 0,063$, tendo $\mu\omega$ como parâmetro.

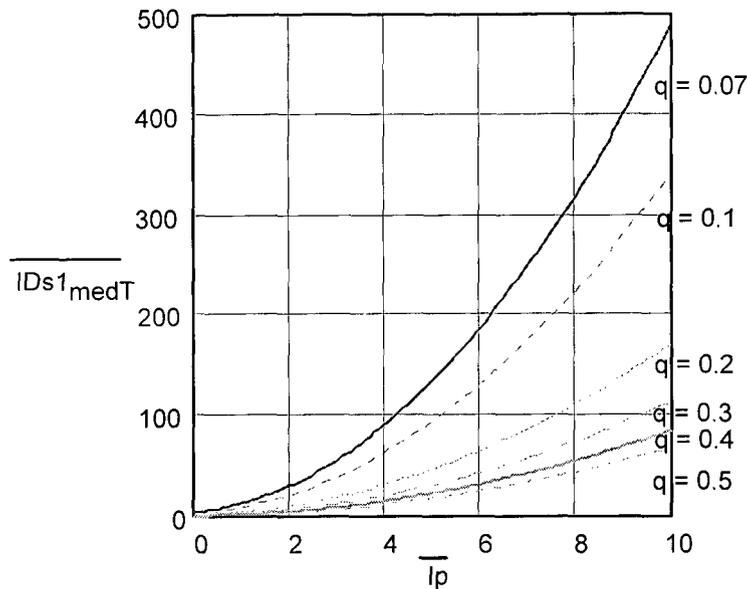


Fig. 2.16 - Corrente média parametrizada no diodo Ds1, para $\mu = 1$ e tendo q como parâmetro.

2.3.4 Corrente Média no Diodo Ds2

Através das formas de onda para um período de comutação, determina-se a corrente média no diodo Ds2 como apresentado na Eq. 2.70.

$$\overline{iDs2_{med}} = \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\Delta t_3} \left(\overline{I_c}(t) + \sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1 - q^2} - q\omega_o t \right) dt + \int_0^{\Delta t_6} \left(\text{sen}(\omega_o t) + \overline{I_c}(t) \right) dt + \int_0^{\Delta t_7} \left(\overline{I_c}(t) + \overline{I_2} - q\omega_o t \right) dt \right) \quad (2.70)$$

Resolvendo-se a integral, tem-se a corrente média parametrizada para o diodo Ds2 em um período de comutação como apresentado na Eq. 2.71.

$$\overline{iDs2_{med}} = \frac{\mu\omega}{2\pi} \cdot \left(\frac{2\overline{I_c}(t)^2 + \overline{I_c}(t) \left(2\sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1 - q^2} + \sqrt{1 - q^2} \right) + 2(1 - q^2)}{q} + q + \overline{I_c}(t) \cos^{-1}(-q) \right) \quad (2.71)$$

A partir da Eq. 2.71, obtem-se a equação da corrente média parametrizada no diodo Ds2 para um período de modulação como apresentado na Eq. 2.72.

$$\overline{iDs2_{medT}} = \int_0^{\pi} \frac{\mu O}{2\pi^2} \cdot \left(\frac{2(\overline{Ipsen}(\omega t))^2 + \overline{Ipsen}(\omega t) \left(2\sqrt{(\overline{Ipsen}(\omega t))^2 + 1 - q^2} + \sqrt{1 - q^2} \right) + 2(1 - q^2)}{q} + q + \overline{Ipsen}(\omega t) \cos^{-1}(-q) \right) d\omega t \quad (2.72)$$

A partir das equações para a corrente média parametrizada no diodo Ds2 traçam-se ábacos, dos quais, no primeiro, toma-se, para um q constante (0,063), μO como parâmetro. No segundo, faz-se $\mu O = 1$ e toma-se q como parâmetro, tornando-se necessária apenas a multiplicação pelo μO utilizado no projeto para adequar o valor da corrente média parametrizada, isto é, sendo μO uma constante, pode-se, através de uma simples multiplicação, obter o valor de corrente para o μO de projeto.

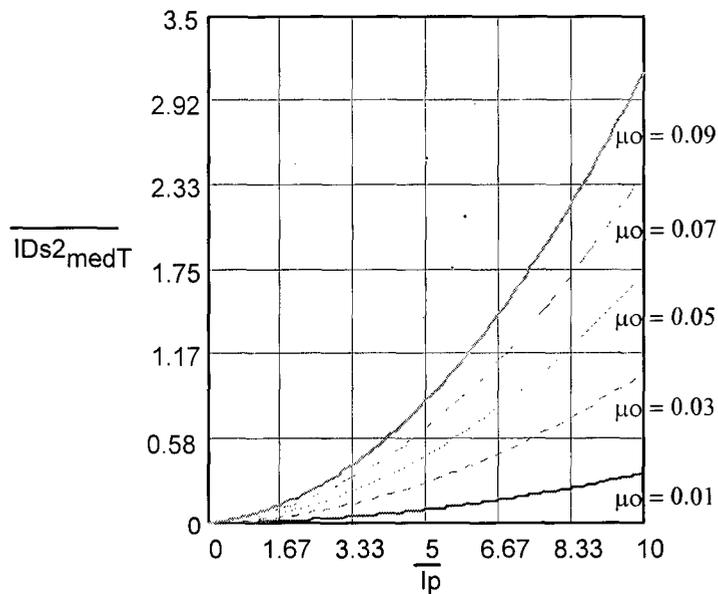


Fig. 2.17 - Corrente média parametrizada no diodo Ds2, para $q = 0,063$, tendo μO como parâmetro.

A corrente de pico nos diodos do *snubber* é dada pela Eq. 2.73:

$$\overline{i_{Ds1p}} = \overline{i_{Ds2p}} = \overline{i_{Ds3p}} = \overline{i_{Ds4p}} = \overline{I_1} \quad (2.73)$$

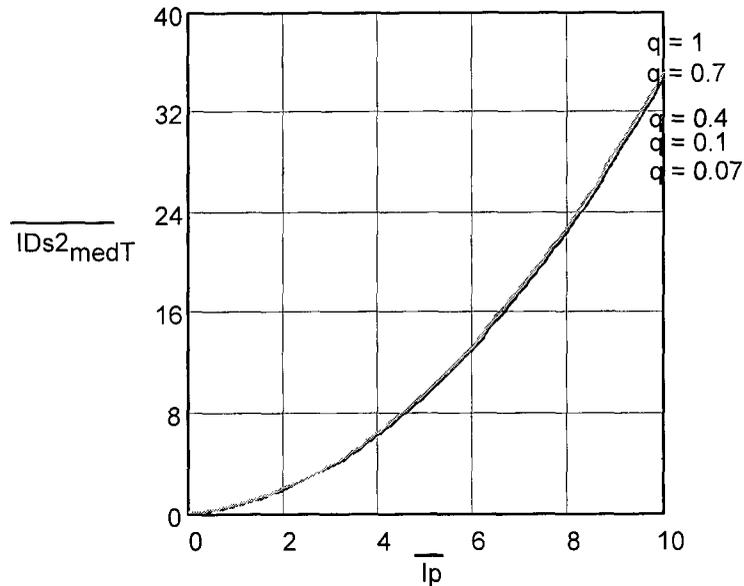


Fig. 2.18 - Corrente média parametrizada no diodo Ds2, para $\mu_0 = 1$ e tendo q como parâmetro.

Através da Fig. 2.18 verifica-se que o parâmetro q pouco influi na corrente média do diodo Ds2.

2.3.5 Corrente Eficaz no Capacitor Cs

A partir das formas de onda mostradas na Fig. 2.10, obtém-se a expressão da corrente eficaz parametrizada no capacitor Cs, para um período de comutação, apresentada na Eq. 2.74.

$$\overline{i_{cs_{ef}}} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ \overline{I_c(t)} \cdot \left[\frac{\overline{I_c(t)}^2 (1+q^2) - 2q\overline{I_c(t)}\sqrt{\overline{I_c(t)}^2 + 1 - q^2} + 1 - q^2}{\overline{I_c(t)}^4 + 2\overline{I_c(t)}^2 + 1} \right] + \frac{1}{2} \left[\cos^{-1}(-q) - \frac{\sqrt{1-2q^2}}{2} \right] + \right. \\ \left. \frac{\overline{I_c(t)}^2}{2} \cdot \left[\left(\cos^{-1} \left(\frac{q}{\sqrt{\overline{I_c(t)}^2 + 1}} \right) + \cos^{-1} \left(\frac{\overline{I_c(t)}}{\sqrt{\overline{I_c(t)}^2 + 1}} \right) - \frac{\pi}{2} \right) - \frac{2\overline{I_c(t)}\sqrt{\overline{I_c(t)}^2 + 1 - q^2} - 2q}{\overline{I_c(t)}^2 + 1} \right] \right\} \quad (2.74)$$

A partir da Eq. 2.74 obtém-se a Eq. 2.75 que representa a corrente eficaz parametrizada no capacitor Cs para um período de modulação.

$$\overline{i_{cs_{efT}}} = \frac{\mu_0}{2\pi^2} \int_0^\pi \left\{ \overline{I_{psen}(\omega t)} \cdot \left[\frac{\overline{I_{psen}(\omega t)}^2 (1+q^2) - 2q\overline{I_{psen}(\omega t)}\sqrt{\overline{I_{psen}(\omega t)}^2 + 1 - q^2} + 1 - q^2}{\overline{I_{psen}(\omega t)}^4 + 2\overline{I_{psen}(\omega t)}^2 + 1} \right] + \frac{1}{2} \left[\cos^{-1}(-q) - \frac{\sqrt{1-2q^2}}{2} \right] + \right. \\ \left. \frac{\overline{I_{psen}(\omega t)}^2}{2} \cdot \left[\left(\cos^{-1} \left(\frac{q}{\sqrt{\overline{I_{psen}(\omega t)}^2 + 1}} \right) + \cos^{-1} \left(\frac{\overline{I_{psen}(\omega t)}}{\sqrt{\overline{I_{psen}(\omega t)}^2 + 1}} \right) - \frac{\pi}{2} \right) - \frac{2\overline{I_{psen}(\omega t)}\sqrt{\overline{I_{psen}(\omega t)}^2 + 1 - q^2} - 2q}{\overline{I_{psen}(\omega t)}^2 + 1} \right] \right\} d\omega t \quad (2.75)$$

A partir da Eq. 2.75, traçam-se ábacos para a corrente eficaz nos capacitores Cs1 e Cs2, a fim de auxiliar no dimensionamento dos mesmos, uma vez que se faz necessária a determinação desta corrente para verificar as perdas por calor e assim respeitar seus limites térmicos.

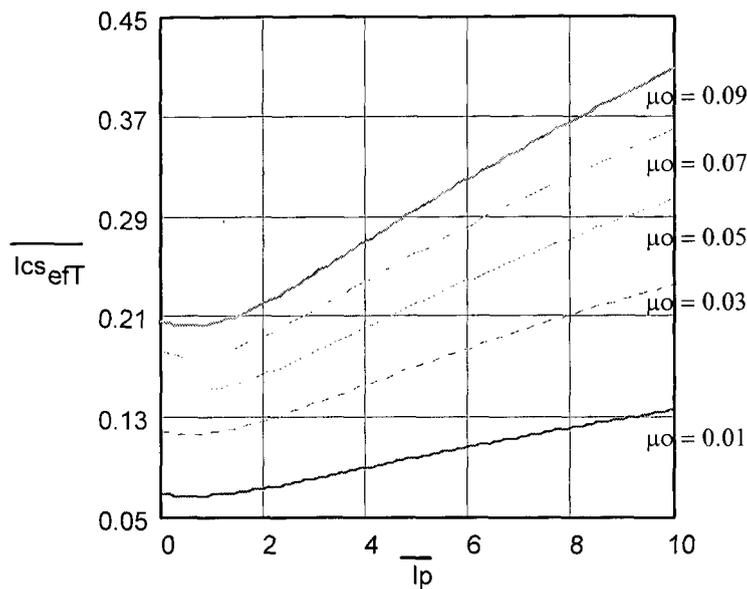


Fig. 2.19 - Corrente eficaz parametrizada no capacitor C_s para $q = 0,063$, tendo μ como parâmetro.

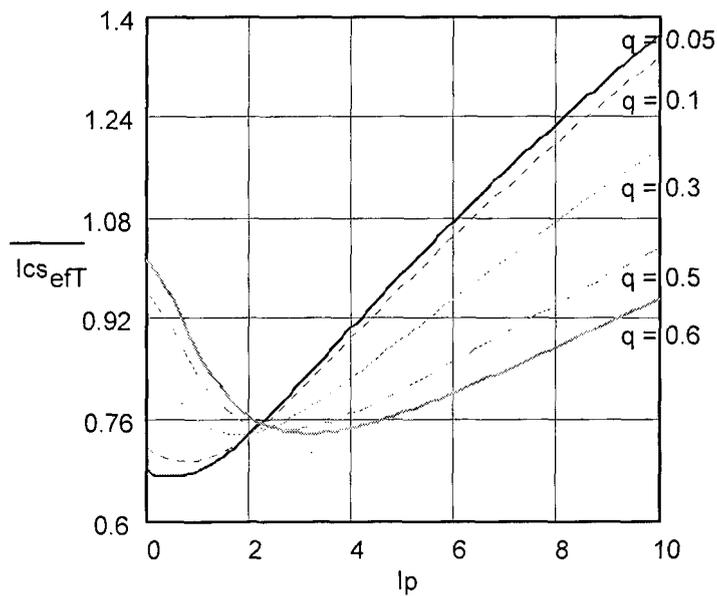


Fig. 2.20 - Corrente eficaz parametrizada no capacitor C_s para $\mu = 1$, tendo q como parâmetro.

Na Fig. 2.19 apresenta-se a corrente eficaz parametrizada para $q = 0,063$, a fim de apresentar a característica da corrente eficaz com a variação de q , traçou-se também um ábaco variando-se q , tendo $\mu = 1$, bastando apenas uma multiplicação pelo valor de μ

utilizado em projeto para adequar o valor da corrente eficaz, como apresentado na Fig. 2.20.

2.3.6 Corrente Eficaz na Fonte Vg.

Para facilitar o dimensionamento do *snubber* e minimizar os esforços para o cálculo da corrente eficaz no capacitor Cg, apresenta-se na Eq. 2.76 a corrente eficaz na fonte Vg para um período de comutação.

$$\overline{IVg_{ef}} = \frac{\mu o}{2\pi} \cdot \left[\frac{\left(\overline{I_c} + \sqrt{\overline{I_c}^2 + 1 - q^2} \right)^3}{3q} + \frac{3\overline{I_c}^2 \sqrt{1 - q^2} + 3\overline{I_c}(1 - q^2) + \left(\sqrt{1 - q^2} \right)^3}{3q} + \frac{2 \cos^{-1}(-q) + 8q\overline{I_c} + 4\overline{I_c}^2 \cos^{-1}(-q) + 2q\sqrt{1 - q^2}}{4} \right] \quad (2.76)$$

A partir da Eq. 2.76 obtém-se a corrente eficaz no capacitor de grampeamento para um período de modulação, como pode ser visto na Eq. 2.77.

$$\overline{IVg_{efT}} = \frac{\mu o}{2\pi^2} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{\left(\overline{Ipsen}(\omega t) + \sqrt{\left(\overline{Ipsen}(\omega t) \right)^2 + 1 - q^2} \right)^3}{3q} + \frac{3\left(\overline{Ipsen}(\omega t) \right)^2 \sqrt{1 - q^2} + 3\overline{Ipsen}(\omega t)(1 - q^2) + \left(\sqrt{1 - q^2} \right)^3}{3q} + \frac{2 \cos^{-1}(-q) + 8q\overline{Ipsen}(\omega t) + 4\left(\overline{Ipsen}(\omega t) \right)^2 \cos^{-1}(-q) + 2q\sqrt{1 - q^2}}{4} \right] d\omega t \quad (2.77)$$

Para dinamizar o dimensionamento do *snubber*, traçaram-se ábacos com o auxílio do *software Mathcad*. As Figs. 2.21 e 2.22 apresentam a corrente eficaz parametrizada na fonte Vg, tendo μo e q como parâmetros, respectivamente.

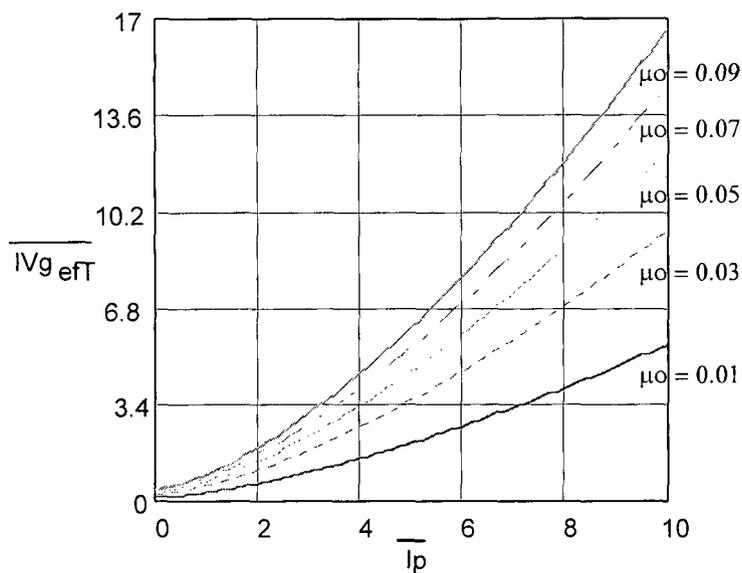


Fig. 2.21 - Corrente eficaz parametrizada na fonte V_g com $q = 0,063$, tendo μ_0 como parâmetro.

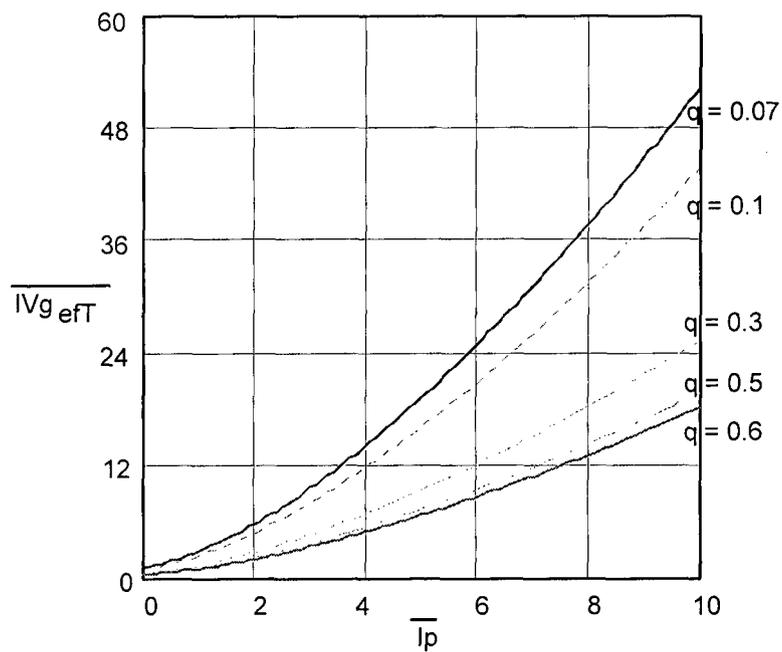


Fig. 2.22 - Corrente eficaz parametrizada na fonte V_g para $\mu_0 = 1$ e tendo q como parâmetro.

2.3.7 Corrente Eficaz no Capacitor de Grampeamento Cg.

A corrente eficaz que circulará no capacitor de grampeamento Cg é igual à corrente eficaz da fonte Vg subtraída da corrente eficaz no resistor Rg. Considerando-se que a tensão Vg é isenta de ondulação, o valor eficaz da corrente que circula através do resistor Rg é o próprio valor médio da corrente na fonte Vg. Assim obtem-se a Eq. 2.78.

$$\overline{I_{Cg_{efT}}} = \sqrt{\overline{I_{Vg_{efT}}}^2 - \overline{I_{Vg_{medT}}}^2} \quad (2.78)$$

A determinação da corrente eficaz que circula no capacitor Cg é um fator muito importante em seu dimensionamento para que não sejam ultrapassados os limites térmicos do capacitor.

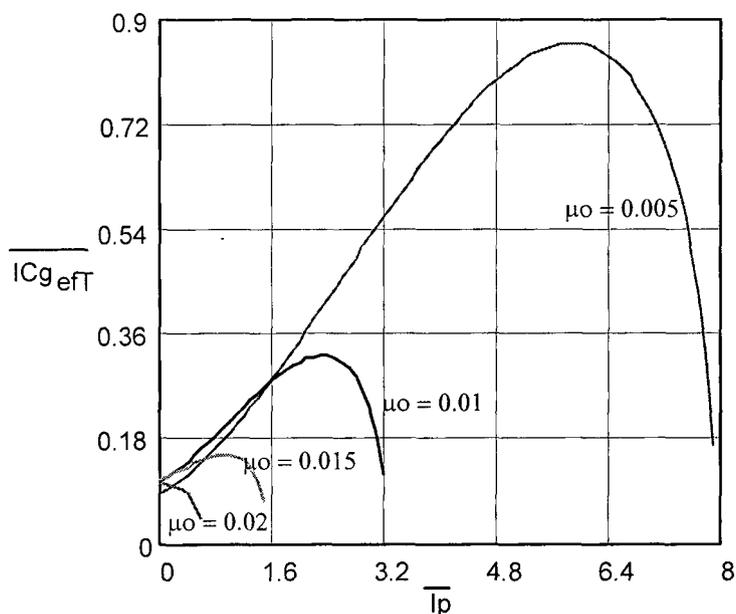


Fig. 2.23 - Corrente eficaz parametrizada no capacitor Cg para $q = 0,063$ e tendo μ_o como parâmetro.

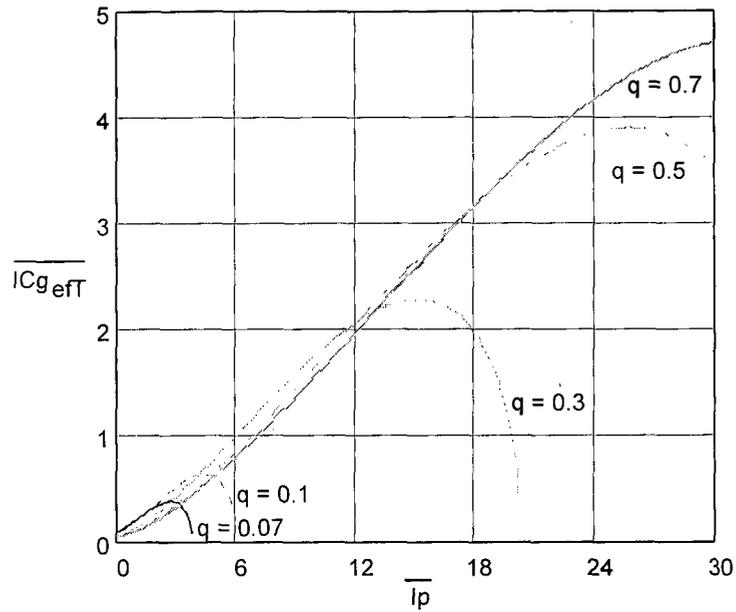


Fig. 2.24 - Corrente eficaz parametrizada no capacitor C_g para $\mu = 0,01$ tendo q como parâmetro.

2.3.8 Corrente Eficaz no Indutor L_s

A corrente eficaz no indutor é um item muito importante para o projeto do mesmo; isto por ser um dado necessário para o projetista determinar o projeto físico do indutor, em função do que se apresenta na Eq. 2.79 a corrente eficaz parametrizada no indutor L_s para um período de comutação.

$$i_{LSef} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \overline{I_c}(t)^2 \cdot \frac{2\pi D}{\mu_0} + \frac{1}{2} \left[\cos^{-1} \left(\frac{q}{\sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1}} \right) + \cos^{-1} \left(\frac{\overline{I_c}(t)}{\sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1}} \right) - \frac{\pi}{2} \right] + \frac{\overline{I_c}(t) \sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1 - q^2} + q}{\overline{I_c}(t)^2 + 1} + \\ & \overline{I_c}(t) \cdot \left[\frac{\overline{I_c}(t)^2 (1 + q^2) - 2q \overline{I_c}(t) \sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1 - q^2} + 1 - q^2}{\overline{I_c}(t)^4 + 2\overline{I_c}(t)^2 + 1} \right] + \\ & \frac{\overline{I_c}(t)^2}{2} \cdot \left[\left(\cos^{-1} \left(\frac{q}{\sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1}} \right) + \cos^{-1} \left(\frac{\overline{I_c}(t)}{\sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1}} \right) - \frac{\pi}{2} \right) - \frac{2\overline{I_c}(t) \sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1 - q^2} - 2q}{\overline{I_c}(t)^2 + 1} \right] + \\ & \frac{\left[\overline{I_c}(t) + \sqrt{\overline{I_c}(t)^2 + 1 - q^2} \right]^3}{3q} + \frac{\overline{I_c}(t)^3}{3} + \frac{2 \cos^{-1}(-q) + 8\overline{I_c}(t) \cdot q + 4\overline{I_c}(t)^2 \cdot \cos^{-1}(-q) + 2q \sqrt{1 - q^2}}{3q} + \\ & \frac{3\overline{I_c}(t)^2 \sqrt{1 - q^2} + 3\overline{I_c}(t) \cdot (1 - q^2) + (\sqrt{1 - q^2})^3}{3q} \end{aligned} \right\}$$

(2.79)

A partir da Eq. 2.79 obtém-se a Eq. 2.80, que representa a corrente eficaz parametrizada para um período de modulação.

$$\begin{aligned}
i_{LSef} = \frac{\mu\omega}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} & \left[\overline{Ipsen}(\omega t)^2 \cdot \frac{2\pi Misen(\omega t)}{\mu\omega} + \frac{1}{2} \left[\cos^{-1} \left(\frac{q}{\sqrt{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1}} \right) + \cos^{-1} \left(\frac{\overline{Ipsen}(\omega t)}{\sqrt{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1}} \right) - \frac{\pi}{2} \right] + \right. \\
& \frac{\overline{Ipsen}(\omega t) \sqrt{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1 - q^2} + q}{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1} + \\
& \overline{Ipsen}(\omega t) \cdot \left[\frac{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 (1 + q^2) - 2q \overline{Ipsen}(\omega t) \sqrt{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1 - q^2} + 1 - q^2}{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^4 + 2[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1} \right] + \\
& \left. \frac{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2}{2} \cdot \left[\cos^{-1} \left(\frac{q}{\sqrt{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1}} \right) + \cos^{-1} \left(\frac{\overline{Ipsen}(\omega t)}{\sqrt{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1}} \right) - \frac{\pi}{2} \right] + \right. \\
& \left. - \frac{2 \overline{Ipsen}(\omega t) \sqrt{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1 - q^2} - 2q}{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1} \right] + \\
& \frac{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^3}{3} + \frac{2 \cos^{-1}(-q) + 8 \overline{Ipsen}(\omega t) q + 4 [\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 \cdot \cos^{-1}(-q) + 2q \sqrt{1 - q^2}}{3q} + \\
& \left. \frac{3 [\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 \sqrt{1 - q^2} + 3 \overline{Ipsen}(\omega t) \cdot (1 - q^2) + (\sqrt{1 - q^2})^3}{3q} + \frac{[\overline{Ipsen}(\omega t) + \sqrt{[\overline{Ipsen}(\omega t)]^2 + 1 - q^2}]^3}{3q} \right] d\omega
\end{aligned}
\tag{2.80}$$

Fazendo:

$$Mi = \frac{Vp}{E} \rightarrow \text{índice de modulação.} \tag{2.81}$$

A partir da Eq. 2.80 traçam-se ábacos para auxiliar no projeto. Na Fig. 2.25 tem-se a corrente eficaz parametrizada mantendo q e Mi constantes e tendo $\mu\omega$ como parâmetro. A

Fig. 2.26 apresenta a mesma corrente para q e μ_0 constantes tendo M_i como parâmetro, e a Fig. 2.27 apresenta a corrente em L_s para μ_0 e M_i constantes e tendo q como parâmetro.

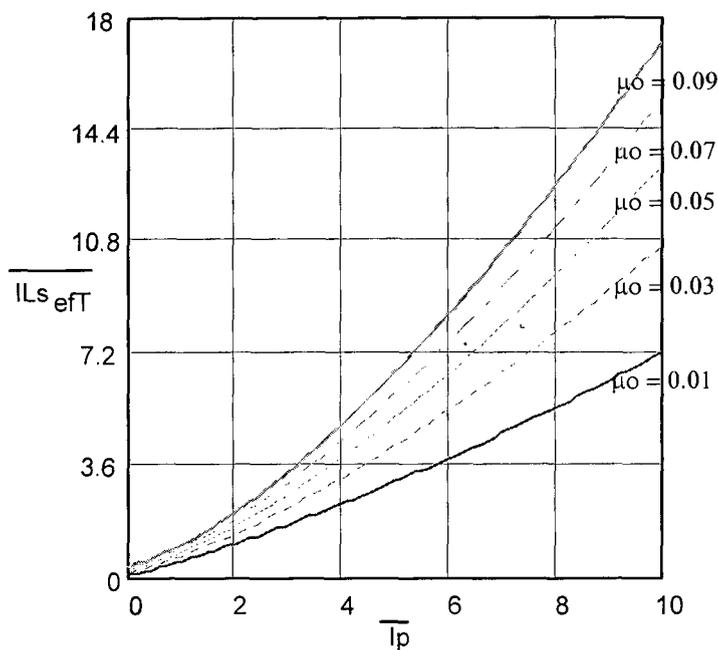


Fig. 2.25 - Corrente eficaz parametrizada em L_s para $q = 0,063$ e $M_i = 0,5$, tendo μ_0 como parâmetro.

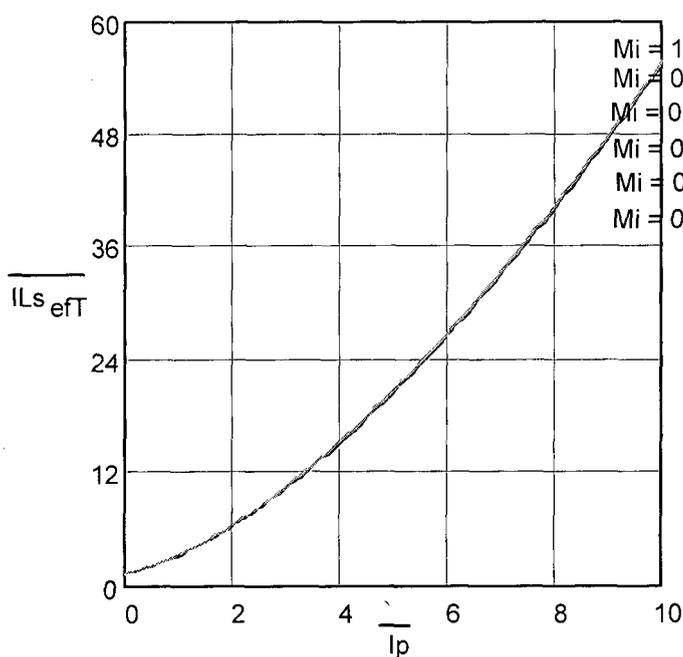


Fig. 2.26 - Corrente eficaz parametrizada em L_s para $q = 0,063$ e $\mu_0 = 1$, tendo M_i como parâmetro.

A partir da Fig. 2.26 nota-se que M_i pouco influi no valor da corrente eficaz em L_s , não sendo um fator determinante para tal corrente.

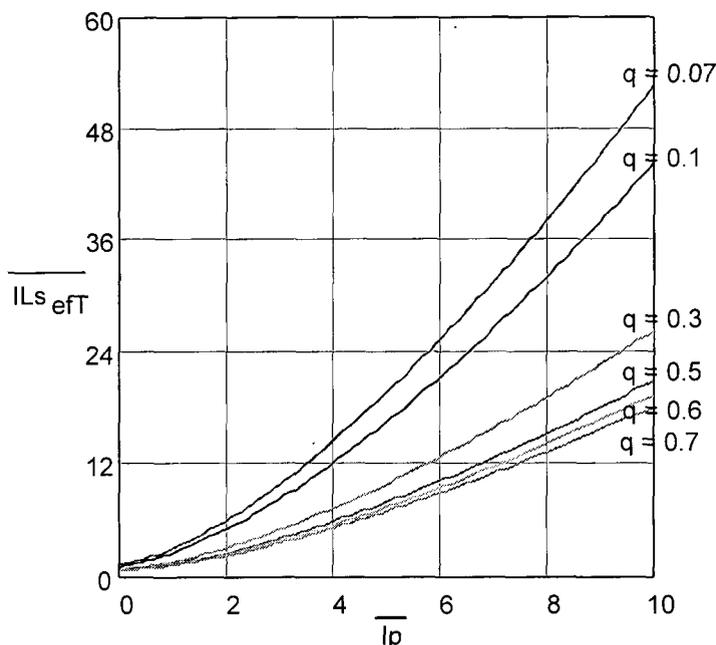


Fig. 2.27 - Corrente eficaz parametrizada em L_s para $\mu_o = 1$ e $M_i = 0,5$, tendo q como parâmetro..

2.3.9 Cálculo dos Componentes do *Snubber de Undeland*

Para o projeto dos elementos do grameador propõe-se a seguinte metodologia, baseada na literatura [8], [9] e [10].

1) A capacitância C_s deve apresentar o menor valor possível para minimizar-se o intervalo de tempo Δt_2 , no qual se processa o bloqueio dos interruptores. Tem-se, assim, a Eq. 2.82.

$$C_s = \frac{I_{LS}}{dv/dt} \quad (2.82)$$

Onde dv/dt é o máximo gradiente de tensão nos interruptores ativos, ou seja, a máxima razão de crescimento da tensão entre os seus terminais. Sendo I_{LS} a corrente máxima aceitável no indutor L_s , pode-se prever, para esta grandeza, o valor da corrente de curto-circuito do equipamento a ser alimentado pelo inversor.

2) A indutância L_s deve ter seu valor minimizado para se evitar excesso de energia circulante. No entanto, com sua presença exige-se uma largura de pulso mínima tolerável. Tal exigência acarreta uma limitação ao índice de modulação (M_i). O maior valor para a indutância L_s é definido pela largura de pulso mínima, como apresentado na Eq. 2.83.

$$lp_{min} = \frac{1}{f_s} \cdot \left(1 - \frac{M_i}{2}\right) \quad (2.83)$$

$$L_{s_{max}} = \frac{lp_{min} \cdot Vg}{2I_{LS}} \quad (2.84)$$

$L_{s_{max}}$ é o valor máximo para a indutância L_s que garantirá o funcionamento do controle sem perda de razão cíclica. O valor otimizado de L_s é obtido a partir da Eq. 2.85.

$$i_{LS}(t) = \frac{E}{Z} \text{sen}\omega_0 t + I_c(t) \quad (2.85)$$

Dividindo-se a Eq. 2.85 por I_p , obtém-se a Eq. 2.86:

$$\frac{i_{LS}(t)}{I_p} = \frac{E}{Z \cdot I_p} \text{sen}\omega_0 t + \frac{I_c(t)}{I_p} \quad (2.86)$$

Para generalizar a análise, parametriza-se como segue:

$$G(t) = \frac{i_{LS}(t)}{I_p} \quad (2.87)$$

$$Z_m = \frac{E}{I_p} \quad (2.88)$$

$$g = \frac{I_c(t)}{I_p} \quad (2.89)$$

$$Z = \sqrt{\frac{Ls}{Cs}} = \omega_o Ls \quad (2.90)$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_{in}}{Z} \quad (2.91)$$

$$G(t) = Z_{eq} \cdot \text{sen}(\omega_o t) + g \quad (2.92)$$

onde:

$G(t)$: relação entre as correntes máximas através do indutor Ls e da carga;

Z_{eq} : impedância equivalente do inversor;

I_p : corrente de pico na carga.

O ponto de máximo para esta expressão é obtido fazendo-se $\frac{dG(t)}{dt} = 0$, cujo tempo correspondente é t_6 , logo:

$$G(\omega_o t_6) = Z_{eq} \cdot \text{sen}(\cos^{-1}(-g)) + g \quad (2.93)$$

A partir da Eq. 2.93 traçam-se ábacos para determinarem-se os valores de Ls e Cs .

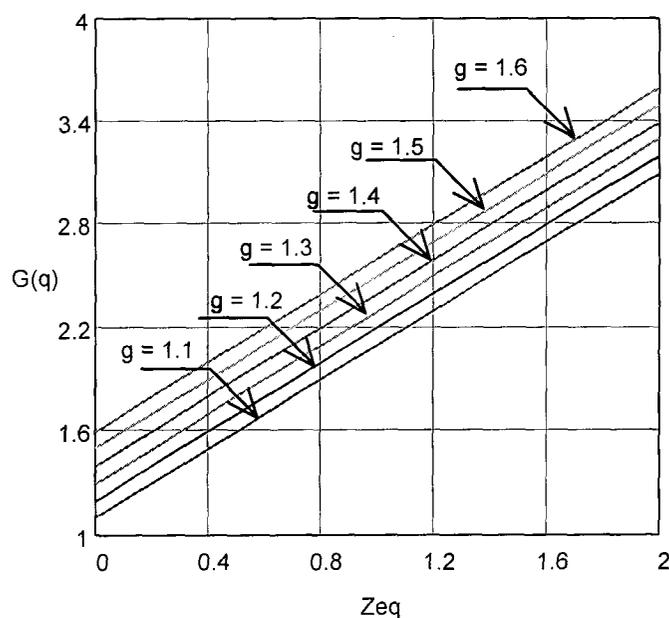


Fig. 2.28 - Corrente máxima parametrizada em Ls tendo g como parâmetro.

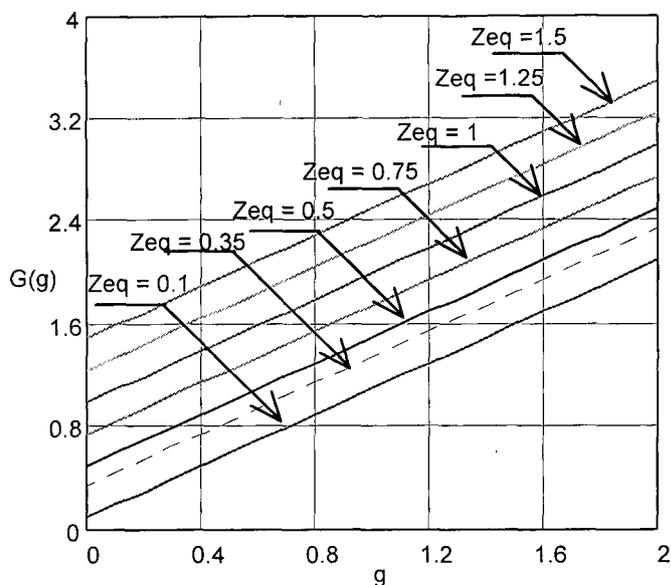


Fig. 2.29 - Corrente máxima parametrizada em L_s tendo Z como parâmetro.

Com os gráficos das Figs. 2.28 e 2.29 pode-se definir um valor apropriado para G , que é um parâmetro que expressa a máxima corrente em L_s , permitindo a determinação dos valores de Z_{eq} e g . Com a obtenção de Z_{eq} e g determinam-se os valores de L_s e C_g .

3) Durante o bloqueio dos interruptores ativos toda a energia armazenada em L_s é transferida para o capacitor C_g . Assim, o valor de sua capacitância pode ser determinado por:

$$\frac{1}{2} \cdot L_s \cdot i_{L_s}(t)^2 = \frac{1}{2} \cdot C_g \cdot \Delta V_g^2 \quad (2.94)$$

Onde ΔV_g é a variação máxima da tensão sobre o capacitor C_g .

4) A largura mínima de pulso gerada pela modulação deverá ser igual ao intervalo de tempo Δt_3 , logo:

$$lp_{\min} = \frac{[I_c(t) + I_1] \cdot L_s}{V_g} \quad (2.95)$$

5) Por último determina-se o valor da resistência do grampeador, sabendo-se que a potência a ser dissipada é dada pela Eq. 2.96.

$$P_g = L_s \cdot (I_c(t) + I_l)^2 \cdot f_s \quad (2.96)$$

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} \quad (2.97)$$

2.4 Esforços de Corrente nos Interruptores Principais

Nesta seção serão apresentados os esforços de corrente nos interruptores ativos e passivos do inversor em ponte completa; serão adotadas algumas hipóteses simplificativas que apesar de facilitarem os cálculos, não comprometem a validade das equações. São elas:

i) como as etapas de comutação são relativamente menores que as etapas de transferência de energia, para o cálculo dos valores médios e eficazes desconsidera-se a comutação;

ii) utiliza-se uma fonte de corrente senoidal e em fase com a tensão fundamental para representar a carga. Desconsideram-se possíveis ondulações advindas da utilização de cargas lineares ou distorções causadas por cargas não lineares. Na Fig. 2.30 apresenta-se a forma de onda da corrente injetada na rede e a corrente idealizada;

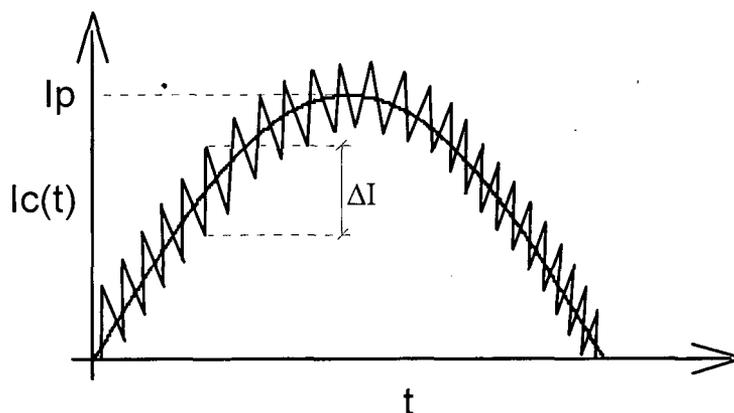


Fig. 2.30 - Corrente na carga.

iii) considera-se que todos os interruptores são ideais. O capacitor do barramento CC está representado por uma fonte de tensão ideal, eliminando possíveis ondulações na tensão;

iv) no cálculo dos valores médios e eficazes instantâneos considera-se que a forma de onda da corrente nos interruptores não varie durante dois períodos de comutação e a razão cíclica seja constante, como apresentado na Fig. 2.31 .

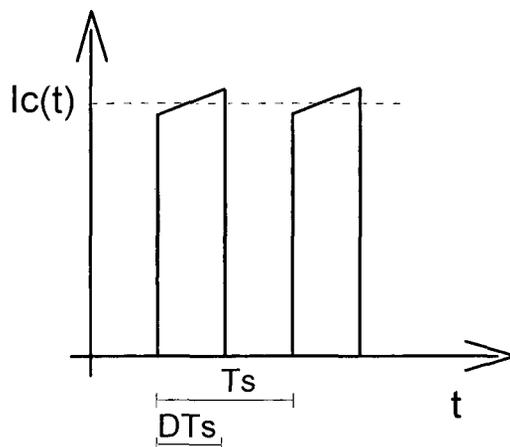


Fig. 2.31 - Corrente idealizada nos interruptores.

Na Eq. 2.98 apresenta-se a função de modulação que descreve a variação da razão cíclica no tempo, a partir da qual o interruptor S1 será comandado.

$$D(t) = M_i \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.98)$$

Na Fig. 2.32 apresenta-se o comportamento da razão cíclica para meio período de modulação tendo M_i como parâmetro.

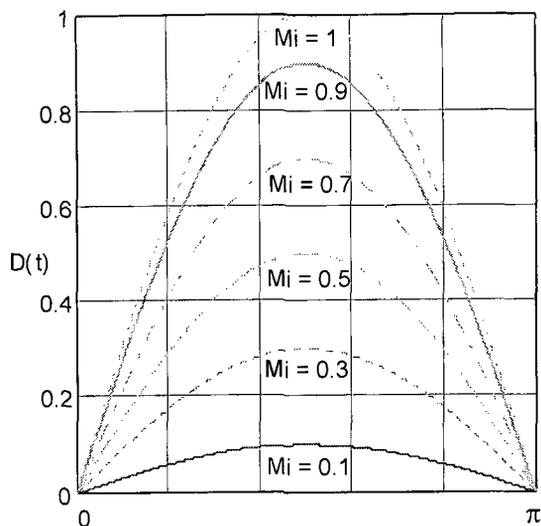


Fig. 2.32 - Razão cíclica, para meio período de modulação, do comando de S1.

2.5 Esforços de Corrente no Interruptor S1

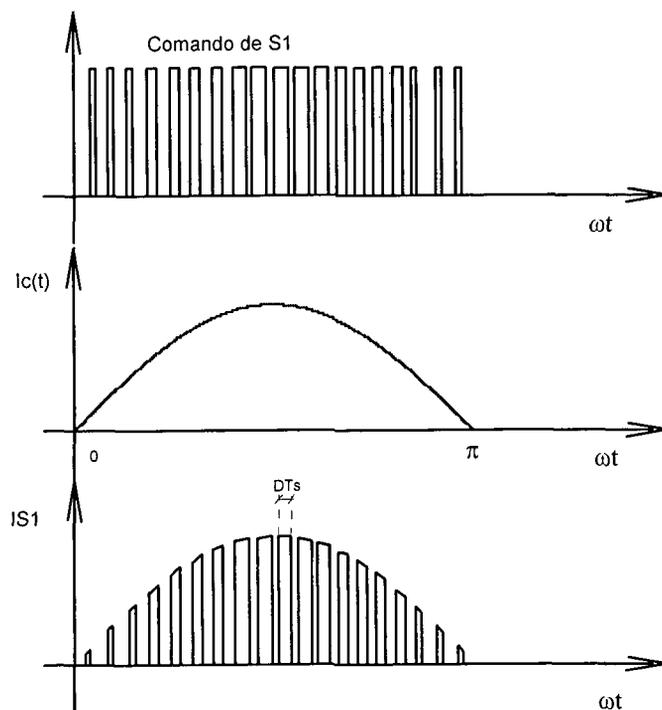


Fig. 2.33 - Formas de onda da corrente na carga, comando e corrente em S1.

2.5.1 Corrente Média em S1

A partir das formas de onda da Fig. 2.33 e das hipóteses simplificativas adotadas pode-se calcular os esforços de corrente nos interruptores do inversor.

$$\overline{IS1}_{med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D(t)T_s} \overline{I_c}(t) dt \quad (2.99)$$

$$\overline{IS1}_{med} = \overline{I_c}(t) \cdot D(t) \quad (2.100)$$

A Eq. 2.99 representa o valor médio parametrizado da corrente no interruptor S1 para um período de comutação. A partir desta, tem-se as Eqs. 2.100 e 2.101 que representam a corrente média parametrizada para um período de modulação.

$$\overline{IS1}_{medT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \overline{I_p} \cdot Mi [\text{sen}(\omega t)]^2 d\omega t \quad (2.101)$$

$$\overline{IS1}_{medT} = \frac{\overline{I_p} \cdot Mi}{4} \quad (2.102)$$

A partir da Eq. 2.102 apresenta-se o ábaco para o auxílio no projeto do inversor, como apresentado na Fig. 2.34 .

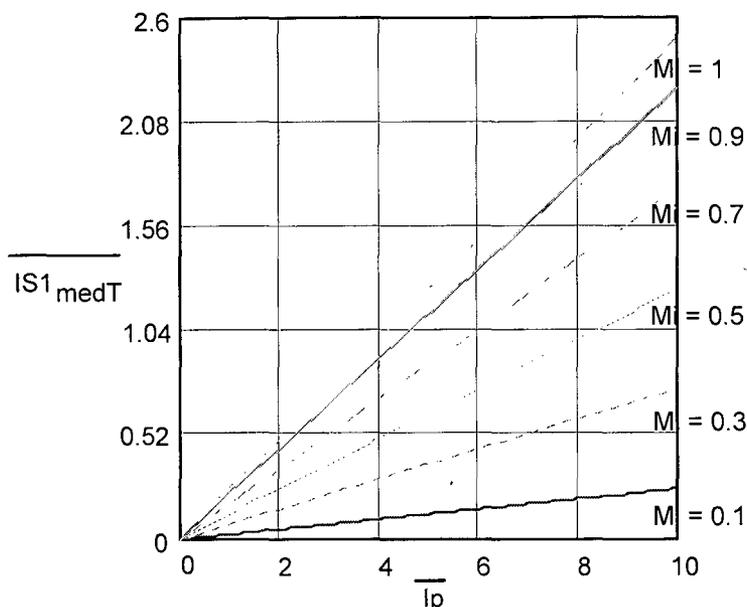


Fig. 2.34 - Corrente média parametrizada em S1, tendo M_i como parâmetro.

2.5.2 Corrente Eficaz em S1

Utilizando-se o mesmo procedimento adotado para o cálculo da corrente média parametrizada tem-se também a corrente eficaz parametrizada para um período de comutação como apresentado nas Eqs. 2.103 e 2.104.

$$\overline{IS1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D(t)T_s} [\overline{I_c(t)}]^2 dt} \quad (2.103)$$

$$\overline{IS1_{ef}} = \overline{I_c(t)} \cdot \sqrt{D(t)} \quad (2.104)$$

A Eq. 2.104 representa a corrente eficaz parametrizada no interruptor S1 para um período de comutação. A partir desta, tem-se as Eqs. 2.105 e 2.106 que representam a corrente eficaz parametrizada para um período de modulação.

$$\overline{IS1_{efT}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \overline{I_p}^2 \cdot M_i [\text{sen}(\omega t)]^3 d\omega t} \quad (2.105)$$

$$\overline{IS1_{efT}} = \overline{I_p} \cdot \sqrt{\frac{2Mi}{3\pi}} \quad (2.106)$$

A partir da Eq. 2.106 tem-se o ábaco para o auxílio no projeto do inversor, como apresentado na Fig. 2.35 .

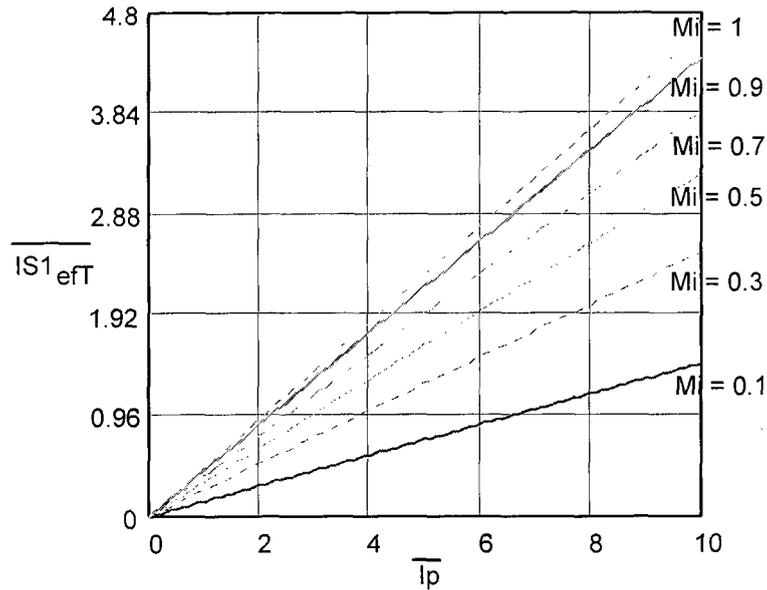


Fig. 2.35 - Corrente eficaz parametrizada em S1, tendo Mi como parâmetro.

2.6 Esforços de Corrente no Interruptor S4

2.6.1 Corrente Média em S4

De modo análogo ao método utilizado para o cálculo dos esforços no interruptor S1, obtêm-se também os esforços no interruptor S4. As Eqs. 2.107 e 2.108 representam a corrente média parametrizada em S4 para um período de comutação.

$$\overline{IS4_{med}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \overline{I_c(t)} dt \quad (2.107)$$

$$\overline{IS4_{med}} = \overline{I_c(t)} \quad (2.108)$$

A partir da Eq. 2.108 tem-se a Eq. 2.109 que representa a corrente média parametrizada em S4 para um período de modulação.

$$\overline{IS4_{medT}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \overline{Ip} \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t \quad (2.109)$$

Resolvendo-se a integral tem-se o valor da corrente média parametrizada no interruptor S4 para um período de modulação apresentado na Eq. 2.110.

$$\overline{IS4_{medT}} = \frac{\overline{Ip}}{\pi} \quad (2.110)$$

A partir da Eq. 2.110 tem-se o ábaco da corrente média parametrizada no interruptor S4, como apresentado na Fig. 2.36 .

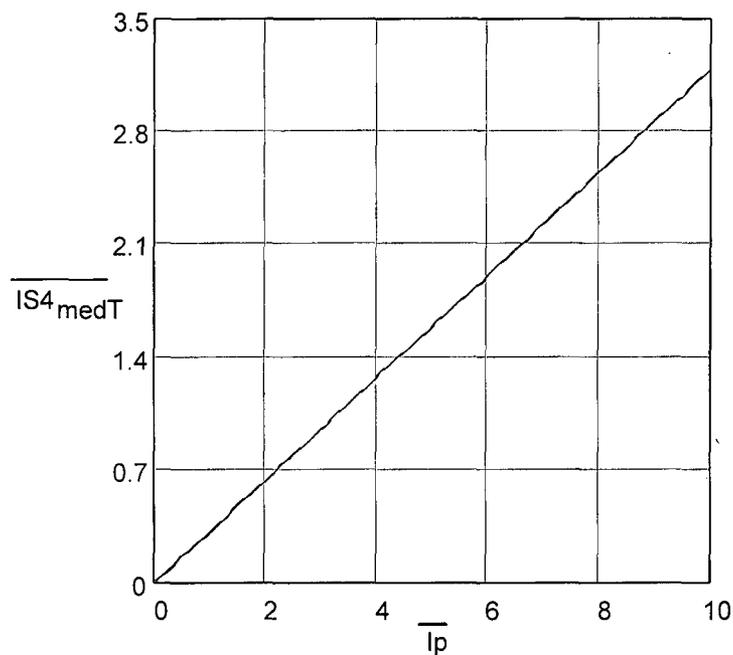


Fig. 2.36 - Corrente média parametrizada em S4.

2.6.2 Corrente Eficaz em S4

De modo análogo obtém-se também a corrente eficaz parametrizada no interruptor S4 para um período de comutação, como apresentado nas Eqs. 2.111 e 2.112.

$$\overline{IS4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [I_c(t)]^2 dt} \quad (2.111)$$

$$\overline{IS4_{ef}} = \overline{I_c(t)} \quad (2.112)$$

A partir da Eq. 2.112 tem-se a Eq. 2.113 que representa a corrente eficaz parametrizada para um período de modulação.

$$\overline{IS4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \overline{I_p}^2 \cdot [\text{sen}(\omega t)]^2 d\omega t} \quad (2.113)$$

Resolvendo-se a integral obtém-se o valor da corrente eficaz parametrizada para o interruptor S4, como mostrado na Eq. 2.114. A partir desta e com o auxílio do *software Mathcad* tem-se o ábaco da Fig. 2.37 .

$$\overline{IS4_{ef}} = \frac{\overline{I_p}}{2} \quad (2.114)$$

$$\overline{IS1p} = \overline{IS2p} = \overline{IS3p} = \overline{IS4p} = \overline{I_p} \quad (2.115)$$

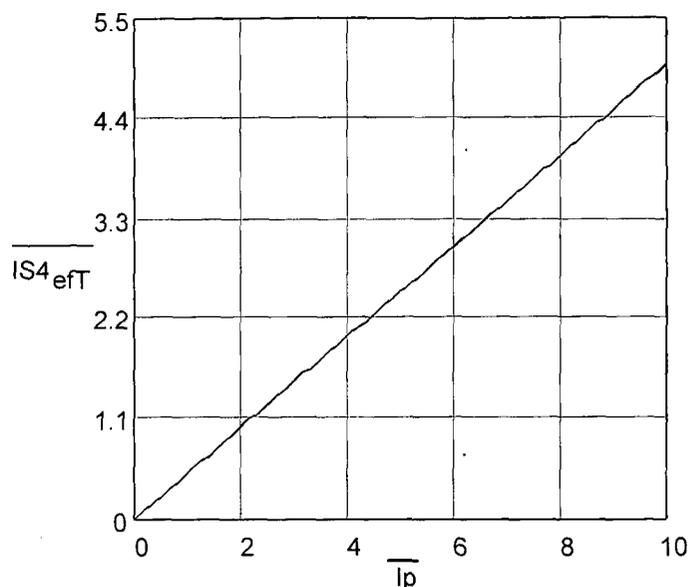


Fig. 2.37 - Corrente eficaz parametrizada em S4.

2.7 Esforços de Corrente no Interruptor S2

Devido à simetria das etapas de operação, os esforços de corrente em S2 podem ser calculados através das Eqs. 2.110 e 2.114.

2.8 Esforços de Corrente no Interruptor S3

Devido à simetria das etapas de operação, os esforços de corrente em S3 podem ser calculados através das Eqs. 2.102 e 2.106.

2.9 Esforços de Corrente no Diodo D2

2.9.1 Corrente Média em D2

Para o projeto do inversor apresentam-se nesta seção os esforços de corrente para o diodo em antiparalelo com o interruptor S2. As Eqs. 2.116 e 2.117 definem a corrente média parametrizada para este diodo em um período de comutação.

$$\overline{ID2_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D(t))T_s} I_c(t) dt \quad (2.116)$$

$$\overline{ID2_{med}} = \overline{I_c(t)} \cdot (1 - D(t)) \quad (2.117)$$

A partir da Eq. 2.117 obtém-se a Eq. 2.118 que representa a corrente média parametrizada no diodo D2 para um período de modulação.

$$\overline{ID2_{medT}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} [\overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t)] [1 - M_i \cdot \text{sen}(\omega t)] d\omega t \quad (2.118)$$

Resolvendo-se a integral tem-se a Eq. 2.119 que representa a corrente média parametrizada no diodo D2 para um período de modulação.

$$\overline{ID2_{medT}} = \frac{\overline{I_p}}{2\pi} \left(2 - \frac{\pi \cdot M_i}{2} \right) \quad (2.119)$$

Na Fig. 2.38 tem-se o ábaco da corrente média no diodo D2 obtido da Eq. 2.119.

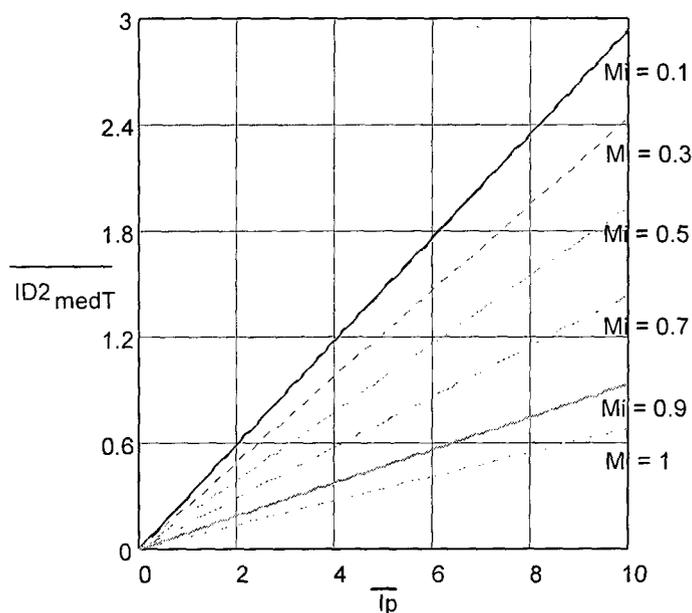


Fig. 2.38 - Corrente média parametrizada no diodo D2, tendo M_i como parâmetro.

2.9.2 Corrente Eficaz em D2

As Eqs. 2.120 e 2.121 representam a corrente eficaz parametrizada no diodo D2 para um período de comutação.

$$\overline{ID2}_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D(t))T_s} [\overline{I_c}(t)]^2 dt} \quad (2.120)$$

$$\overline{ID2}_{ef} = \overline{I_c}(t) \cdot \sqrt{1-D(t)} \quad (2.121)$$

A partir da Eq. 2.121 obtém-se a Eq. 2.122 que representa a corrente eficaz parametrizada no diodo D2 para um período de modulação.

$$\overline{ID2}_{efT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} [\overline{I_p} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot [1 - Mi \cdot \text{sen}(\omega t)] d\omega t} \quad (2.122)$$

Resolvendo-se a integral obtém-se a Eq. 2.123 que é a expressão da corrente eficaz parametrizada no diodo D2 e a partir desta com o uso do *software Mathcad* tem-se o ábaco apresentado na Fig. 2.39 .

$$\overline{ID2}_{efT} = \overline{I_p} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{4 \cdot Mi}{3} \right)} \quad (2.123)$$

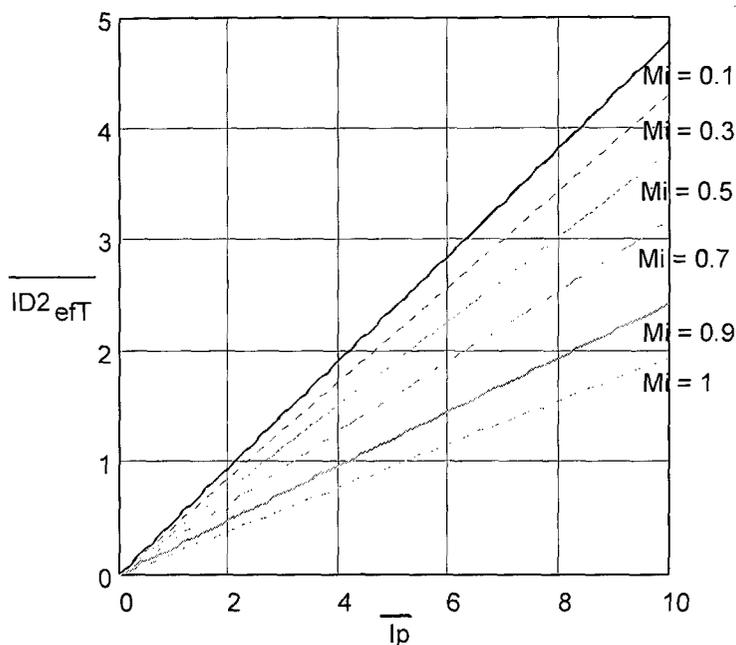


Fig. 2.39 - Corrente eficaz parametrizada no diodo D2, tendo M_i como parâmetro.

2.10 Esforços de Corrente nos Diodos D1 e D3

A partir das etapas de operação do inversor em ponte completa verifica-se que os diodos D1 e D3 não entram em condução em momento algum, logo seus esforços são nulos.

2.11 Esforços de Corrente no Diodo D4

Devido à simetria do circuito os esforços de corrente no diodo D4 podem ser calculados a partir das Eqs. 2.119 e 2.123.

2.12 Conclusão

Neste capítulo apresentaram-se de maneira detalhada as etapas de operação do inversor em ponte completa com *snubber de Undeland* modificado [9]. Através das etapas de operação obtiveram-se as equações das variáveis do circuito e também apresentaram-se suas principais formas de onda.

Traçaram-se ábacos dos esforços nos componentes do circuito para auxiliar na hora do projeto.

Apresenta-se uma metodologia para o projeto do *snubber de Undeland* [8], [9] e [10]. Os resultados são confirmados por simulação e experimentação.

Capítulo 3

O Circuito Pré-Regulador UC3854

3.1 Introdução

Este capítulo tem o intuito de ilustrar o princípio de operação do circuito integrado UC3854 da *Unitrode* e apresentar a descrição básica dos pinos, face à importância fundamental do entendimento deste componente [11], em vista do trabalho aqui descrito ter sido baseado na aplicação do UC3854 numa estrutura que tem uma função dual da realizada para correção de fator de potência.

Em um estágio controlador de fator de potência, tem-se uma tensão de entrada alternada, e uma tensão contínua na saída; e o objetivo é assegurar que a corrente drenada da rede tenha uma forma de onda senoidal para se conseguir um alto fator de potência. No reciclador de potência, a tensão de entrada é contínua, a tensão de saída é alternada e o objetivo, neste caso, é assegurar que a corrente a ser injetada na rede apresente uma forma de onda senoidal com alto fator de potência.

No sistema para correção de fator de potência, quando a tensão contínua na sua saída tende a subir, isto indica que está sendo introduzida no sistema uma potência maior do que aquela que a carga está consumindo no momento. Neste caso, o controle deve agir no sentido de reduzir a amplitude da corrente senoidal na entrada para que a tensão contínua na saída se estabilize de acordo com a potência que está sendo drenada pela carga. Se ocorresse o contrário, uma tendência de queda na tensão de saída, a potência injetada deveria ser aumentada através de um aumento na amplitude da corrente senoidal de entrada.

No regenerador de energia, quando a tensão contínua na entrada do inversor tiver uma tendência de subida, isto significará que a potência que está sendo injetada na rede no momento é menor do que a potência que está sendo entregue pelo estágio anterior. Conseqüentemente, o controle deve agir no sentido de aumentar a amplitude da corrente senoidal a ser injetada na rede para que a tensão na entrada do inversor se estabilize no valor adequado. Caso ocorra o contrário, ou seja, uma tendência de redução da tensão na

sua entrada, o controle deverá agir de modo a diminuir a amplitude da corrente senoidal injetada na rede.

Através da comparação entre os dois sistemas, pode-se perceber que a adaptação a ser realizada se refere à inversão na polaridade da tensão de erro da malha de tensão. Essa adaptação pode ser facilmente conseguida empregando-se apenas amplificadores operacionais. A Fig. 3.1 mostra a adaptação necessária para a malha de tensão.

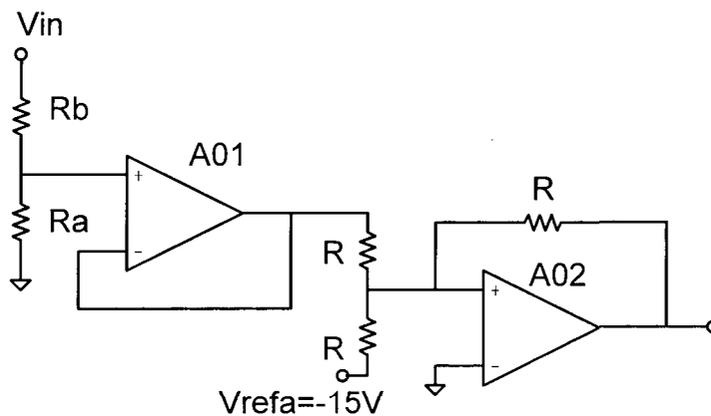


Fig. 3.1 – Adaptação da malha de tensão.

Na saída do amplificador operacional A02, tem-se a seguinte tensão:

$$V_{O_{A02}} = - \left(V_{refa} + \frac{R_a}{R_a + R_b} V_{in} \right) \quad (3.1)$$

onde:

V_{refa} : tensão de referência (polaridade negativa) na entrada de A02.

Desse modo, se a tensão na entrada do inversor se elevar, a tensão de erro também aumentará, fazendo com que a referência de corrente (que depende da tensão de saída do regulador de tensão) também aumente.

A técnica de controle baseia-se no controle da corrente média instantânea de saída do inversor operando em condução contínua e com frequência de comutação constante. Consiste em monitorar-se a corrente de referência utilizando-se um regulador apropriado.

O UC3854 é composto por duas malhas de realimentação (*feedback*). A malha interna é aquela que controla a corrente de saída, a malha externa controla a tensão de entrada. O compensador de corrente faz a corrente de saída seguir uma referência formada por um seno retificado. O compensador de tensão controla a transferência de energia. A

saída deste fornece a amplitude do sinal de referência da corrente. Existe, ainda, um regulador interno de malha direta (*feedforward*) no UC3854 responsável pela regulação da tensão de entrada quando ocorrem flutuações na tensão de saída. A Fig. 3.2 apresenta estas funções em diagrama de blocos e a Fig. 3.3 apresenta o esquema interno simplificado do UC3854.

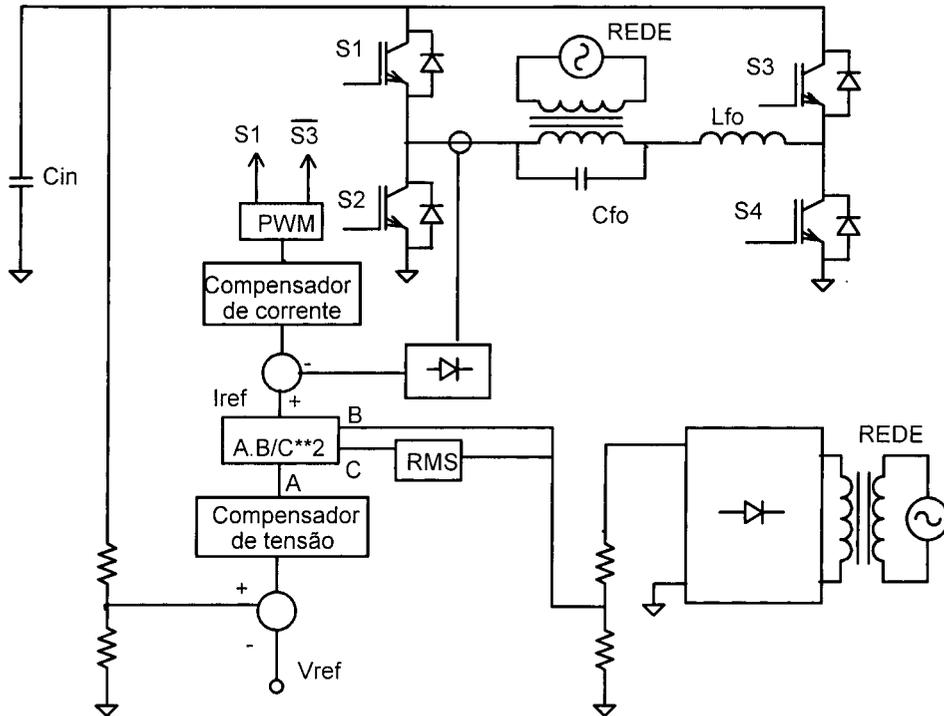


Fig. 3.2 – Estrutura básica do reciclador de potência.

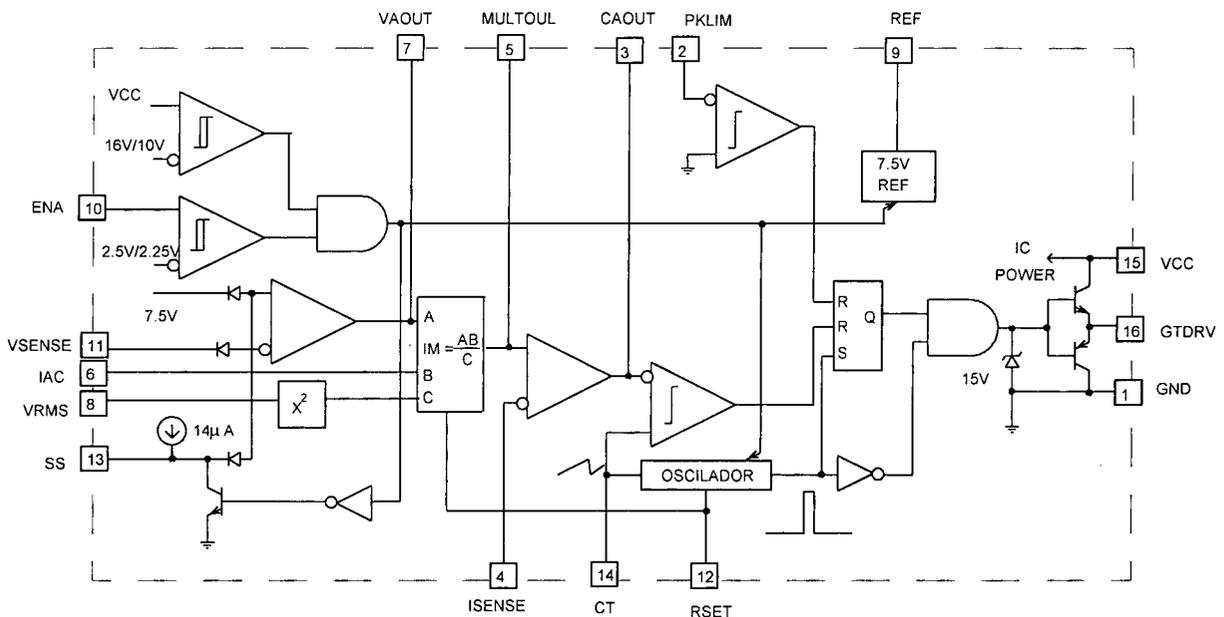


Fig. 3.3 – Topologia interna do UC3854.

3.2 Compensador de Corrente

Para o projeto da malha de corrente do inversor utilizou-se o modelo simplificado da chave PWM [12], [13] para o conversor *buck*. Isto pode ser feito uma vez que o inversor tem o funcionamento semelhante a um *buck* a cada meio período de modulação. O modelo simplificado da chave PWM é mostrado na Fig. 3.4 .

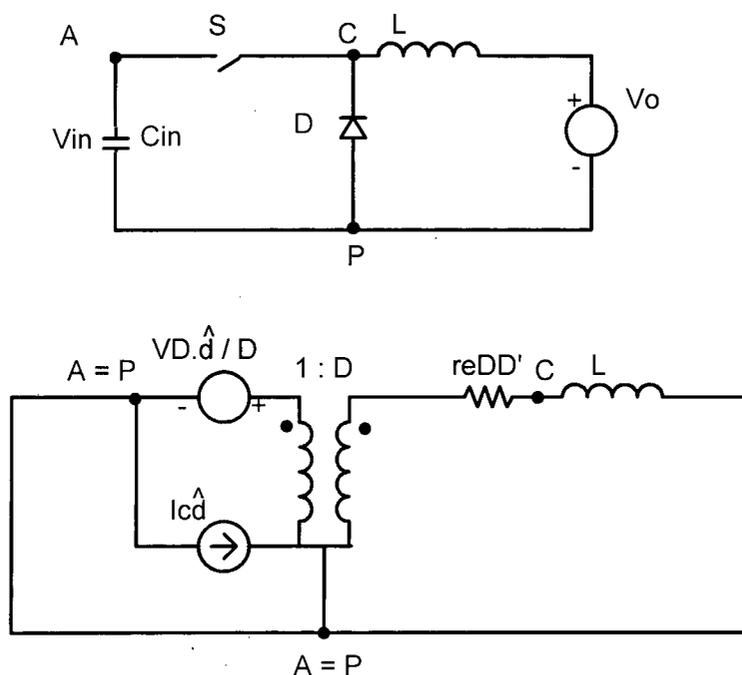


Fig. 3.4 – Modelo simplificado utilizando a chave PWM.

A seguir são apresentadas algumas relações matemáticas que caracterizam o funcionamento do conversor *buck*.

De forma genérica, para o conversor *buck* CC/CC, operando no modo contínuo, tem-se:

$$V_0 = V_{in} \cdot D \quad (3.2)$$

No caso do reciclador, a tensão de entrada do inversor é contínua mas na saída tem-se uma tensão com forma de onda senoidal para um período de modulação. Analisando-se em meio período da rede, pode-se escrever:

$$V_o(\theta) = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (3.3)$$

onde:

V_p : tensão de pico na saída do inversor;

ωt : ângulo da forma de onda senoidal de tensão.

Através das Eqs. 3.2 e 3.3, obtém-se a equação que fornece a razão cíclica:

$$D(\omega t) = \frac{V_p}{V_{in}} \text{sen}(\omega t) \quad (3.4)$$

Definindo:

$$Mi = \frac{V_p}{V_{in}} \rightarrow \text{índice de modulação.} \quad (3.5)$$

Pode-se escrever:

$$D(\omega t) = Mi \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.6)$$

Como o UC3854 trabalha com frequência constante e a razão cíclica varia em função de ωt , a ondulação de corrente no indutor também varia em função de ωt , resultando:

$$\Delta I_L(\omega t) = \frac{V_{L_{ton}}(\omega t)}{L} t_{on} = \frac{[V_{in} - V_o(\omega t)]}{L} \cdot \frac{D(\omega t)}{fs} \quad (3.7)$$

onde:

t_{on} : tempo de condução do interruptor;

$V_{L_{ton}}$: tensão no indutor durante o tempo t_{on} ;

fs : frequência de comutação do inversor.

Aplicando-se as Eqs. 3.4, 3.5 e 3.6 na Eq. 3.7, resulta:

$$\Delta I_L(\omega t) = \frac{V_p [\text{sen}(\omega t) - M_i \cdot (\text{sen}(\omega t))^2]}{L \cdot f_s} \quad (3.8)$$

A ondulação de corrente representada na Eq. 3.8 apresenta seus valores máximos para os seguintes ângulos:

$$\theta_1 = \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{2M_i}\right) \quad (3.9)$$

$$\theta_2 = \pi - \theta_1 = \pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{2M_i}\right) \quad (3.10)$$

Para esses ângulos, a ondulação de corrente pelo indutor é dada por:

$$\Delta I_{L_{\max}} = \frac{V_p(\omega t)}{4M_i \cdot L \cdot f_s} = \frac{V_{in}}{4L \cdot f_s} \quad (3.11)$$

Uma outra relação interessante é a ondulação de corrente em função de $D(\omega t)$, obtida também a partir da Eq. 3.8:

$$\Delta I_L(\omega t) = \frac{V_p \text{sen}(\omega t) [1 - D(\omega t)]}{L \cdot f_s} \quad (3.12)$$

O tempo de condução do interruptor é dado por:

$$t_{on} = \frac{L \cdot \Delta I_L(\omega t)}{V_{L_{on}}(\omega t)} = \frac{L \cdot \Delta I_L(\omega t)}{(V_{in} - V_p \cdot \text{sen}(\omega t))} \quad (3.13)$$

O tempo de bloqueio do interruptor é dado por:

$$t_{off} = \frac{L \cdot \Delta I_L(\omega t)}{V_{L_{off}}(\omega t)} = \frac{L \cdot \Delta I_L(\omega t)}{V_p \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (3.14)$$

Para o correto dimensionamento da malha de corrente do inversor utiliza-se o modelo simplificado da chave PWM, como mostrado na Fig. 3.4 , onde se desconsiderou a resistência série equivalente do capacitor de entrada e a resistência do indutor, considerando-se a entrada como sendo uma fonte de tensão ideal.

Desta forma, a função de transferência que relaciona a corrente de saída e a razão cíclica é mostrada a seguir:

$$G_p = \frac{V_{in}}{s \cdot L_o} \quad (3.15)$$

Função de transferência do inversor incluídas amostragem da corrente e rampa:

$$G_{p1} = \frac{V_{in}}{s \cdot L_o} \cdot \frac{R_{sh}}{V_s} \quad (3.16)$$

onde:

V_{in} : tensão do barramento CC;

V_s : tensão de pico da dente de serra.

O compensador de corrente deve ter uma banda passante relativamente grande, de forma que a corrente siga a referência com relativa precisão. Como a referência é a forma de um seno retificado, a partir de 960Hz, equivalente a 16^a harmônica, para uma tensão de saída de 60Hz, pode-se desprezar as componentes de maior frequência sem significativa redução do fator de potência. O circuito do compensador sugerido pela *Unitrode* e o respectivo diagrama de bode são apresentados na Fig. 3.5 .

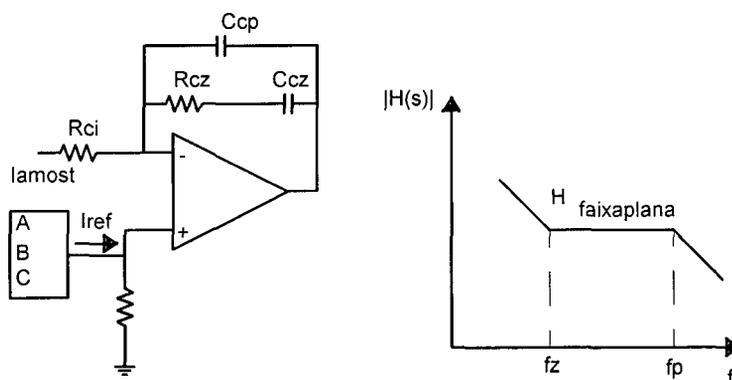


Fig. 3.5 – Circuito do compensador de corrente e módulo do diagrama de bode.

Para o correto dimensionamento do compensador de corrente procede-se da seguinte forma:

- localizar o zero a pelo menos uma década da frequência de comutação, de forma a maximizar a frequência de cruzamento de ganho unitário para se obter rápida resposta e boa reprodutibilidade da corrente amostrada;
- localizar o pólo em uma frequência no máximo igual à metade da frequência de comutação para atenuar a ondulação na frequência de comutação;
- o ganho na faixa plana do compensador deve ser pelo menos 18dB para se obter uma margem de fase segura;
- a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto deve estar localizada em aproximadamente um quarto da frequência de comutação.

Representando o compensador de corrente pela sua função de transferência, tem-se:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{R_{cz} \cdot C_{cz}} + s}{R_{ci} \cdot C_{cp} \cdot s \cdot \left(s + \frac{C_{cp} + C_{cz}}{R_{cz} \cdot C_{cp} \cdot C_{cz}} \right)} \quad (3.17)$$

A função de transferência de laço aberto fica definida por:

$$FTLA(s) = G_{p1}(s) \cdot H(s) \quad (3.18)$$

Portanto:

$$FTLA(s) = \left(\frac{V_{in} \cdot R_{SH}}{V_s \cdot s \cdot L_o} \right) \cdot \left(\frac{\frac{1}{R_{cz} \cdot C_{cz}} + s}{R_{ci} \cdot C_{cp} \cdot s \cdot \left(s + \frac{C_{cp} + C_{cz}}{R_{cz} \cdot C_{cp} \cdot C_{cz}} \right)} \right) \quad (3.19)$$

Através de equacionamentos e operações matemáticas básicas obtêm-se as equações seguintes que podem ser utilizadas como auxílio para o correto dimensionamento do compensador de corrente:

Frequência do zero:

$$f_z = \frac{f_s}{20} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{cz} \cdot C_{cz}} \quad (3.20)$$

Frequência do pólo:

$$f_p = \frac{C_{cz} + C_{cp}}{2 \cdot \pi \cdot R_{cz} \cdot C_{cp} \cdot C_{cz}} \quad (3.21)$$

Ganho na faixa plana:

$$H_{faixaplana} = 20 \log \left(\frac{R_{cz}}{R_{ci}} \right) \quad (3.22)$$

3.3 Compensador de Tensão

A corrente amostrada deve seguir a referência o mais perfeitamente possível, de forma a maximizar o fator de potência.

Se a largura de banda da malha de tensão for muito elevada, esta malha apresentará respostas rápidas a transientes, ocasionando modulação da corrente devolvida à rede devido à tentativa, por parte da malha de tensão, de impor uma tensão constante no barramento CC. Este fenômeno causa distorção na corrente de saída e, por consequência, degrada o fator de potência.

Deve-se então pensar na utilização de uma malha de tensão lenta com largura de banda menor que 60Hz. Contudo, largura de banda pequena implica tempo de resposta lento. Existem parâmetros conflitantes na determinação da malha de tensão. Malha de pequena largura de banda pode ser lenta para responder a transitórios de carga. Largura de banda elevada, no entanto implica maior distorção da corrente de entrada.

Existe um compromisso na determinação da malha de tensão, de forma a satisfazer ambos os requisitos. Então, a compensação da tensão é realizada através de um filtro passa

baixa, com largura de banda em torno de um quarto da frequência de ondulação da tensão de entrada, conforme mostrado na Fig. 3.6 .

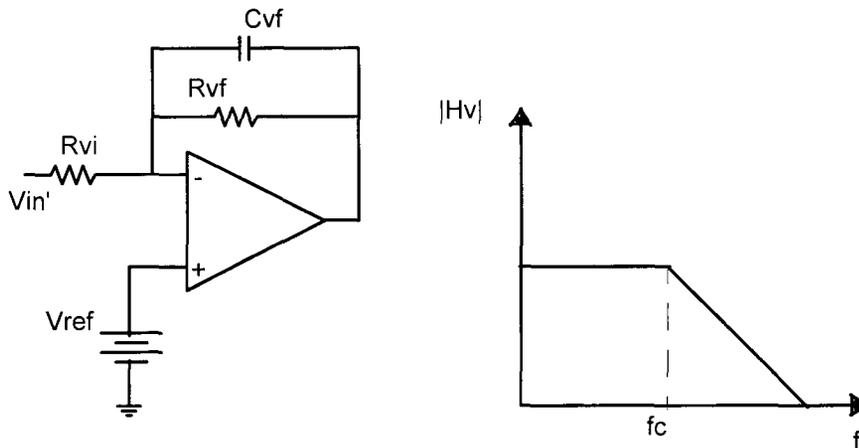


Fig. 3.6 – Esquema do compensador de tensão e módulo do diagrama de bode.

A função de transferência do compensador de tensão proposto é apresentada na Eq. 3.23.

$$H_v(s) = \frac{-R_{vf}}{R_{vi}(1 + s \cdot C_{vf} \cdot R_{vf})} \quad (3.23)$$

Segundo a literatura [14] e [15]:

A tensão de saída do compensador de tensão é grampeada internamente em 5,8V. O circuito multiplicador do UC3854 limita a menor tensão na entrada A em 1V, conforme será visto mais adiante. Por conseqüência, deve-se projetar um ponto de operação para o compensador de tensão entre 1V e 5,8V. Como a saída do compensador de tensão controla a potência máxima processada pelo equipamento, pode-se lançar mão deste artifício para limitar a potência máxima processada pelo reciclador. Tipicamente, projeta-se a saída do compensador para 5V, em condições normais de carga.

$$R_{vi} \cdot C_{vf} = \frac{10 \Delta V_o \cdot V_{ref}}{2 \cdot \pi \cdot f_{ond} \cdot V_{in}} \quad (3.24)$$

$$f_{cort} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{Po \cdot Vref}{Vin^2 \cdot Vvea \cdot Cin \cdot Rvi \cdot Cvf}} \quad (3.25)$$

$$Rvf = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cort} \cdot Cvf} \quad (3.26)$$

3.4 Regulador de *Feedforward*

O regulador de *feedforward* é utilizado para manter a tensão de entrada constante, mesmo com variações na tensão de saída. Esta malha atua na amplitude da tensão de referência para realizar a regulação, é uma malha direta sem realimentação.

A tensão retificada passa por um filtro para eliminar a ondulação de 120Hz, caracterizando o valor eficaz.

A ondulação da tensão de *feedforward* deve ser a menor possível para se obter baixa distorção na corrente devolvida à rede. Isto pode ser realizado através de um filtro passa-baixa de primeira ordem, projetando uma frequência de corte bem abaixo da frequência da ondulação. Entretanto, é desejado que o filtro tenha tempo de resposta rápido, implicando em uma frequência de corte não muito baixa. Estes dois requisitos conflitantes resultam em uma solução que emprega um filtro de segunda ordem, conforme a Fig. 3.7 .

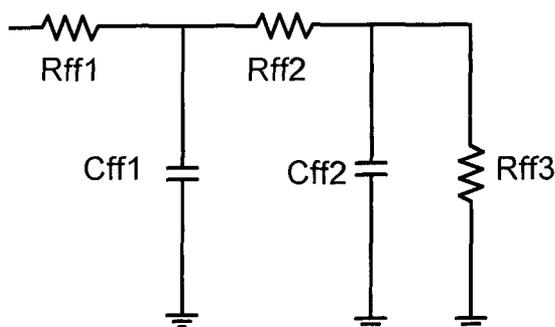


Fig. 3.7 – Filtro de 2ª ordem do *feedforward*.

O filtro é projetado de modo a se obter um duplo pólo real, em torno de um quinto da frequência de ondulação (120Hz).

O filtro com duplo pólo real, além de apresentar respostas rápidas a transientes e provocar uma atenuação suficiente na ondulação, possui outra grande vantagem, a terceira harmônica gerada na corrente devido ao controle de *feedforward* está em fase com a tensão da rede, o que resulta em melhorias no fator de potência. Por exemplo, uma ondulação de segunda harmônica de 3% da tensão de pico da rede na entrada do *feedforward* resulta em um fator de potência de 0,97, se um filtro de pólo simples for utilizado, devido ao fator de deslocamento da terceira harmônica resultante na corrente reciclada. Utilizando-se um pólo duplo, não há fator de deslocamento e o fator de potência é praticamente unitário.

Na prática, os pólos do filtro de segunda ordem devem ser posicionados em uma frequência muito menor que a frequência mínima de entrada (usualmente uma década abaixo da harmônica de segunda ordem). Os capacitores ficam definidos por:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{ff2}} \quad (3.27)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{ff3}} \quad (3.28)$$

Os valores dos resistores do *feedforward* são determinados por divisor de tensão de modo a atender a tensão máxima e a mínima da entrada do pino de *feedforward*, de acordo com as Eqs. 3.29 e 3.30.

$$V_{ff \text{ min}} = \frac{V_{in_{\text{min}_{av}}} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (3.29)$$

$$V_{ff \text{ max}} = \frac{V_{in_{\text{max}_{av}}} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (3.30)$$

Recomenda-se trabalhar com a entrada de *feedforward* entre 1,4V a 4,5V. Acima deste valor, o fabricante não garante o perfeito funcionamento da função de *feedforward*.

3.5 Multiplicador

O multiplicador/divisor é o coração do UC3854. A saída do multiplicador é utilizada como referência do compensador de corrente, representando a corrente reciclada que resulta em fator de potência unitário.

As três entradas do multiplicador são:

- pino 6 : tensão de referência – seno retificado (I_{ac});
- pino 7 : saída do compensador de tensão (V_{vea});
- pino 8 : entrada de tensão de *feedforward*.

A saída do multiplicador (pino 5) é em corrente (I_{mo}) e relaciona as três entradas de acordo com a Eq. 3.31.

$$I_{mo} = \frac{K_m \cdot I_{ac} \cdot (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2} \quad (3.31)$$

onde:

K_m : constante do multiplicador (=1)

Alguns pontos de cuidados no projeto do multiplicador:

- o multiplicador tem melhor linearidade em altas correntes, porém não é recomendado trabalhar com valores de I_{ac} superiores a $600\mu A$;
- a corrente do multiplicador (I_{mo}) não pode exceder a duas vezes a corrente de referência (I_{ac});
- a corrente do multiplicador (I_{mo}) também não deve exceder a corrente I_{set} ;
- a tensão de saída do multiplicador está limitada em 2,5V.

3.6 Distorções Inerentes ao UC3854

Há basicamente dois tipos de distorção da corrente quando se usa o UC3854. Uma causada devido ao circuito de controle e outra devido à passagem da tensão por zero.

O circuito de controle introduz distorção e defasamento na forma de onda da corrente. A origem deste erro provem dos diodos da ponte retificadora, do circuito multiplicador, da ondulação da tensão de saída e da ondulação da tensão de *feedforward*.

A tensão de entrada é composta por um valor CC mais uma ondulação de 120Hz. Como a saída é realimentada, obtém-se na saída do compensador de tensão um valor CC mais uma ondulação de 120Hz. Este sinal é aplicado à entrada A do multiplicador. A interação deste sinal com o sinal de referência resulta em uma parcela da corrente reciclada com duas componentes de frequência: uma na frequência da terceira harmônica da corrente e a outra na mesma frequência da fundamental. Ambas as componentes têm amplitude igual à metade da amplitude da ondulação da tensão do barramento CC (120Hz) e possuem a mesma fase da ondulação [16]. Por exemplo, se a ondulação da tensão do barramento CC for de 10% da tensão de saída (valor de pico a pico) e com uma defasagem de 90° em relação à tensão de entrada, resultará em uma harmônica de terceira ordem cuja amplitude será de 2,5% da corrente e defasada de 90° em relação à tensão de entrada e mais uma outra componente na frequência da tensão de entrada com mesma amplitude e defasagem.

O fator de deslocamento destas harmônicas pode ser reduzido melhorando o fator de potência. O compensador de tensão poderia ser composto simplesmente por um ganho. Isto produziria um sistema estável com margem de fase igual a 90° . Contudo, implicaria em uma defasagem entre a tensão de entrada e as harmônicas geradas de 90° . Desta forma, utilizando-se um compensador com um pólo simples e margem de fase igual a 45° , minimiza-se o fator de deslocamento e conseqüentemente maximiza-se o fator de potência.

A tensão da rede retificada que entra no pino C do multiplicador passa inicialmente por um filtro passa-baixa, de modo a eliminar a segunda harmônica e as harmônicas de ordem superior. Contudo, somente as harmônicas de ordem superior são efetivamente eliminadas, enquanto a segunda harmônica é apenas atenuada. Esta ondulação da tensão de segunda harmônica é elevada ao quadrado antes de entrar no multiplicador. O resultado é uma harmônica de terceira ordem com fator de deslocamento em relação à tensão da rede, cuja amplitude é a mesma da segunda harmônica que a originou. Por exemplo, se uma ondulação de 3% da tensão da rede está presente na entrada do multiplicador, a corrente de

entrada terá uma componente de terceira harmônica cuja amplitude vale 3% da amplitude da fundamental.

Outra fonte de distorção da corrente reciclada é conhecida como distorção de cúspide. Ocorre somente após o cruzamento por zero. Neste intervalo, a tensão de referência possui derivada alta, contudo, a corrente possui baixa derivada de crescimento, pois, quando a tensão da rede está próxima do zero, há pouca tensão sobre o indutor de saída. No instante em que o interruptor é fechado, a corrente não pode crescer rapidamente para acompanhar a referência, pois o indutor está com pouca energia. Em consequência, há um atraso na corrente em relação à tensão da rede por um curto intervalo de tempo. A Fig. 3.8 apresenta, de forma um pouco exagerada, este fenômeno.

O intervalo de tempo em que a corrente leva para alcançar a referência depende do valor do indutor e da tensão da rede. Um valor pequeno de indutor produz menor distorção, implicando, contudo, maior ondulação da corrente reciclada. O efeito da distorção diminui à medida que o valor da tensão eficaz da rede aumenta.

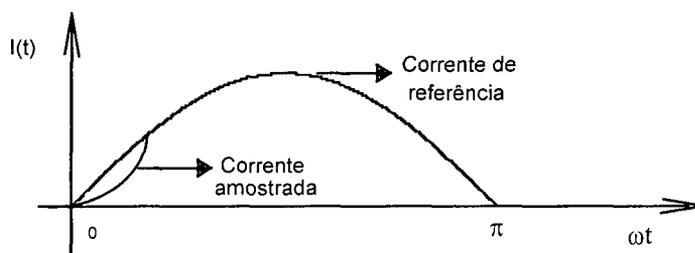


Fig. 3.8 – Efeito cúspide.

A quantidade de distorção gerada devido a este efeito é pequena e produz harmônicas de alta frequência. Esta distorção pode também ser minimizada pelo aumento da frequência de comutação dos interruptores principais.

3.7 Conclusão

Analisou-se neste capítulo o funcionamento do UC3854, empregado para fazer o controle do inversor.

Foi feito um detalhamento do modelo da planta do inversor, bem como o equacionamento utilizado para o projeto das malhas de tensão e corrente do inversor.

As principais funções do UC3854 foram expostas e analisadas de forma a orientar no momento do projeto. Foi feita uma descrição dos pinos do circuito integrado assim como uma apresentação do esquema de ligação da planta. Foram apresentados alguns tipos de distorções provenientes da utilização deste circuito e discutidas possíveis melhorias.

Cabe aqui ressaltar que o emprego do inversor em ponte completa na regeneração de energia para rede comercial torna-se viável com a utilização do UC3854. Isto porque este componente possui internamente duas malhas de realimentação, um multiplicador e uma tensão de referência, além de outras funções complementares.

Capítulo 4

Metodologia de Projeto, Resultados Simulados e Experimentais

4.1 Introdução

Este capítulo tem o objetivo de apresentar uma metodologia de projeto visando ilustrar de maneira detalhada os passos executados no projeto, bem como os resultados simulados e experimentais para confirmar o procedimento executado.

4.2 Metodologia de Projeto

A partir das especificações abaixo relacionadas projeta-se o inversor com *snubber de Undeland* para o reciclador de potência.

$$P_o = 9\text{kVA}$$

$$V_{in} = 400\text{V}$$

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

$$V_{ref} = 220\text{V}$$

$$V_{refmax} = 242\text{V}$$

$$V_{refmin} = 198\text{V}$$

$$V_g = 25\text{V}$$

4.2.1 Capacitor de Entrada

Para uma ondulação máxima igual a 8,5V na tensão de entrada, tem-se:

$$\Delta V_{in} = 8,5\text{V} \tag{4.1}$$

$$C_{in} = \frac{P_o}{2\pi \cdot f_{ond} \cdot V_{in} \cdot \Delta V_{in}} \tag{4.2}$$

$$C_{in} = 3315\mu\text{F}$$

Deve ser selecionado um capacitor de capacitância maior que a calculada. Adotando-se, $C_{in} = 3400\mu F$, tem-se:

$$\Delta V_{in} = \frac{P_o}{2\pi \cdot f_{ond} \cdot V_{in} \cdot C_{in}} \quad (4.3)$$

$$\Delta V_{in} = 8,3V$$

4.2.2 Interruptores Ativos

Para projetar o uso de um interruptor é necessário inicialmente selecionar a tecnologia a ser empregada. Como neste projeto opera-se com uma frequência de comutação igual a 20kHz, e potência de aproximadamente 10kVA, deve ser escolhido um interruptor do tipo IGBT. Este tipo de interruptor tem perdas de condução menores que os interruptores tipo MOSFET, minimizando os esforços de condução para altas correntes. Em razão do exposto, para o projeto de um IGBT é necessário definir a corrente média, a corrente de pico e a tensão de bloqueio a que fica submetido o interruptor.

As correntes média e de pico máxima nos interruptores S1 e S3 podem ser determinadas pelas Eqs. 2.102 e 2.115, repetidas abaixo por conveniência:

$$\overline{IS1_{medT}} = \frac{\overline{I_p} \cdot M_i}{4} \quad (4.4)$$

$$\overline{IS1_{medT}} = 0,2328$$

logo:

$$IS1_{medT} = 11,4A$$

$$\overline{IS1_p} = \overline{I_p} \quad (4.5)$$

logo:

$$IS1_p = 58,5A$$

A tensão máxima sobre os interruptores S1, S2, S3 e S4 é a própria tensão de entrada (V_{in}) mais a tensão de grampeamento (V_g). Assim:

$$V_{DS_{max}} = V_{in} + V_g \quad (4.6)$$

$$V_{DS_{max}} = 425V$$

Deve-se sempre utilizar um fator de segurança na escolha dos semicondutores e considerar as sobretensões no dimensionamento da tensão máxima de bloqueio.

As correntes média e de pico máxima nos interruptores S2 e S4 podem ser determinadas pelas Eqs. 2.110 e 2.115, repetidas abaixo por conveniência:

$$\overline{IS4_{medT}} = \frac{\overline{I_p}}{\pi} \quad (4.7)$$

Da Fig. 2.36 obtém-se:

$$\overline{IS4_{medT}} = 0,381$$

logo:

$$\overline{IS4_{medT}} = 18,6A$$

$$\overline{IS4_p} = \overline{I_p} \quad (4.8)$$

$$\overline{IS4_p} = 1,198$$

logo:

$$\overline{IS4_p} = 58,5A$$

4.2.3 Interruptores Passivos

A tensão de bloqueio nos diodos Ds1, Ds2, Ds3 e Ds4 é a tensão no barramento CC (V_{in}) mais a tensão de grampeamento (V_g), logo:

$$VD_{\max} = Vin + Vg \quad (4.9)$$

então:

$$VD_{\max} = 425V$$

As correntes média e de pico nos diodos do *snubber de Undeland* também são calculadas, como apresentado nas Eqs. 2.69, 2.72 e 2.73 e reescritas abaixo:

$$iDS1_{medT} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\mu\omega}{2\pi} \cdot \left(\frac{q - 2\overline{Ipsen}(\omega t) \sqrt{(\overline{Ipsen}(\omega t))^2 + 1 - q^2} + q(\overline{Ipsen}(\omega t))^2}{(\overline{Ipsen}(\omega t))^2 + 1} + 1 + \frac{2(\overline{Ipsen}(\omega t))^2 + 2\overline{Ipsen}(\omega t) \left[\sqrt{(\overline{Ipsen}(\omega t))^2 + 1 - q^2} + \sqrt{1 - q^2} \right] + 2(1 - q^2)}{q} \right) d\omega t \quad (4.10)$$

$$\overline{iDs2}_{med} = \int_0^{\pi} \frac{\mu\omega}{2\pi^2} \cdot \left(\frac{2(\overline{Ipsen}(\omega t))^2 + \overline{Ipsen}(\omega t) \left(2\sqrt{(\overline{Ipsen}(\omega t))^2 + 1 - q^2} + \sqrt{1 - q^2} \right) + 2(1 - q^2)}{q} + q + \overline{Ipsen}(\omega t) \cos^{-1}(-q) \right) d\omega t \quad (4.11)$$

$$\overline{iDS1p} = \overline{iDS2p} = \overline{iDS3p} = \overline{iDS4p} = \overline{I1} \quad (4.12)$$

logo:

$$iDS1p = 75,2A$$

4.2.4 Cálculo dos Componentes Passivos do *Snubber de Undeland*

Utilizando os ábacos das Figs. 2.28 e 2.29 e admitindo um tempo de recuperação reversa (t_{rr}) igual a 60ns (diodo MUR8100), determinam-se os parâmetros do grampeador.

$$G = 1,5$$

$$g = 1,18$$

$$Z_{eq} = 0,35$$

A partir das Eqs. 4.13, 4.14, 4.15, 4.16, 4.17, 4.18, 4.19 e 4.20 calculam-se os valores dos componentes do *snubber*.

$$IM = G \cdot Ip \quad (4.13)$$

$$IM = 59,01$$

$$IRM = IM - Ip \quad (4.14)$$

$$IRM = 9,84$$

$$Ls = \frac{E}{IRM} \cdot trr \quad (4.15)$$

$$Ls = 2,45 \mu H$$

$$Z = \frac{E}{Zeq \cdot ILs} \quad (4.16)$$

$$Z = 13,94$$

$$Cs = \frac{Ls}{Z^2} \quad (4.17)$$

$$Cs = 13 nF$$

$$Cg = \frac{Ls \cdot IM^2}{\Delta Vg^2} \quad (4.18)$$

$$Cg = 406 \mu F$$

$$Pg = Ls \cdot IM^2 \cdot fs \quad (4.19)$$

$$Pg = 202,9 W$$

$$Rg = \frac{Vg^2}{Pg} \quad (4.20)$$

$$Rg = 3,1 \Omega$$

4.2.5 Cálculo do Filtro de Saída

O filtro de saída foi calculado para uma frequência de corte em torno de 2kHz, eliminando-se desta forma as harmônicas de alta frequência da corrente reciclada, obtendo-se $L_o = 3\text{mH}$ e $C_o = 2\mu\text{F}$.

O indutor foi construído com núcleo de ferro silício. No entanto, projetou-se um indutor variável de 8mH e posteriormente foi feito o ajuste do entreferro para o valor desejado.

4.2.6 Elementos Externos ao UC3854

Sensor *Hall*

O sensor para medir a corrente pode ser resistivo ou do tipo sensor de efeito *hall*. Os sensores resistivos apresentam como grande desvantagem a dissipação de potência sobre os mesmos. Supondo uma resistência de $0,5\Omega$, para uma corrente eficaz de 10A, a potência dissipada sobre o sensor é de 50W. O sensor de efeito *hall* não apresenta problemas de perdas, contudo é de custo bem mais elevado.

Neste projeto optou-se pela utilização do sensor de efeito *hall*, uma vez que a potência do protótipo é de aproximadamente 10kVA. Isto ocasionaria altas correntes eficazes e conseqüentemente haveria muita dissipação de potência nos sensores resistivos.

$$V_L = 2V$$

$$I_{ef\ max} = \frac{P_o}{V_{r_{ef\ min}}} \quad (4.21)$$

$$I_{ef\ max} = 42,93A$$

$$I_{pk\ max} = \sqrt{2} \cdot I_{ef\ max} \quad (4.22)$$

$$I_{pk\ max} = 60,71A$$

$$I_{pk\ sens\ max} = \frac{I_{pk\ max}}{1000} \quad (4.23)$$

$$I_{pk\ sens\ max} = 0,061A$$

$$RL = \frac{VL}{Ipk_{sens\ max}} \quad (4.24)$$

$$RL = 32,8\Omega$$

Adota-se $RL = 33\Omega$.

$$Rsh = \frac{RL}{1000} \quad (4.25)$$

$$Ipk_{sc} = 63A$$

$$Ipk_{senc} = \frac{Ipk_{sc}}{1000} \quad (4.26)$$

$$Ipk_{senc} = 0,063A$$

$$VL_{sc} = RL \cdot Ipk_{senc} \quad (4.27)$$

$$VL_{sc} = 2,08V$$

Tensão de Referência

$$Iac_{max} = 600 \times 10^{-6} A$$

$$Vr_{pk} = \sqrt{2}Vr_{ef} \quad (4.28)$$

$$Vr_{pk} = 311V$$

$$Vr_{pk\ max} = \sqrt{2}Vr_{ef\ max} \quad (4.29)$$

$$Vr_{pk\ max} = 342V$$

$$Vr_{pk\ min} = \sqrt{2}Vr_{ef\ min} \quad (4.30)$$

$$Vr_{pk\ min} = 280V$$

$$R6 = \frac{Vr_{pk\ max} + 6}{Iac_{\ max}} \quad (4.31)$$

$$R6 = 5,804 \times 10^5 \Omega$$

Adota-se R6 igual a 620kΩ.

$$P6 = \frac{(Vr_{ef\ max} + 6)^2}{R6} \quad (4.32)$$

$$P6 = 0,099W$$

$$Rb1 = \frac{R6}{4} \quad (4.33)$$

$$Rb1 = 1,55 \times 10^5 \Omega$$

Faz-se Rb1 = 150kΩ.

Gerador PWM

$$Vr_{pk\ min} = 280V$$

$$Iac_{\ min} = \frac{Vr_{pk\ min} + 6}{R6} \quad (4.34)$$

$$Iac_{\ min} = 461 \mu A$$

$$Rset = \frac{3,75}{2Iac_{\ min}} \quad (4.35)$$

$$Rset = 4064 \Omega$$

Escolhe-se Rset um potenciômetro de 10kΩ.

A partir de Rset calcula-se o valor de CT para se ter a frequência de comutação desejada.

$$CT = \frac{1,25}{fs \cdot Rset} \quad (4.36)$$

$$CT = 1,538 \times 10^{-8} F$$

O valor adotado será: $CT = 15nF$

Multiplicador

A saída do multiplicador é em corrente e internamente está ligada na entrada não inversora do compensador de corrente.

$$R_{mo} = \frac{VL_{sc}}{2I_{ac_{min}}} \quad (4.37)$$

$$R_{mo} = 2255\Omega$$

Adota-se R_{mo} igual a $2,2k\Omega$.

4.2.7 Compensador de Corrente

O inversor operando em CCM é representado pela Eq. 3.16 e reescrita abaixo:

$$G_{pl}(s) = \frac{V_{in}}{s \cdot L_o} \cdot \frac{R_{sh}}{V_s} \quad (4.38)$$

$$G_{pl}(s) = \frac{846}{s}$$

Derivada de corrente no indutor:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{in}}{L_o} \quad (4.39)$$

Derivada da tensão no sinal dente de serra:

$$t_g = V_s \cdot f_s \quad (4.40)$$

O ganho máximo do compensador ocorre quando as duas derivadas são iguais:

$$\Delta V_{sh} = \frac{V_{in}}{L_o} \cdot R_{sh} \quad (4.41)$$

$$\Delta V_{sh} = 4,4 \times 10^3$$

$$\Delta V_r = V_s \cdot f_s \quad (4.42)$$

$$\Delta V_r = 1,04 \times 10^5$$

Sendo o ganho máximo para este caso:

$$G_{c_{\max}} = \frac{\Delta V_r}{\Delta V_{sh}} = 23,64 \quad (4.43)$$

Recomenda-se que o ganho seja menor que o ganho máximo calculado, logo:

$$G_c = 20$$

K_c representa o ganho do compensador na faixa plana (frequência entre o zero e o pólo do compensador).

$$K_c = \frac{R_{cz}}{R_{ci}} \quad (4.44)$$

Assume-se $K_c = G_c$, então $K_c = 20$.

$$K_c = 20$$

Adotando-se $R_{ci} = R_{mo} = 2,2k\Omega$.

$$R_{cz} = R_{ci} \cdot K_c \quad (4.45)$$

Faz-se:

$$R_{cz} = 47k\Omega \text{ (valor comercial)}$$

A partir da Eq. 3.20 e convenientemente reescrita abaixo tem-se:

$$f_z = \frac{f_s}{20} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{cz} \cdot C_{cz}} \quad (4.46)$$

logo:

$$C_{cz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{cz} \cdot f_z} \quad (4.47)$$

$$C_{cz} = 3,9nF$$

O pólo do compensador deve estar localizado na metade da frequência de comutação, logo:

$$f_p = \frac{f_s}{2} \quad (4.48)$$

A partir das Eqs. 3.21 e 4.48 pode-se calcular o valor de C_{cp} como mostrado na Eq. 4.49.

$$C_{cp} = \frac{C_{cz}}{2\pi \cdot R_{cz} \cdot C_{cz} \cdot f_p - 1} \quad (4.49)$$

$$C_{cp} = 390pF$$

Desta forma obtém-se a função de transferência do compensador de corrente.

A partir dos valores calculados para a malha de corrente do inversor, traça-se em gráficos os resultados de módulo e fase para a função de transferência da planta, função de transferência do compensador e função de transferência de malha aberta, como pode ser verificado nas Figs. 4.1 e 4.2 .

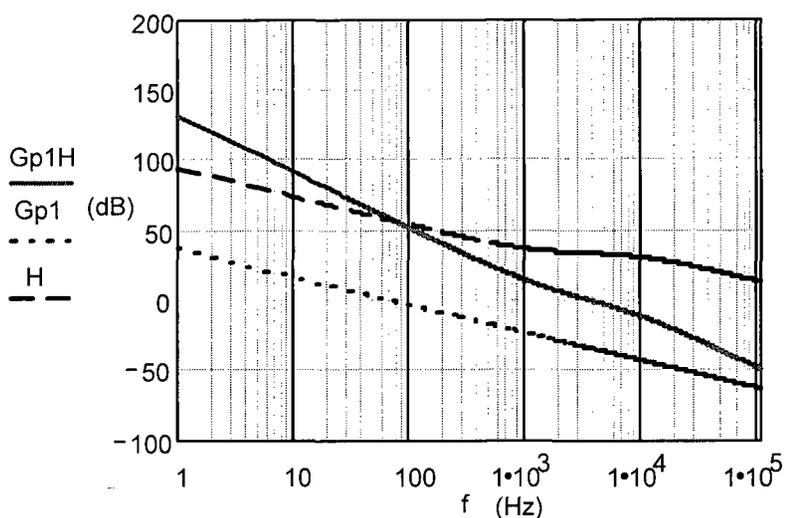


Fig. 4.1 – Módulo da função de transferência da malha de corrente.

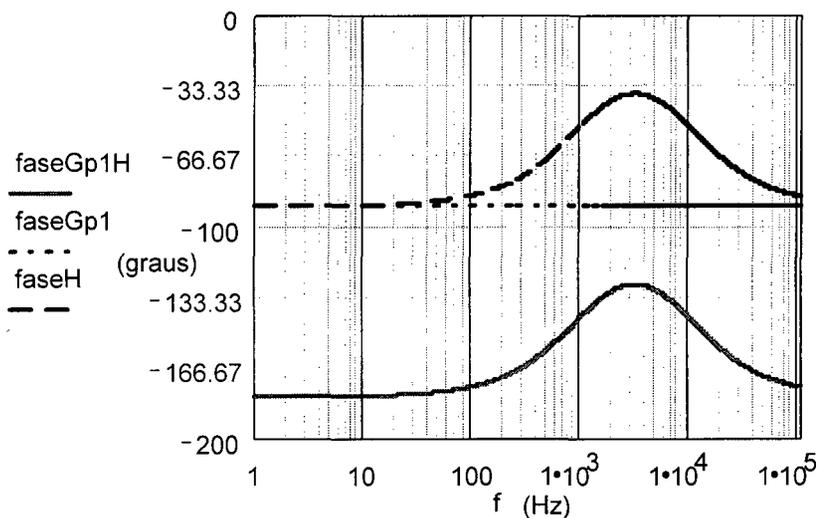


Fig. 4.2 – Diagrama de fase da malha de corrente.

Verifica-se que a frequência de cruzamento é igual a 4kHz, e a margem de fase é igual a 53° , o que caracteriza um sistema estável. Estes valores assim calculados devem servir como ponto de partida para as experimentações, sendo que ajustes na bancada se tornam necessários.

4.2.8 Compensador de Tensão

Para o cálculo do compensador de tensão utilizam-se as Eqs. 3.24, 3.25 e 3.26, reescritas abaixo:

Sejam:

$$\Delta V_{in} = 8,3V$$

$$V_{ref} = 7,5V$$

$$f_{ond} = 120Hz$$

$$C_{vf} = 1\mu F$$

$$V_{vea} = 4V$$

$$R_{vi} \cdot C_{vf} = \frac{10\Delta V_{in} \cdot V_{ref}}{2 \cdot \pi \cdot f_{ond} \cdot V_{in}} \quad (4.50)$$

$$R_{vi} = 2,2k\Omega$$

$$f_{cort} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{P_o \cdot V_{ref}}{V_{in}^2 \cdot V_{vea} \cdot C_{in} \cdot R_{vi} \cdot C_{vf}}} \quad (4.51)$$

$$f_{cort} = 20Hz$$

$$R_{vf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cort} \cdot C_{vf}} \quad (4.52)$$

$$R_{vf} = 8,2k\Omega$$

O gráfico do módulo da função de transferência do compensador de tensão é apresentado na Fig. 4.3 .

O ganho do compensador é ajustado para que, na frequência da segunda harmônica da corrente de entrada, haja uma atenuação tal que corresponda a uma TDH predeterminada desta corrente.

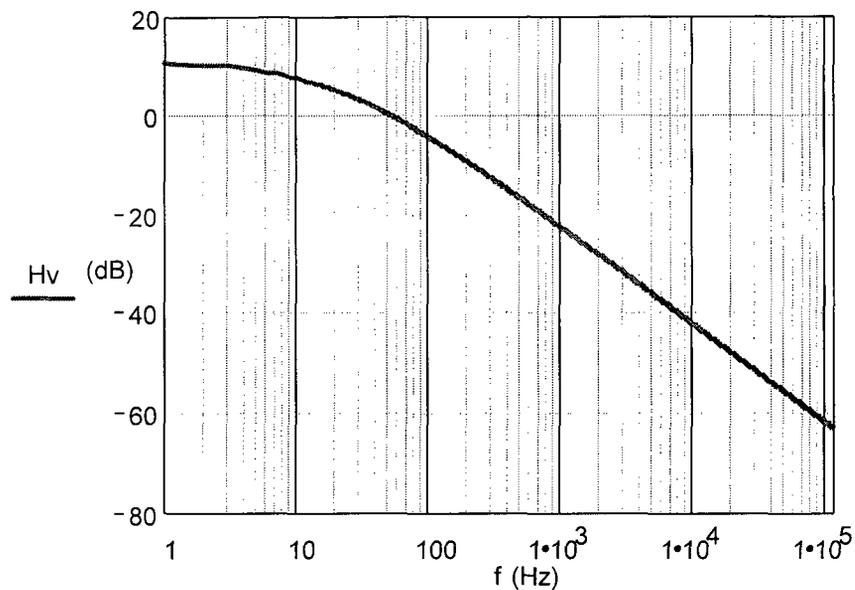


Fig. 4.3 – Módulo da função de transferência da malha de tensão.

4.2.9 Malha de Feedforward

A malha de *feedforward* amostra um valor de tensão proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Em razão disso, os resistores Rff1, Rff2 e Rff3 são obtidos por divisor de tensão. A partir da Eq. 3.29 e reescrita abaixo pode-se calcular tais resistores.

$$V_{ff \text{ min}} = \frac{V_{in_{\text{min}_{av}}} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (4.53)$$

$$V_{ff \text{ min}} = 1,414V$$

$$V_{node} = \frac{V_{in_{\text{min}_{av}}} \cdot (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (4.54)$$

$$V_{node} = 7,5V$$

Fazendo $R_{ff1} = 1M\Omega$, calcula-se através das Eqs. 4.53 e 4.54 os valores de Rff2 e Rff3 como apresentados abaixo:

$$R_{ff2} = 30k\Omega$$

$$R_{ff3} = 8,2k\Omega$$

Através das Eqs. 3.27 e 3.28, reescritas abaixo, calcula-se os valores de Cff1 e Cff2. Os pólos do filtro de segunda ordem devem ser posicionados em uma frequência muito menor que a frequência mínima de entrada (usualmente uma década abaixo da harmônica de segunda ordem). Neste caso, esta frequência será fixada em 10Hz, o que resultará nos seguintes valores para os capacitores Cff1 e Cff2.

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{ff2}} \quad (4.55)$$

$$C_{ff1} = 560nF$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{ff3}} \quad (4.56)$$

$$C_{ff2} = 2\mu F$$

4.2.10 Proteção de Sobrecarga (PKLIM)

A corrente de pico máxima sobre o indutor é igual a 71A. Será permitida uma sobrecarga de 10%, implicando em uma corrente de pico de 78A. Pelo emprego da Eq. I.5, reescrita abaixo, supondo Rpk1 igual a 10kΩ, obtém-se:

$$\frac{V_{ref}}{R_{pk1}} = \frac{I_{sc} \cdot RL}{R_{pk2}} \quad (4.57)$$

Portanto:

$$R_{pk2} = 3,3k\Omega.$$

Os capacitores C3 e Cpk têm a finalidade de desacoplar os ruídos da tensão de referência e da tensão de comparação de proteção.

4.3 Especificação do Dissipador

No cálculo térmico, optou-se pela utilização de um único dissipador para todos os semicondutores. Foi utilizado o modelo simplificado mostrado na Fig. 4.4 . Em conformidade com o catálogo do fabricante tem-se uma resistência térmica de contato de

$0,05^{\circ}\text{C}/\text{W}$ e uma temperatura ambiente máxima de 45°C . Com o objetivo de se obter temperatura do dissipador em torno de 70°C , será utilizado um dissipador com resistência térmica igual a $0,064^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

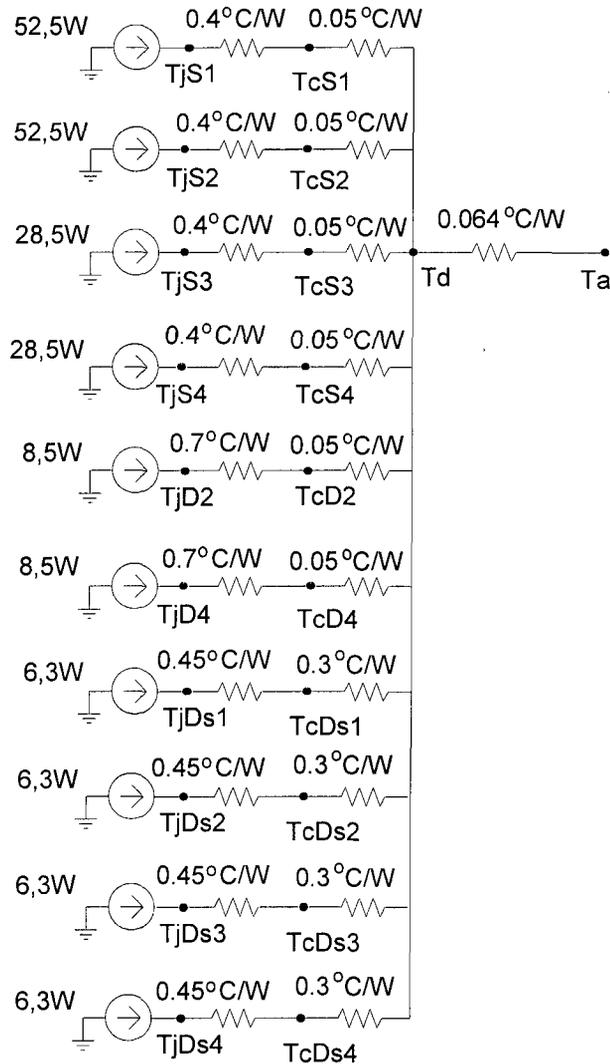


Fig. 4.4 – Modelo térmico simplificado.

As temperaturas de junção podem ser obtidas através da Eq. 4.58:

$$T_j = T_a + P_d \cdot (R_{jc} + R_{cd}) + P_D \cdot (R_{da}) \quad (4.58)$$

onde:

T_j : temperatura da junção do semicondutor,

T_a : temperatura ambiente,

P_d : potência total dissipada no semicondutor,

PD : potência total dissipada em todos semicondutores colocados no dissipador,

Rjc : resistência térmica entre junção e cápsula,

Rcd : resistência térmica entre cápsula e dissipador,

Rda : resistência térmica entre dissipador e ambiente.

4.4 Resultados de Simulação

Foi realizada uma simulação utilizando o programa *Pspice* para comprovar o funcionamento do reciclador de energia conectado à rede comercial de energia elétrica.

Como não foi encontrado o modelo para simulação do UC3854, optou-se em discretizar os principais blocos. Desta forma, limitou-se a simulação à análise da malha de corrente, não havendo necessidade de degraus de carga, uma vez que o objeto de estudo não foi o transitório de carga e sim a verificação do funcionamento do inversor em ponte completa. O circuito simulado com as malhas de corrente e tensão é apresentado na Fig. 4.5 .

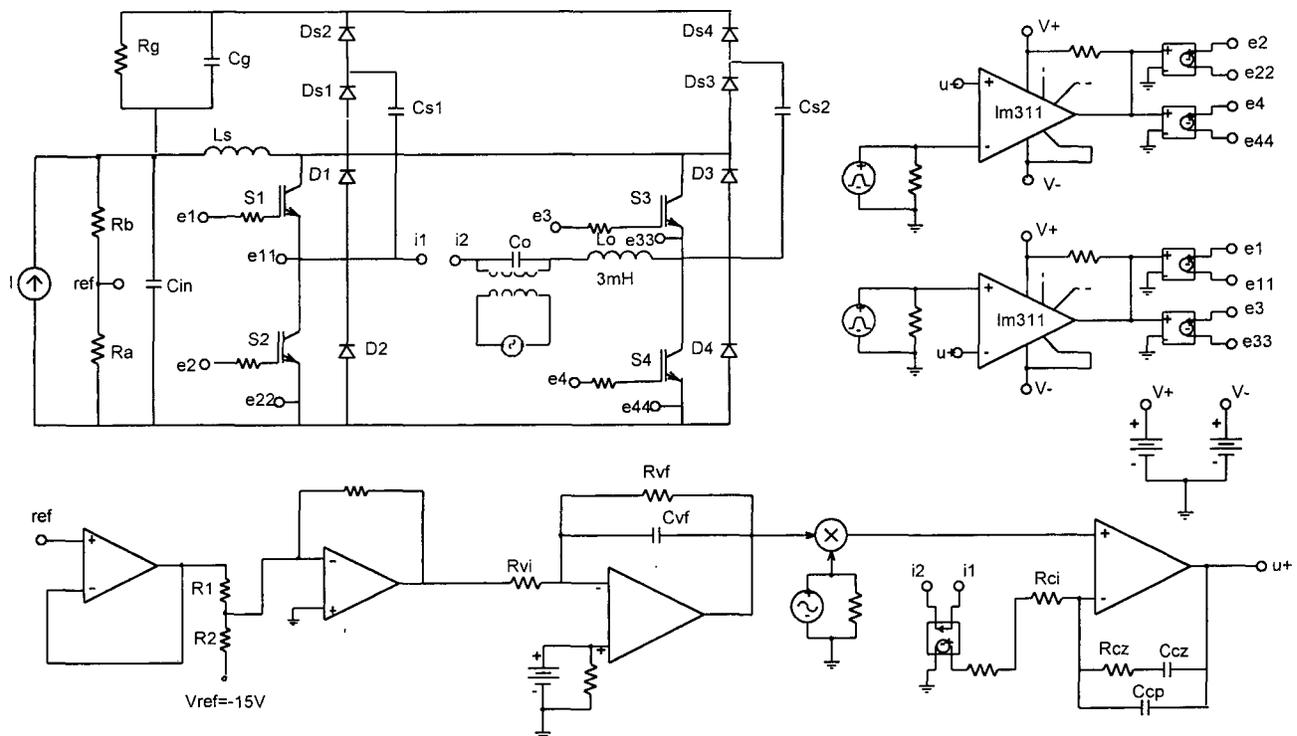


Fig. 4.5 – Circuito simulado.

Na Fig. 4.6 pode-se ver a tensão e a corrente devolvida à rede. Observa-se uma corrente senoidal e com uma defasagem de 180° da tensão. Ainda é feita também a análise harmônica desta corrente, obtendo-se desta forma uma comparação com as grandezas experimentais.

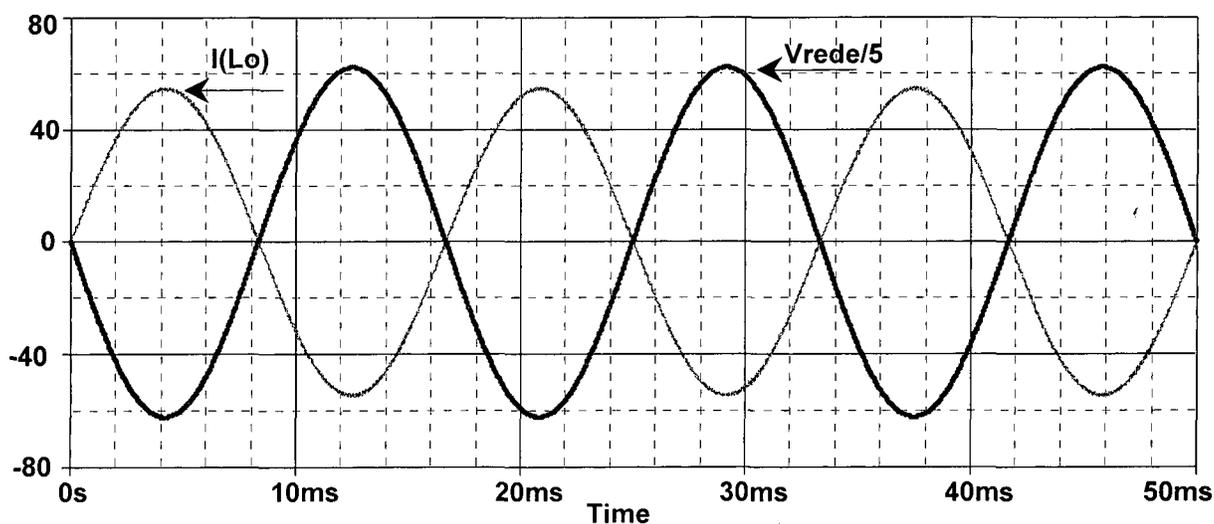


Fig. 4.6 – Tensão e corrente devolvida à rede.

Na Fig. 4.7 é apresentada a tensão de saída do compensador de corrente.

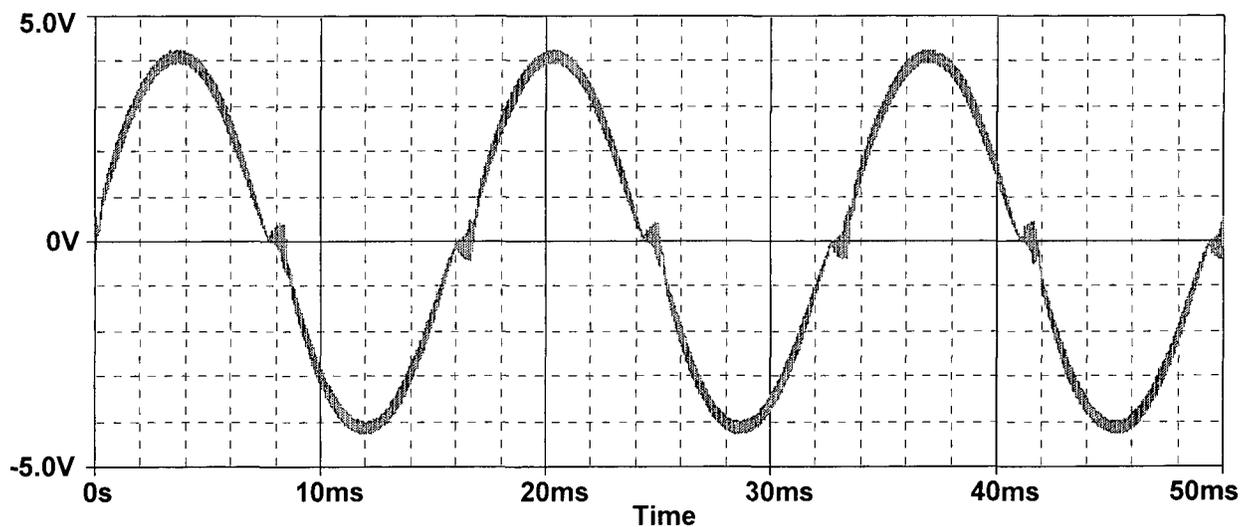


Fig. 4.7 – Tensão de saída do compensador de corrente - simulação.

Na Fig. 4.8 apresenta-se o detalhe da ondulação da corrente devolvida à rede. Verifica-se que a mesma encontra-se dentro dos valores determinados em projeto.

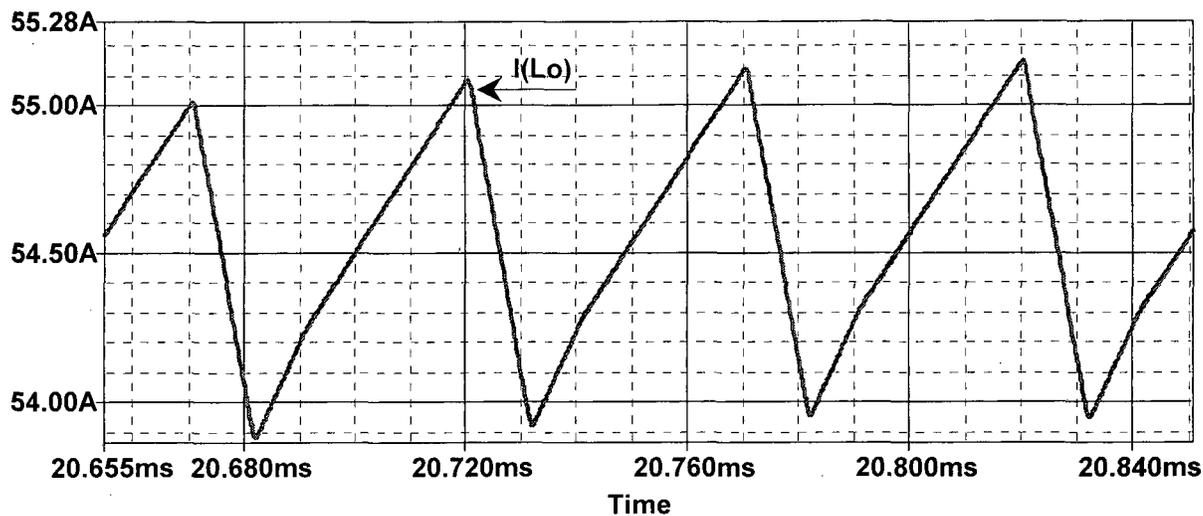


Fig. 4.8 – Detalhe da ondulação de corrente - simulação.

Na Fig. 4.9 mostra-se a corrente através do indutor L_s . Nota-se que há picos de corrente provenientes da comutação dos interruptores.

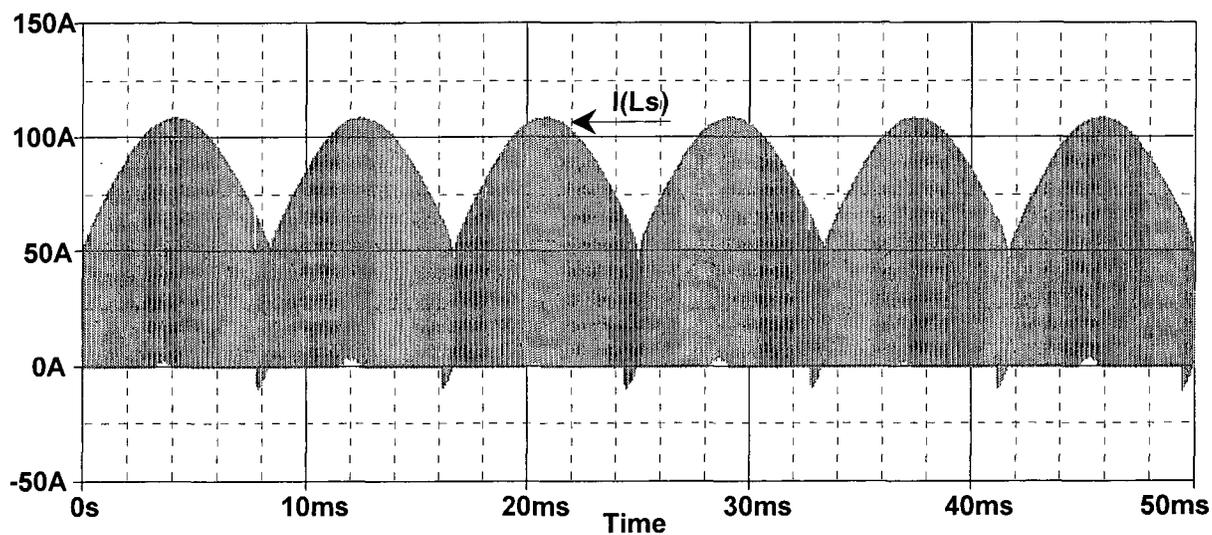


Fig. 4.9 – Corrente no indutor L_s - simulação.

Na Fig. 4.10 mostra-se a forma de onda da tensão V_{DS} no interruptor S1.

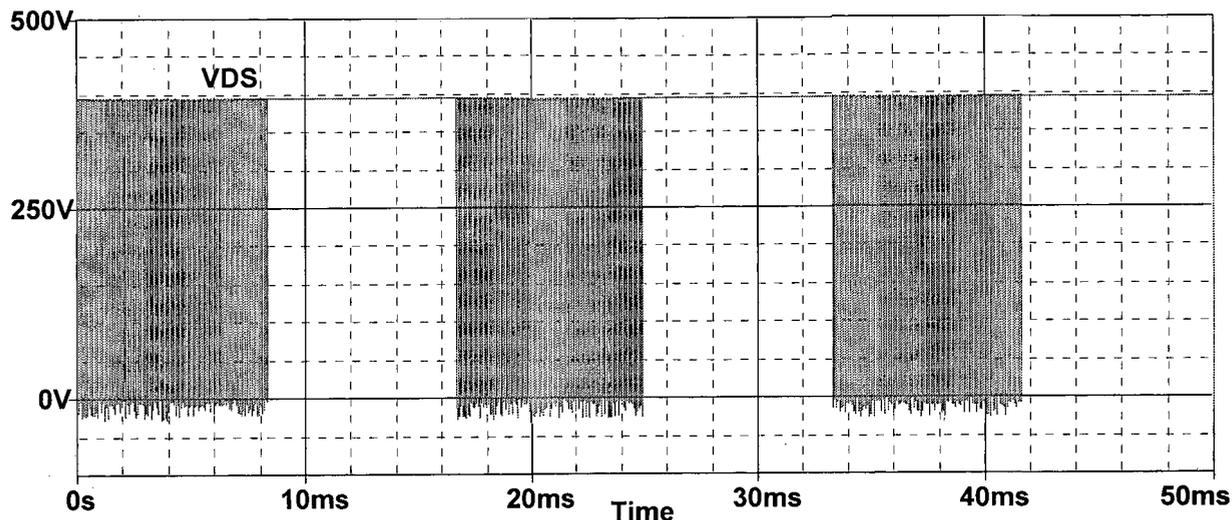


Fig. 4.10 – Tensão dreno - *source* no interruptor S1 – simulação.

4.4.1 Conteúdo Harmônico

Com a finalidade de verificar o desempenho da estrutura quanto à sua taxa de distorção harmônica, efetuou-se a análise harmônica da corrente fornecida à rede comercial de energia elétrica, expondo-se os resultados em forma de gráfico e tabela.

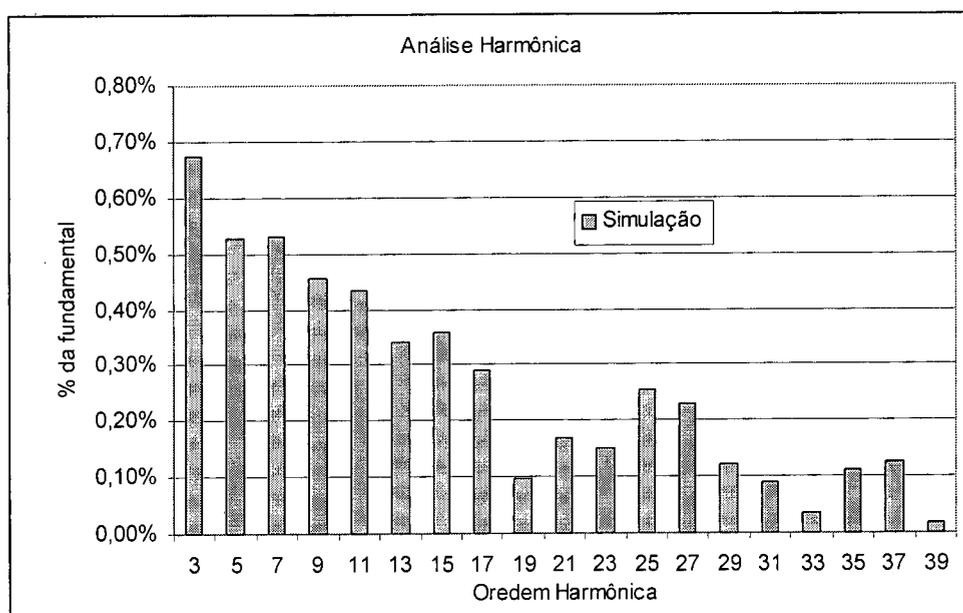


Fig. 4.11 – Análise harmônica da corrente reciclada.

Tabela 4.1 – Dados comparativos para o inversor.

Ordem Harmônica	Corrente Harmônica Simulação (%)
3	0,68
5	0,53
7	0,53
9	0,46
11	0,43
13	0,34
15	0,36
17	0,29
19	0,10
21	0,17
23	0,15
25	0,25
27	0,23
29	0,12
31	0,09
33	0,04
35	0,11
37	0,12
39	0,02
TDH = 1,45%	

Apesar da ótima taxa de distorção harmônica analisada, este tipo de aplicação onde devolve-se energia à rede comercial não tem regras normativas a seguir. No entanto, quanto menor for a TDH melhor será o fator de potência, implicando em uma menor circulação de reativos e fazendo uma otimização da energia reciclada.

4.5 Resultados Experimentais

Um protótipo do inversor em ponte completa foi implementado. As aquisições obtidas em laboratório estão apresentadas a seguir. As aquisições foram feitas para a potência de 9kVA.

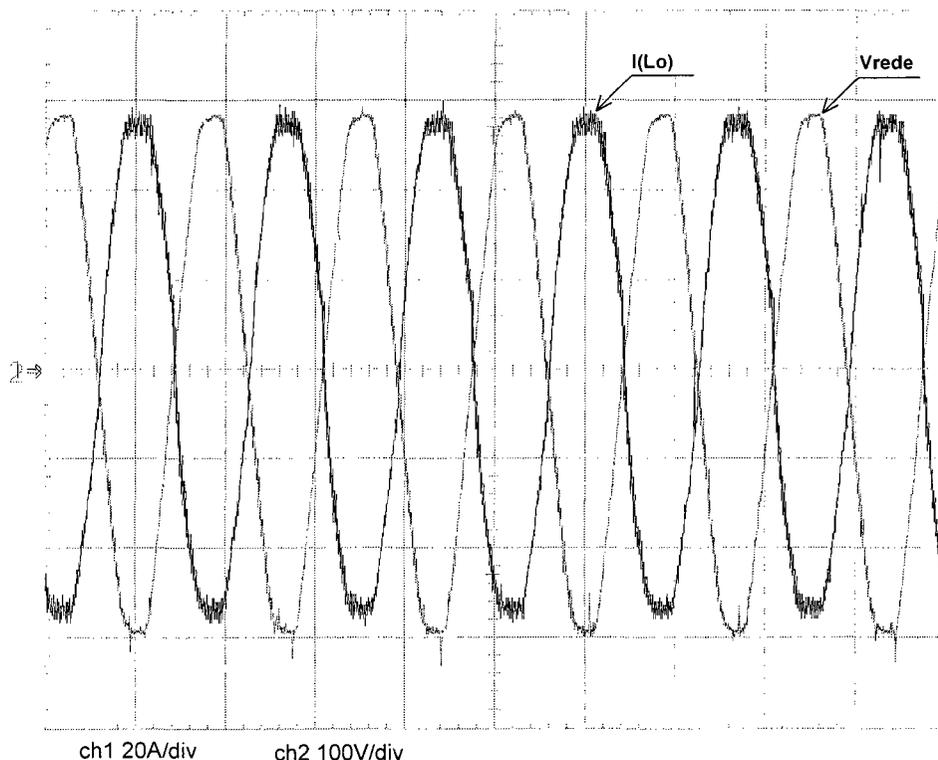


Fig. 4.12 – Tensão e corrente reciclada.

Na Fig. 4.12 apresentam-se, a tensão da rede e a corrente reciclada, e verifica-se o perfil senoidal na corrente, caracterizando uma baixa TDH e com isso proporcionando um elevado fator de potência. Há uma pequena defasagem entre a tensão e a corrente de 4° , desconsiderando 180° de atraso, o que diminui um pouco mais o fator de potência. Apesar disso, o fator de potência medido no laboratório foi de 0,993; caracterizando uma carga resistiva.

Na Fig. 4.13 tem-se a corrente no indutor do *snubber* (L_s) e a tensão de saída do compensador de corrente. Verificam-se picos na corrente devido ao acúmulo de energia no indutor L_s . Tem-se ainda uma pequena deformação no cruzamento por zero, isto devido ao efeito cuspide.

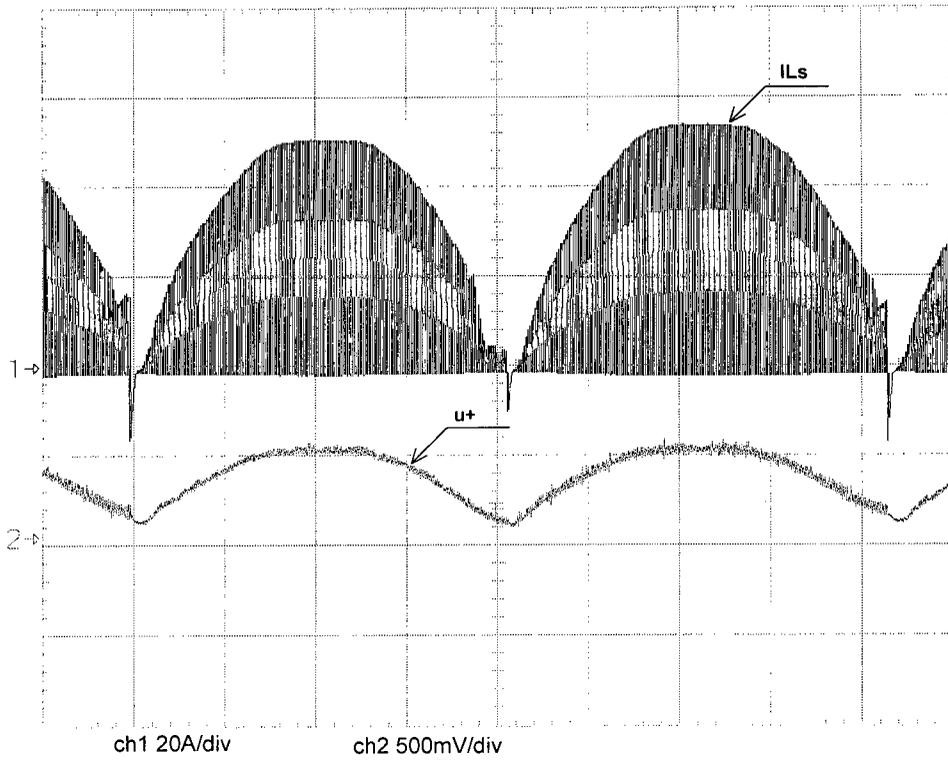


Fig. 4.13 – Sinal de saída do compensador de corrente e corrente em L_s .

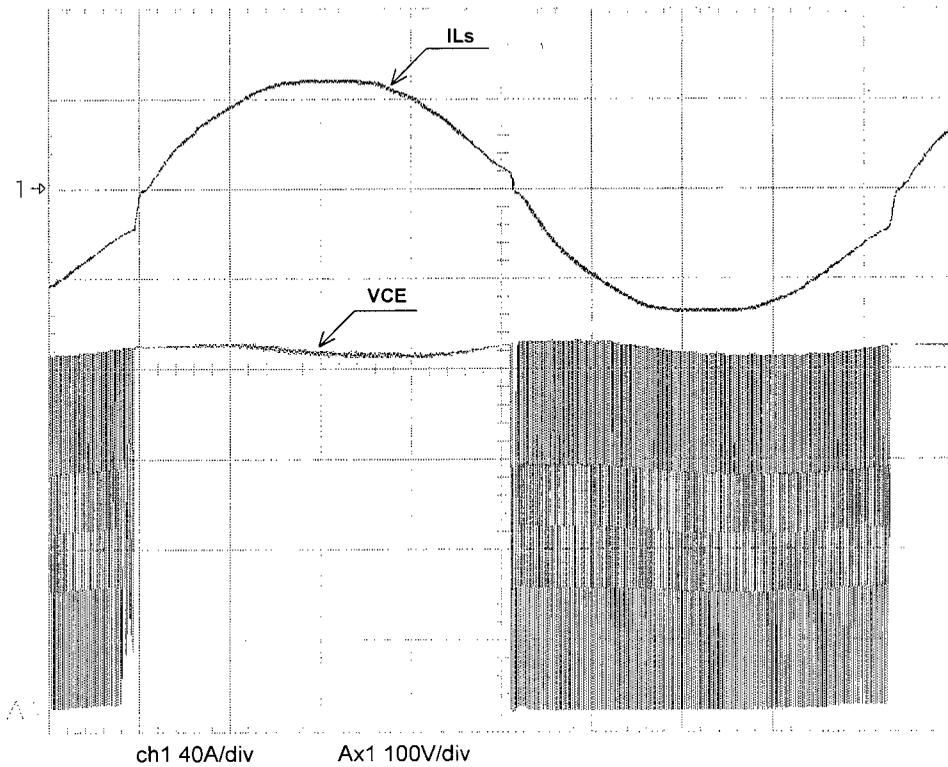


Fig. 4.14 – Corrente devolvida à rede e tensão V_{CE} .

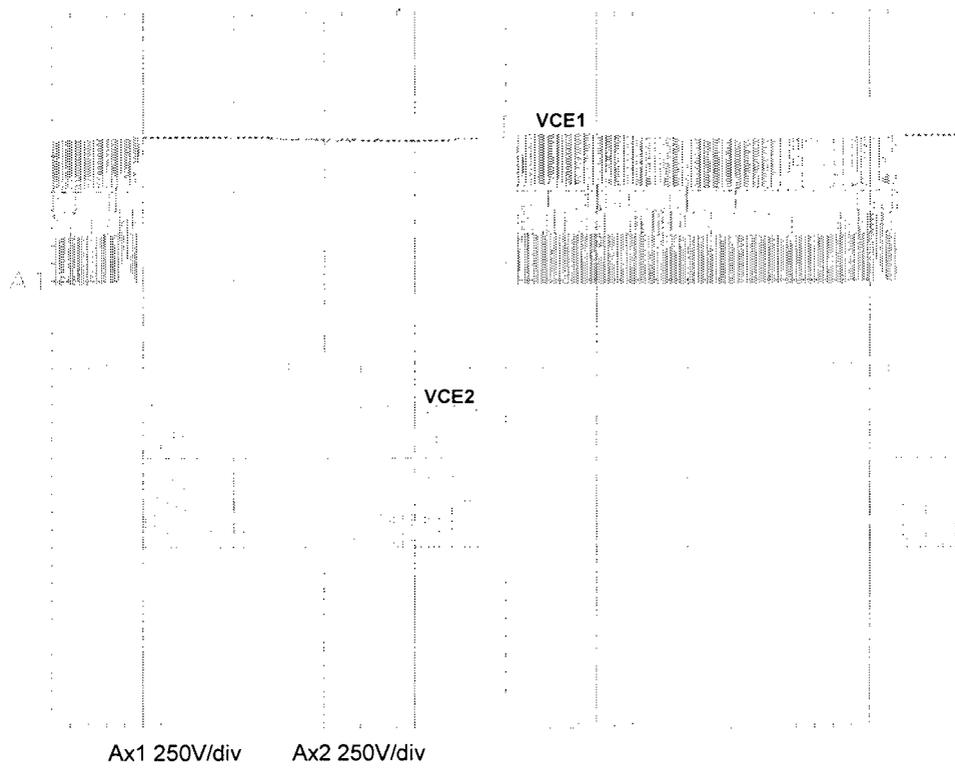


Fig. 4.15 – Tensão coletor - emissor nos interruptores S1 e S3.

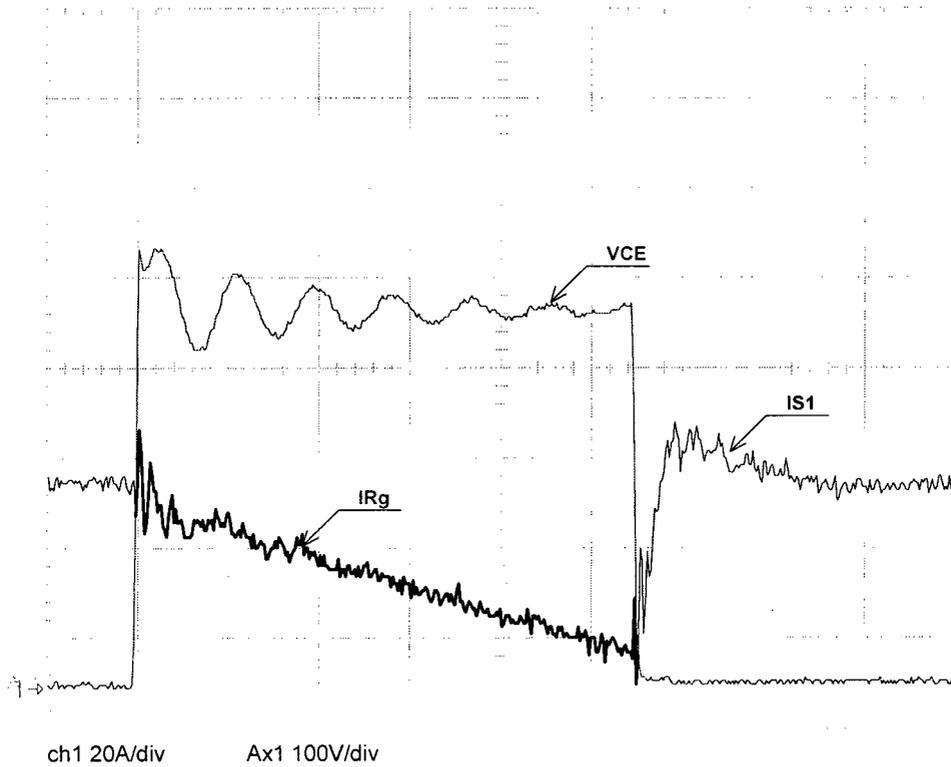


Fig. 4.16 – Tensão V_{CE} e corrente em Rg e no interruptor S1.

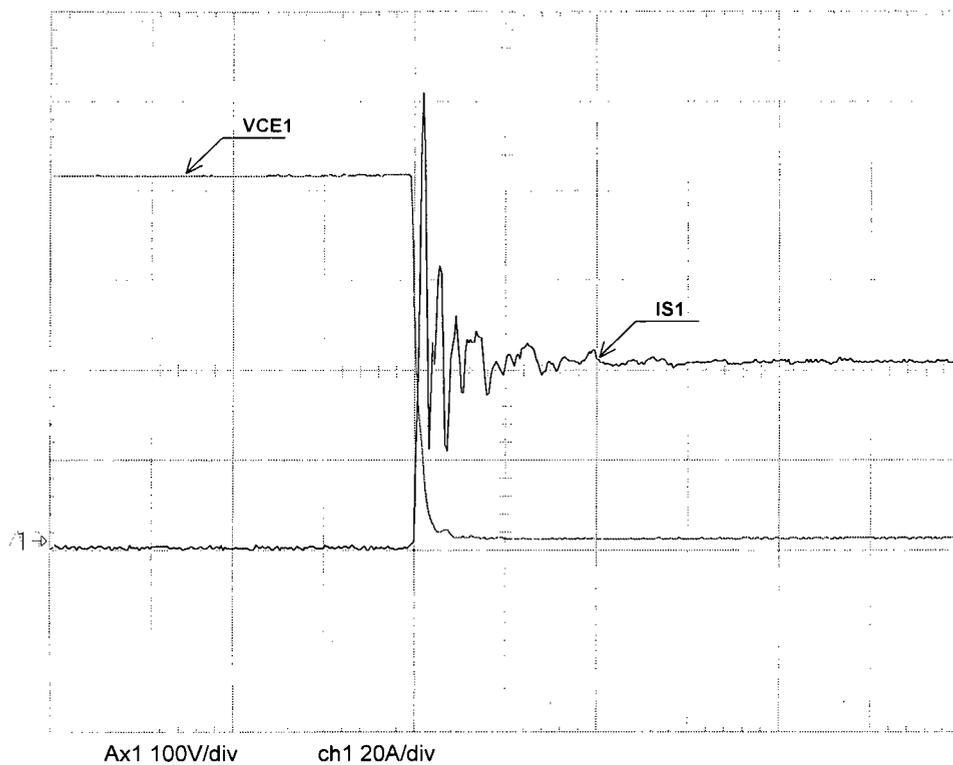


Fig. 4.17 – Detalhe da entrada em condução do interruptor S1.

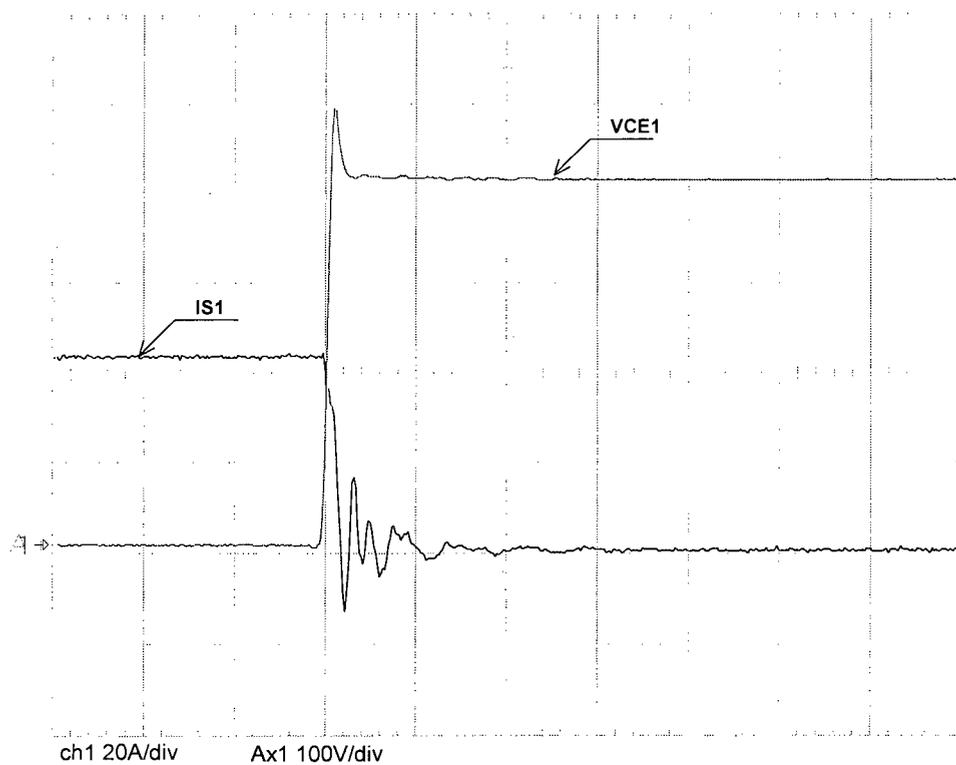


Fig. 4.18 – Detalhe do bloqueio no interruptor S1.

4.5.1 Conteúdo Harmônico

Visando verificar o desempenho da estrutura quanto a sua taxa de distorção harmônica efetuou-se a análise harmônica da corrente fornecida à rede comercial de energia elétrica, expondo os resultados em forma de gráfico e tabela.

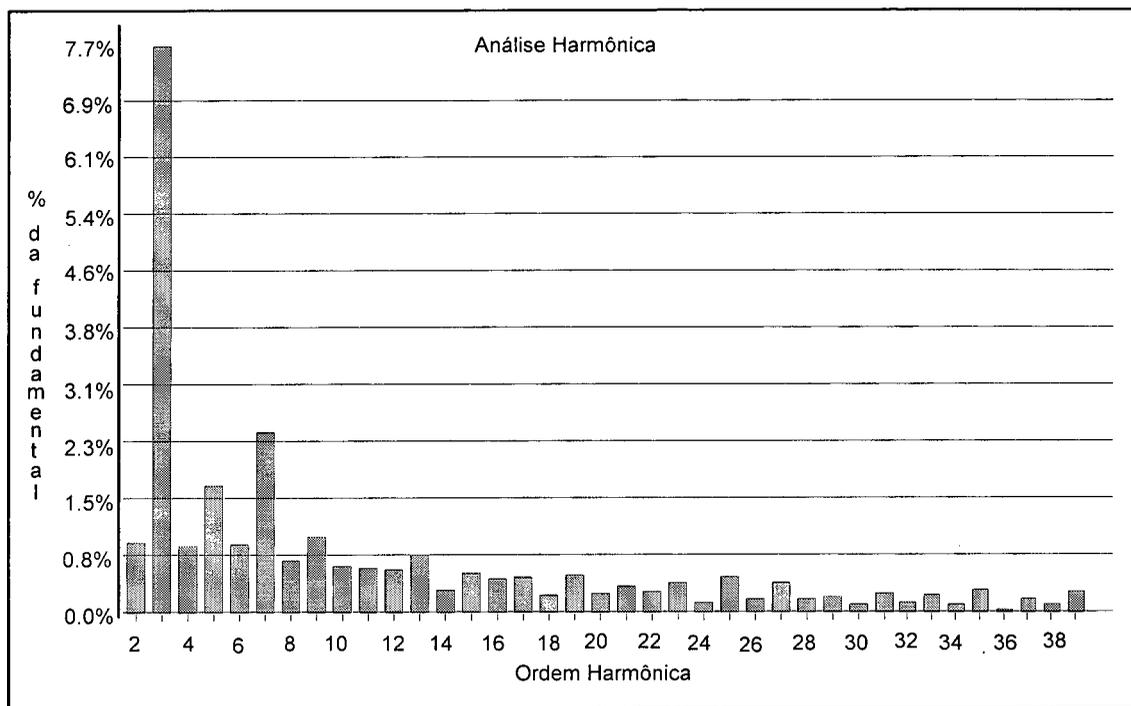


Fig. 4.19 – Análise harmônica da corrente reciclada.

A Fig. 4.14 mostra a corrente no indutor de saída (L_o) e a tensão V_{CE} no interruptor S1. Verifica-se uma pequena distorção na passagem por zero da corrente, o que gera terceira harmônica e prejudica um pouco a TDH e conseqüentemente o fator de potência, não agindo de forma significativa no resultado. Isto poderia ser melhorado diminuindo-se a indutância do filtro de saída, o que acarretaria um aumento na ondulação da corrente.

Na Fig. 4.15 mostram-se as tensões V_{CE} nos interruptores S1 e S3. Verifica-se que não há sobreposição no comando dos interruptores, o que proporciona um perfeito funcionamento da estrutura.

A Fig. 4.16 apresenta em detalhe a tensão V_{CE} no interruptor S1, bem como a corrente neste interruptor e a corrente de desmagnetização do indutor L_s . Verifica-se que não há sobretensões nos terminais do interruptor, submetendo-o a um menor esforço de tensão e com isso aumentando sua vida útil.

Na Fig. 4.17 mostra-se em detalhe a entrada em condução do interruptor S1. Verifica-se que não há sobretensão alguma no momento da entrada em condução, sendo que a tensão cai instantaneamente a zero, ocasionando uma comutação suave.

A Fig. 4.18 apresenta em detalhe o momento do bloqueio do interruptor S1. A ressaltar a impossibilidade de medir apenas a corrente no IGBT, uma vez que foi utilizado um módulo com diodos em antiparalelo, permitindo desta forma que a corrente medida tivesse valores negativos.

Tabela 4.2 – Análise harmônica da corrente reciclada.

Ordem Harmônica	Corrente Harmônica Protótipo(%)
3	7,66
5	1,73
7	2,45
9	1,05
11	0,63
13	0,81
15	0,33
17	0,50
19	0,54
21	0,39
23	0,43
25	0,52
27	0,44
29	0,24
31	0,28
33	0,25
35	0,33
37	0,20
39	0,30
TDH = 8,76%	

Analisou-se também o conteúdo harmônico da tensão da rede com a finalidade de verificar sua influência no fator de potência e na TDH da corrente. Apresentam-se os resultados em forma de gráfico e tabela.

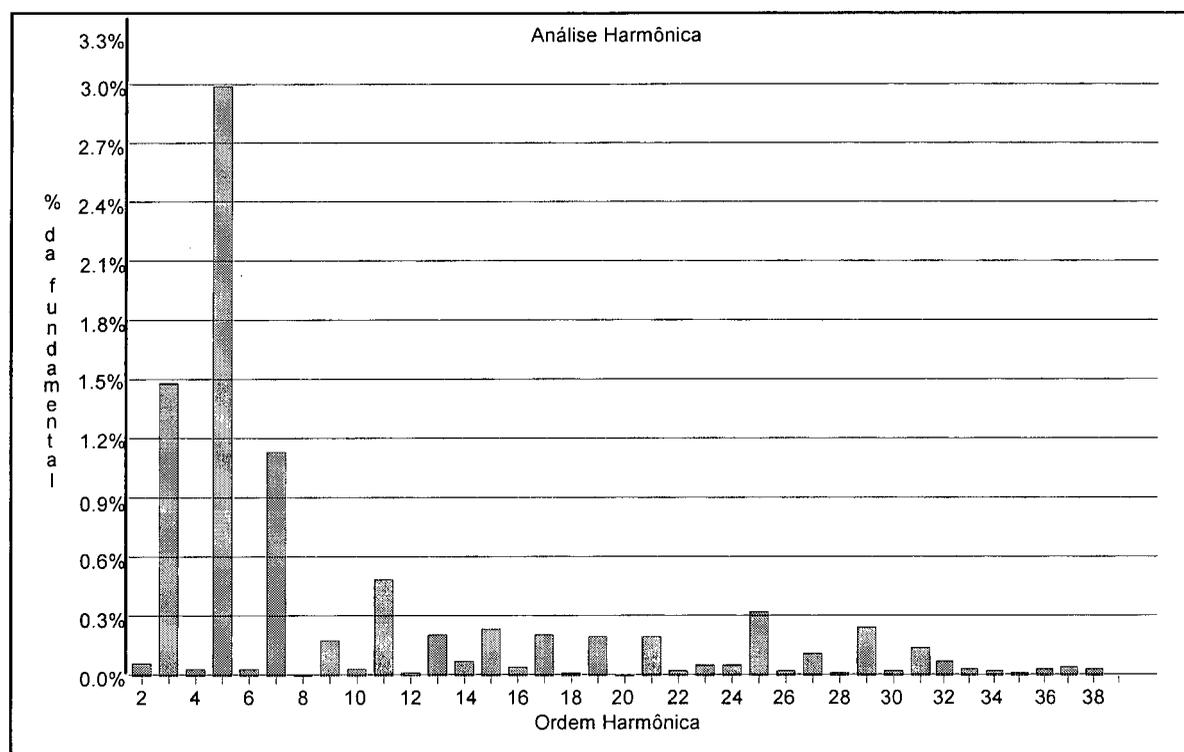


Fig. 4.20 – Análise harmônica da tensão da rede.

Na Fig. 4.19 tem-se o gráfico de barras da análise harmônica da corrente no indutor de saída L_o . Verifica-se que a corrente apresenta uma distorção harmônica maior do que nos resultados de simulação. Isto se deve ao fato de que a tensão da rede que é tida como referência para a forma de onda da corrente apresenta uma distorção harmônica.

A Tabela 4.2 apresenta os valores das harmônicas de corrente, verifica-se que a harmônica de maior amplitude é a terceira harmônica, influenciando de forma significativa na TDH.

Na Fig. 4.20 faz-se a análise harmônica da tensão da rede. Confirma-se que a tensão da rede não é uma senoíde pura na frequência fundamental, ocasionando distorções na forma de onda da corrente.

Na Tabela 4.3 mostram-se as harmônicas ímpares da tensão da rede. Verifica-se que a taxa da distorção harmônica é de 3,55%, e que as harmônicas mais significativas são as

harmônicas de menor ordem (3^a, 5^a, 7^a), causando o achatamento no pico da senóide. Torna-se interessante o uso da tensão da rede como referência para a corrente do inversor, uma vez que a experiência prova que caso fosse utilizada uma fonte senoidal pura, ter-se-ia um prejuízo no fator de potência obtido pela planta.

Tabela 4.3 – Análise harmônica da tensão da rede.

Ordem Harmônica	Tensão da rede Harmônica (%)
3	1,49
5	3,00
7	1,15
9	0,19
11	0,50
13	0,22
15	0,24
17	0,22
19	0,21
21	0,20
23	0,06
25	0,33
27	0,12
29	0,25
31	0,15
33	0,04
35	0,03
37	0,06
39	0,01
TDH = 3,55%	

4.6 Conclusão

As formas de onda apresentadas, obtidas por simulação e medidas em laboratório, comprovam o funcionamento do inversor para o regenerador de energia. Foram realizadas análises harmônicas com o programa *Pspice* e *Wavestar* e os resultados encontrados mostram a qualidade da forma de onda da corrente. Na simulação foi alcançado uma taxa de distorção harmônica (TDH) menor que 2%; já para as medidas em laboratório a TDH ficou na faixa dos 8%, mesmo assim conseguindo um fator de potência de 0,993, o que é praticamente unitário.

O resultado obtido mostra que o banco de reatores enxerga uma carga resistiva, isto é, o inversor emula perfeitamente uma carga resistiva.

Na prática sabe-se que a tensão da rede comercial não é uma forma de onda senoidal, uma vez que possui achatamentos nos picos. Desta maneira, ter-se-ia como referência de corrente uma forma de onda senoidal com distorção semelhante a da tensão de entrada. Contudo, isto não degradaria o fator de potência, visto que a tensão e a corrente teriam a mesma forma de onda, implicando harmônicas de tensão e correntes em fase e na mesma frequência. O resultado seria uma corrente com maior taxa de distorção harmônica, contudo com fator de potência melhor do que se fosse utilizada uma referência de corrente senoidal para uma tensão de entrada achatada nos picos.

As formas de onda apresentadas, obtidas por simulação e medidas em laboratório, comprovam o funcionamento do inversor em ponte completa aplicado na regeneração de energia. Foi realizada a análise harmônica da corrente reciclada e os resultados encontrados mostram a qualidade da forma de onda da corrente. Foi obtida experimentalmente uma taxa de distorção harmônica de 8,76%, com uma defasagem em relação à tensão de 4°. Em decorrência disso, o fator de potência da estrutura pode ser calculado pela Eq. 4.59.

$$FP = \frac{\cos \theta}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (4.59)$$

$$FP = 0,993$$

O resultado obtido mostra que o equipamento em teste enxerga uma carga resistiva, isto é, o inversor em ponte completa emula perfeitamente uma carga resistiva.

Conclusão Geral

Este trabalho apresentou a proposta de uma estrutura para ser utilizada na realização dos testes de *burn-in* de reatores eletrônicos, empregando o conceito de regeneração de energia. A estrutura proposta substitui o banco de resistores que é utilizado tradicionalmente pelos fabricantes de equipamentos eletrônicos neste tipo de teste, com a vantagem de que a maior parte da energia, que antes era perdida na forma de calor, agora é devolvida para a rede. Desta forma, o teste pode ser realizado com um consumo bem menor de energia elétrica. É importante ressaltar a necessidade de uma alta qualidade da energia reciclada, sendo que a corrente devolvida à rede deve apresentar baixa taxa de distorção harmônica (TDH) com elevado fator de potência (FP). A economia conseguida com o uso do reciclador traz benefícios inegáveis sob os aspectos econômico e ecológico. Econômico, pois a redução do consumo de energia elétrica no teste provoca uma redução no custo de produção de cada equipamento, tornando o produto mais competitivo no mercado. Ecológico, porque o regenerador é um equipamento que trabalha segundo a tendência, cada vez mais presente nos dias atuais, de busca da utilização otimizada dos recursos energéticos disponíveis. Numa análise em grande escala, o emprego de equipamentos cada vez mais eficientes pode evitar a construção desnecessária de uma usina geradora, evitando-se a demanda de altos investimentos para a realização da obra, além de transtornos como perda de área fértil, deslocamento da população e alterações no clima, flora e fauna da região.

Mediante análise para avaliação do impacto econômico, estima-se que o fabricante que optar pela substituição do banco de resistores pelo regenerador de energia terá seu investimento amortizado em um período que varia de 1 a 2 anos, dependendo do fator de utilização do equipamento. Após esse período, a utilização do regenerador representará uma economia real para o fabricante.

Sabe-se que a tensão da rede elétrica não é uma forma de onda senoidal, pois possui achatamentos nos picos. Desta forma, ter-se-ia como referência de corrente uma forma de onda senoidal com distorção semelhante à da tensão da rede. Isto, contudo, não degradaria o fator de potência, visto que a tensão e a corrente teriam a mesma forma de onda, implicando em harmônica de tensão e corrente em fase e na mesma frequência. O resultado seria uma corrente com maior taxa de distorção harmônica todavia com fator de potência

melhor do que se fosse utilizada uma referência de corrente senoidal para uma tensão da rede achatada nos picos.

No capítulo 1 foi apresentada a motivação que levou a desenvolver este projeto, além disso citaram-se as topologias encontradas na literatura e fez-se uma explanação da proposta da dissertação.

No capítulo 2 foi apresentada a estrutura proposta para o reciclador de energia para reatores eletrônicos. Neste caso, foi feito um direcionamento do projeto para uma aplicação específica voltada para reatores eletrônicos. Isto foi feito em função de uma necessidade levantada junto à indústria e que foi a motivação inicial deste trabalho. Foi realizada a análise quantitativa do inversor em ponte completa com *snubber de Undeland* modificado [9]. Apresentaram-se equações e ábacos para auxiliar no projeto do protótipo desenvolvido.

No capítulo 3 fez-se uma explanação sobre o circuito integrado UC3854. Apresentou-se também a modificação necessária na malha de tensão para adaptá-lo à utilização no regenerador de energia. Foram descritos a função de transferência da malha de corrente e os compensadores utilizados no projeto. Também foi feita uma análise das distorções que envolvem o uso do UC3854.

No capítulo 4 apresentou-se uma metodologia simples de projeto e os resultados obtidos por simulação e em laboratório. Implementou-se um protótipo de 9kVA para ser utilizado no teste de *burn-in* de 35 reatores eletrônicos simultaneamente. Os resultados obtidos confirmaram o desempenho esperado. A estrutura utilizada devolveu à rede uma corrente com baixo nível de distorção harmônica e fator de potência quase unitário. Ao longo desse capítulo apresentou-se o projeto dos componentes para o *snubber de Undeland* modificado que tem como vantagem em relação ao original, a redução da tensão sobre o capacitor de grampeamento.

O *snubber* apresentado tem como melhor característica sua composição unicamente passiva garantindo, desta forma, baixo custo em componentes e simplicidade tecnológica, quando comparado à maioria das técnicas ativas. Possui como desvantagens as correntes eficaz e de pico altas a que fica submetido o indutor ressonante, o que pode inviabilizar aplicações de elevada potência, e a limitação no índice de modulação em função dos parâmetros utilizados. Sua utilização é vantajosa nas faixas de potência de 10 kW a 50 kW [17].

Ressalta-se ainda, a escolha pela utilização de módulos de potência para os braços do inversor em ponte completa, já que o emprego de componentes discretos poderia tornar inviável a operação do inversor em alta potência, devido aos ruídos causados pelas indutâncias parasitas.

ANEXO I

UC3854

1 Descrição dos Pinos

A seguir, é apresentada uma descrição básica dos pinos do UC3854. A seqüência adotada facilita o estudo e a compreensão do UC3854. As informações aqui apresentadas foram obtidas no manual do fabricante [14] e [15]. Os componentes externos e os pinos do UC3854 podem ser observados na Fig. I.

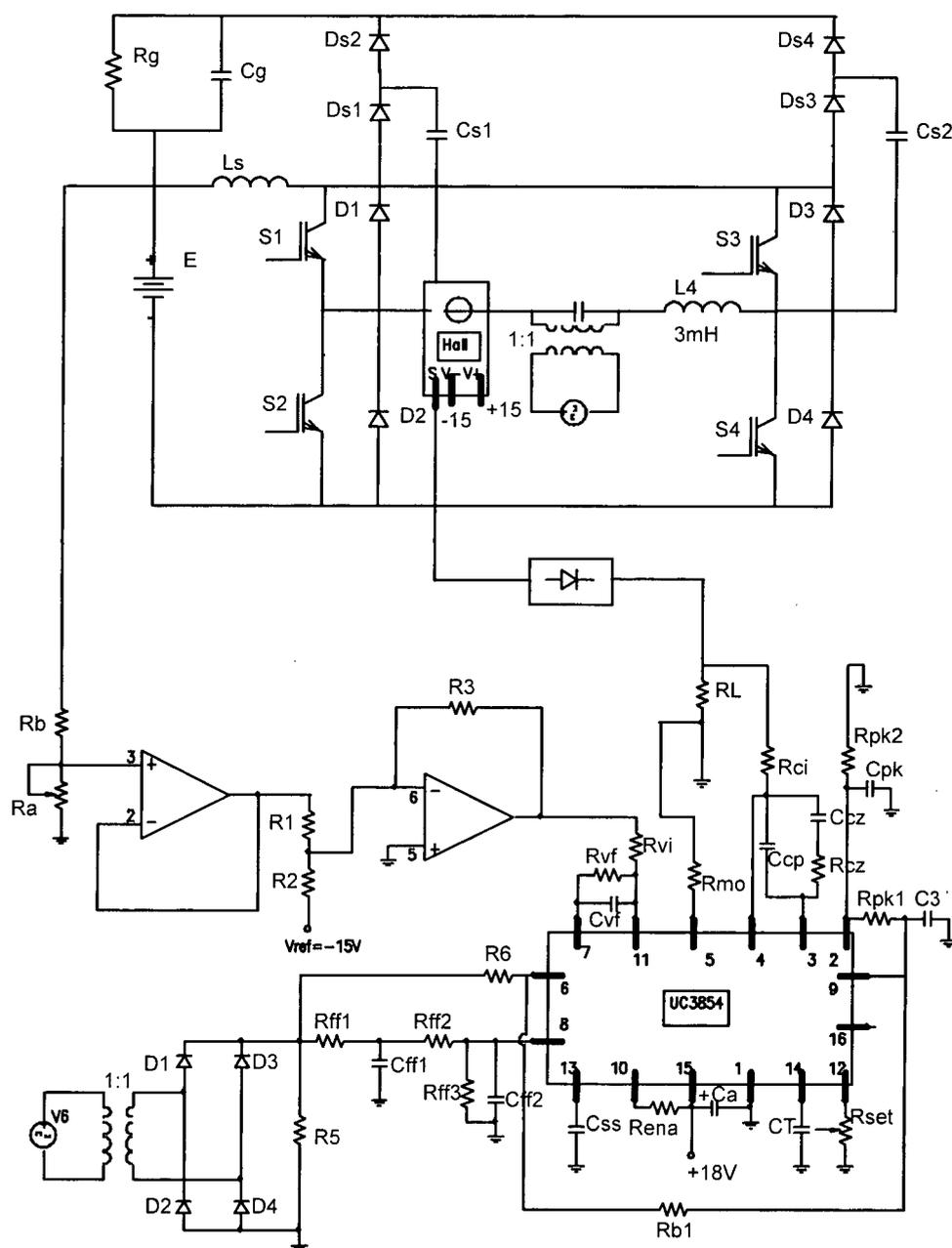


Fig. I – Circuito do inversor com o UC3854.

- Pino 15 [Vcc] : é recomendado alimentar o circuito integrado com uma tensão entre 18V e 30V. Existe um dispositivo de inibição de subtensão, sendo a tensão de limiar igual a 16V. Para a inibição, Vcc deve ser reduzido a 10V. O consumo do UC3854 é igual a 2mA enquanto Vcc não alcança a tensão de limiar, sendo que, em operação normal, não excede a 20mA. Constata-se, por estes valores, que a fonte de alimentação do UC3854 pode ser bastante simples. Recomenda-se adicionar um capacitor (Ca) entre Vcc e o pino 1 (GND) para fornecer picos de corrente para carregar as capacitâncias parasitas do interruptor principal.
- Pino 1 [GND] : todas as tensões são medidas em relação a este pino. Os pinos Vcc e REF devem utilizar um capacitor eletrolítico ligado ao GND de 0,1 μ F ou um capacitor cerâmico de maior valor. O capacitor do gerador de PWM (CT) deve ser ligado o mais próximo possível do pino GND.
- Pino 10 [ENA] : é um comando lógico compatível com sinais TTL, que tem por função habilitar/desabilitar o UC3854. Quando ENA está em nível lógico baixo, são desabilitados a saída PWM, a tensão de referência (Vref) e o oscilador. Contudo, não interfere no funcionamento da partida progressiva (pino 13). Quando não está em uso, sugere-se conectar este pino em 5V ou conectar em Vcc através de um resistor de 22k Ω (Rena).
- Pino 9 [REF] : é a tensão de referência (Vref) de 7,5V com capacidade de corrente de 10mA e proteção de curto circuito limitada em 30mA. Esta saída é desabilitada e permanece em 0V quando Vcc está abaixo da tensão de limiar ou ENA está em nível lógico zero. Sugere-se adicionar um capacitor eletrolítico (C3) de 0,1 μ F ou um capacitor cerâmico maior ligado no GND.
- Pino 16 [GTDRV] : esta saída pode acionar um MOSFET de potência diretamente, sem a necessidade de circuito de comando adicional. É capaz de fornecer picos de corrente de até 1A, permitindo tempos de comutação menores que 100ns. Internamente a tensão de saída é grampeada em 16V, independente da tensão de alimentação. Aconselha-se o uso de um resistor de *gate*, no mínimo 5 Ω . Saliente-se que existe uma limitação para o valor máximo de razão cíclica igual a 0,97.
- Pino 13 [SS] : este pino permanece em GND enquanto o circuito integrado está desabilitado ou a tensão de alimentação ainda está abaixo da tensão de limiar. Na configuração *boost*, este pino não tem função, visto que o conversor *boost* só opera

quando a tensão de saída for maior que a tensão de pico de entrada. Portanto esta função deve ser usada somente após a carga do capacitor de saída, na configuração *boost*, ou nas configurações *buck* e *flyback*. Internamente é composto por uma fonte de corrente de $14\mu\text{A}$ que carrega linearmente um capacitor externo de 0V a $7,5\text{V}$ em $0,54.C_{\text{ss}}$ segundos. Onde C_{ss} representa o valor do capacitor externo em μF .

- Pino 6 [I_{ac}] : entrada B do multiplicador. Neste pino deve entrar o sinal de referência retificado. O sinal de entrada deste pino é em corrente. Sugere-se projetar o resistor R_6 para uma corrente não superior a $600\mu\text{A}$. A ressaltar, é necessária a inclusão de outro resistor (R_{b1}) entre o pino 6 e o pino 9, pois existe internamente um potencial de 6V no pino 6. As Eqs. I.1 e I.2 mostram as relações entre as grandezas.

$$R_6 = \frac{V_{r_{pk \max}} + 6}{I_{\text{ac}_{\max}}} \quad (\text{I.1})$$

$$R_{b1} = \frac{R_6}{4} \quad (\text{I.2})$$

- Pino 8 [V_{ff}] : idealmente, este pino deve ter uma tensão CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Este pino equívale à entrada C do multiplicador. É de fundamental importância para tornar o retificador universal, ou seja, adaptado para a tensão padrão norte americana e européia.
- Pino 7 [V_{vea}] : é a entrada A do multiplicador e a saída do compensador de tensão, sendo então responsável pela amplitude do sinal de referência. Valores de tensão inferiores a 1V inibem o multiplicador e, internamente, há um grampeador que limita a tensão máxima em $5,8\text{V}$. O estágio de saída do amplificador é um seguidor de emissor com um resistor de $8\text{k}\Omega$ conectado ao emissor para GND.
- Pino 5 [I_{mo}] : a saída do multiplicador é ligada internamente à entrada não inversora do compensador de corrente. O valor máximo de tensão deste pino é $2,5\text{V}$.
- Pino 4 [I_{sense}] : entrada inversora do compensador de corrente. Seu valor máximo é de $2,5\text{V}$. Sugere-se que os resistores (R_{ci} e R_{mo}) ligados aos pinos 4 e 5 tenham o mesmo valor.
- Pino 3 [V_{cea}] : saída do compensador de corrente. Esta tensão varia de 0V a 16V , obtendo-se uma tensão de controle apenas na faixa de $0,5\text{V}$ a $5,5\text{V}$, uma vez que estes

são os limites de tensão da onda dente de serra do comparador PWM. Internamente este pino é ligado à entrada inversora do comparador PWM.

- Pino 11 [Vsense] : entrada inversora do compensador de tensão. Possui uma corrente de polarização de 50nA, o que possibilita o uso de altos valores para o resistor de realimentação (Rvf).
- Pino 12 [Rset] : o valor do resistor conectado neste pino (Rset) determina o valor máximo de corrente do multiplicador, isto é, a corrente máxima drenada da rede. Lembrar que a corrente de saída do multiplicador nunca deverá exceder duas vezes a corrente de entrada Iac. Assim:

$$I_{set} = I_{mo} = \frac{3,75}{R_{set}} \quad (I.3)$$

- Pino 14 [CT] : entrada não inversora do comparador PWM. Neste pino tem-se o sinal dente de serra, responsável pela geração dos pulsos de comando. A frequência de comutação é dada pelo valor do capacitor CT da seguinte forma:

$$CT = \frac{1,25}{f_s \cdot R_{set}} \quad (I.4)$$

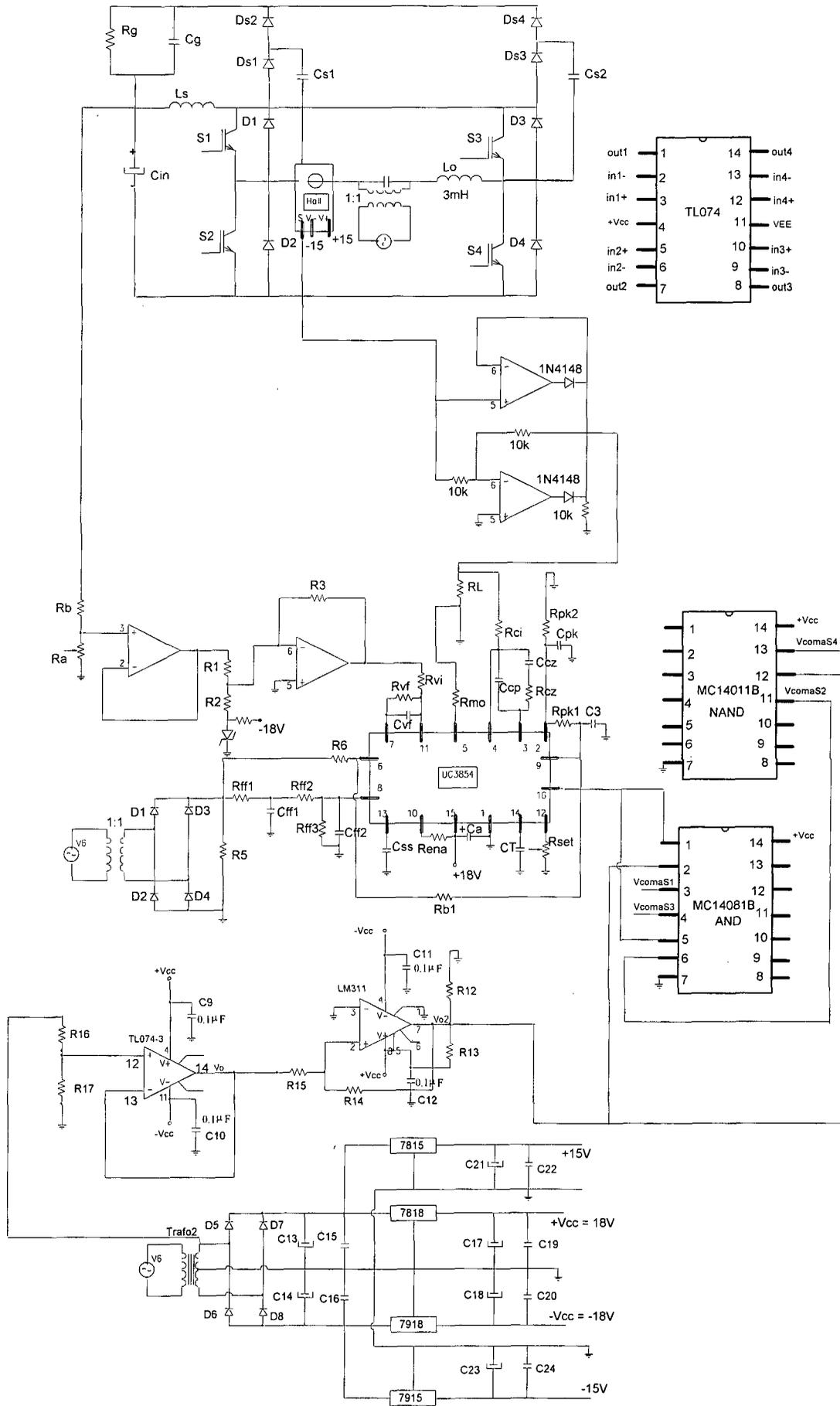
- Pino 2 [PKLIM] : serve como uma proteção de sobrecorrente. A tensão de limiar do comparador é 0V. Se a tensão cair abaixo de 0V, instantaneamente o comparador PWM é colocado em nível lógico baixo, levando a saída (pino 16) para nível lógico baixo (GND). Os resistores Rpk1 e Rpk2 são responsáveis pela proteção. Eles formam um divisor resistivo entre a tensão gerada pelo sensor de corrente e a tensão de referência (7,5V). Desta forma:

$$\frac{V_{ref}}{R_{pk1}} = \frac{I_{sc} \cdot RL}{R_{pk2}} \quad (I.5)$$

Os capacitores C3 e Cpk têm a finalidade de desacoplar os ruídos da tensão de referência e da tensão de comparação de proteção.

ANEXO II

Circuito Implementado



Lista de Componentes:

Ra	50k	Potenciômetro
Rb	1M	Resistência 1/3W
R1	10k	Resistência 1/8W
R2	10k	Resistência 1/8W
R3	10k	Resistência 1/8W
R5	68k	Resistência 1W
R6	620k	Resistência 1/3W
R12	12k	Resistência 1/8W
R13	1.2k	Resistência 1/8W
R14	330k	Resistência 1/8W
R15	2.7k	Resistência 1/8W
R16	10k	Resistência 1/8W
R17	12k	Resistência 1/8W
C1	100nF	Cerâmico
C2	100nF	Cerâmico
C3	1 μ F	Cerâmico
C4	100nF	Cerâmico
C5	100nF	Cerâmico
C6	120pF	Cerâmico
C9	100nF	Cerâmico
C10	100nF	Cerâmico
C11	100nF	Cerâmico
C12	100nF	Cerâmico
C13	2200 μ F/25V	Eletrolítico
C14	2200 μ F/25V	Eletrolítico
C15	100nF	Cerâmico
C16	100nF	Cerâmico
C17	100 μ F/25V	Eletrolítico
C18	100 μ F/25V	Eletrolítico
C19	100nF	Cerâmico

C20	100nF	Cerâmico
C21	220 μ F/25V	Eletrolítico
C22	100nF	Cerâmico
C23	220 μ F/25V	Eletrolítico
C24	100nF	Cerâmico
RL	33	Resistência 1/2W
Rci	1.3k	Resistência 1/8W
Rcz	27k	Resistência 1/8W
Ccz	16nF	Cerâmico
Ccp	620pF	Cerâmico
Rpk2	2k	Resistência 1/8W
Cpk	1 μ F	Cerâmico
Rpk1	10k	Resistência 1/8W
Rmo	1.3k	Resistência 1/8W
Rvi	62k	Resistência 1/8W
Rvf	220k	Resistência 1/8W
Cvf	47nF	Cerâmico
Rff1	1M	Resistência 1/8W
Rff2	91k	Resistência 1/8W
Cff1	180nF	Cerâmico
Rff3	20k	Resistência 1/8W
Cff2	820nF	Cerâmico
Css	1 μ F/25V	Eletrolítico
Rena	22k	Resistência 1/8W
Rb1	130k	Resistência 1/8W
Ca	0.1 μ F/25V	Eletrolítico
CT	16nF	Cerâmico
Rset	10k	Potenciômetro
D1,D2,D3,D4	1N4004	
D5,D6,D7,D8	1N4004	
UC3854		
TL074		

MC14081B		
MC14011B		
Ls	5 μ H	
LM311		
LM7818		
LM7918		
LM7815		
LM7915		
Trafo1	1:1	
Sensor hall	LA-55P	LEM
Ds1,Ds2,Ds3,Ds4	SKR 31F	SEMIKRON
S1,S2,S3,S4	IGBT's SKM50 GB 123D	SEMIKRON
Dissipador	P16/200 c/ ventilador	SEMIKRON
Ventilador	SK2120	SEMIKRON
Cs1,Cs2	100nF	
Rg	3.3	200W
Cg	560 μ F/50V	
Drivers	Dual IGBT driver SKHI 20op	SEMIKRON

Bibliografia

- [1] O'SULLIVAN, George A. *Power Supply Testing with the Power Recycler*. In: Power Conversion'92, p. 228-235.
- [2] CHEN, J. F.; CHU C. L.; AI T. H.; et al. *The Burn-in Test of Three-Phase UPS by Energy Feedback Control*. In: PESC'93 Power Electronics Specialists Conference, p. 766-771.
- [3] O'SULLIVAN, George A. *Power Recycling: Safety and Quality Imperatives*. In: Power Quality'92, p. 160-166.
- [4] GUPTA, Suresh; RANGASWAMY Vidya. *Load Bank Elimination for UPS Testing*. In: IAS'90 – Industry Applications Annual Meeting, p. 1040-1043.
- [5] AYRES, C. A.; BARBI, I. *Power Recycler for DC Power Supplies Burn-in Test*. In: COBEP'95 – Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, p. 469-474.
- [6] AYRES, C. A.; BARBI, I. *Power Recycler for DC Power Supplies Burn-in Test: Design and Experimentation*. In: APEC'96 – Applied Power Electronics Conference and Exposition, p. 72-78.
- [7] AYRES, C. A. *Recicladores de Potência*. Florianópolis, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [8] UNDELAND, T.M. et al. *A Snubber Configuration for Both Power and GTO PWM Inverters*. In: Anais do IEEE PESC, p.42-53, 1984.
- [9] PÉRES, A. *Uma Nova Família de Inversores com Comutação Suave Empregando a Técnica de Grampeamento Ativo*. Florianópolis, 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [10] BLAABJERG, F. *Snubbers in PWM-VSI-Inverter*. In: IEEE Transactions on Power Electronics, Aalborg East, 1991, p. 104 – 111.
- [11] MIGUEL, F. K. *Contribuição ao Estudo de Retificadores com Elevado Fator de Potência e Regeneração de Energia*. Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [12] VORPERIAN, V. *Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch*, Tutorial VPEC.
- [13] KASSICK, E. V. *Notas de Aulas da Disciplina de Modelagem e Controle de Conversores Estáticos do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*, INEP – UFSC, 1993.
- [14] TODD, P. C. *UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design* In: Unitrode Application Note U-134, Product and Application Handbook, 1993.
- [15] SILVA, C. S. *Power Factor Correction With the UC3854* In: Unitrode Application Note U-125, Linear Integrated Circuits Data and Application Handbook, 1990.
- [16] STIHI, O.; Ooi, Boon – Teck – *A Single – Phase Controlled – Current PWM Rectifier*. In: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, nº 4, 1988.
- [17] NOVAES, Y. R. *Estudo de Um Snubber para o Inversor de Três Níveis com Neutro Grampeado*, 2000. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [18] DEMONTI, R. *Sistema de Co-geração de Energia a Partir de Painéis Fotovoltaicos*, 1998. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP, Universidade Federal de Santa Catarina.