

Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Frederico Toledo Ghetti

**ANÁLISE DE VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS APLICADAS A UMA UPS TIPO
DELTA MONOFÁSICA**

Juiz de Fora
2009

FREDERICO TOLEDO GHETTI

ANÁLISE DE VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS APLICADAS A UMA UPS TIPO DELTA
MONOFÁSICA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.

Co-orientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.

Juiz de Fora
2009

Ghetti, Frederico Toledo.

Análise de variações topológicas aplicadas a uma UPS tipo delta monofásica / Frederico Toledo Ghetti. – 2009.
147 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)–Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2009.

1. Energia. 2. Conversão de energia. 3. Filtros elétricos ativos I.
Título

CDU 620.9

ANÁLISE DE VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS APLICADAS A UMA UPS TIPO DELTA MONOFÁSICA

Frederico Toledo Ghetti

Dissertação submetida ao corpo docente da Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada por:

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng. (UFJF)
(Orientador)

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc. (UFJF)
(Co-orientador)

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr. Eng. (UFSC)

Prof. Francisco José Gomes, Dr. Eng. (UFJF)

Juiz de Fora, MG – Brasil

Maio de 2009

À minha família e à minha noiva Luciana.

AGRADECIMENTOS

À Deus, pelos dons da vida e da saúde e por iluminar sempre o meu caminho.

À Universidade Federal de Juiz de Fora e à CAPES, pelo apoio financeiro que permitiu a dedicação ao Curso de Mestrado.

Aos professores Henrique Braga e Pedro Gomes, pela orientação, pelo incentivo à pesquisa e pelos ensinamentos indispensáveis para a realização deste trabalho.

Aos professores Samir Ahmad Mussa e Francisco José Gomes, pela participação na banca examinadora e pelas sugestões e contribuições para o aprimoramento desta dissertação.

Ao técnico do laboratório de eletrônica, Ricardo Carvalho, pela contribuição na montagem do protótipo.

Aos amigos do curso de Mestrado em Engenharia Elétrica, principalmente aos Engenheiros Cláudio Roberto Barbosa, Rômulo Miranda e Marcelo Silva, pelo companheirismo desde a graduação.

Aos meus pais, Flávio e Joana e à minha irmã Flávia, pelo apoio e incentivo constantes durante todas as etapas da minha vida.

Ao meu tio Wilson pela presença constante no meu dia-a-dia e pela confiança depositada.

Em especial à minha noiva Luciana, pelo carinho, paciência e compreensão. Por ter estado sempre ao meu lado me dando forças e por não me deixando desanimar.

“Aprender é a única coisa de que a mente nunca se cansa, nunca tem medo e nunca se arrepende.”

Leonardo da Vinci

RESUMO

É apresentado, neste trabalho, um estudo sobre topologias alternativas de fontes ininterruptas de energia do tipo Delta, para o emprego em cargas monofásicas de até 1kVA. O estudo prevê a inserção de um conversor CC-CC entre o conversor *shunt* e o banco de baterias. Tal modificação em relação à UPS do tipo Delta convencional otimiza o projeto do banco de baterias e requisita um menor número de células em série para sua confecção. Além disso, a proposta elimina o uso de transformadores de baixa frequência, considerados em alguns trabalhos anteriores, o que também contribui para a redução do peso e volume do sistema. Duas diferentes topologias para o conversor CC-CC foram investigadas e comparações de desempenho e viabilidade foram realizadas. A topologia que apresentou melhor desempenho nos quesitos custo, volume e peso, foi selecionada para testes em bancada. Ao final, resultados simulados e práticos são apresentados para validação do modelo.

Palavras-Chave: Fontes Ininterruptas de Energia. UPS de Conversão Delta. Filtros Ativos. Condicionadores de Qualidade de Energia.

ABSTRACT

This dissertation presents a study on single-phase Delta-UPS topological alternatives for low power and low cost applications. The proposed topology has a DC-DC converter connected between the shunt inverter and the battery bank/series converter DC terminals, respectively. This modification will allow the downsizing of the DC battery bank as well as the removing of the series converter transformer. Two different topologies of the DC-DC converter were investigated and a comparative study among them will be accomplished. Simulation results are presented and experimental results will be included to validate the proposed study.

Keywords: Uninterruptible Power Supplies. Delta UPS. Active Filter. Unified Power Quality Conditioner.

ABREVIATURAS E ACRÔNIMOS

AM	<i>Amplitude Modulation</i> (Modulação em Amplitude)
CA	Corrente Alternada
CBEMA	<i>Computer and Business Equipment Manufactures Association</i>
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
CI	Circuito Integrado
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução descontínua)
FP	Fator de Potência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>
LC	Filtro Indutivo Capacitivo Série
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Circuito Rastreador de Fase)
pu	Valor Por Unidade
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor Médio Quadrático)
RPM	Rotações Por Minuto
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SPWM	PWM senoidal
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
UPFC	<i>Unified Power Flow Controller</i> (Controlador de Fluxo de Potência)
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i> (Condicionador de QEE)
UPS	<i>Uninterruptible Power Supplies</i> (Fontes de Energia Ininterruptas)
UTI	Unidade de Tratamento Intensivo
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> (Conversor Fonte de Tensão)

SIMBOLOGIA

ϕ	Ângulo entre a tensão da carga e a corrente da carga
δ	Ângulo entre a tensão da rede e a tensão de compensação série
C	Capacitor do conversor CC-CC
C_d	Capacitor do filtro passa-baixa do conversor Delta
C_p	Capacitor do filtro passa-baixa do conversor Principal
C_{CC}	Capacitor do lado CC do conversor Principal
$H_i(s)$	Controlador de corrente
$H_v(s)$	Controlador de tensão
$i_s(t)$	Corrente consumida da rede elétrica
$i_L(t)$	Corrente consumida pela carga
$i_p(t)$	Corrente de compensação do conversor Principal
$i_{Lcc}(t)$	Corrente sobre o indutor do conversor CC-CC
ω	frequência angular fundamental da rede elétrica
f_s	Frequência de chaveamento
f_{cg}	Frequência de cruzamento de ganho
f_{res}	Frequência de ressonância do filtro passa-baixa
$G_i(s)$	Função de transferência da corrente do conversor Principal em função da razão cíclica
$G_d(s)$	Função de transferência da tensão de compensação série em função da tensão do banco de baterias
$G_a(s)$	Função de transferência da tensão de compensação série em função da razão cíclica
$G_b(s)$	Função de transferência da tensão no lado CC do conversor Principal em função da razão cíclica.
$G_g(s)$	Função de transferência da tensão no lado CC do conversor Principal em função da tensão do banco de baterias

$G_v(s)$	Função de transferência da tensão no lado CC do conversor Principal em função da corrente de pico deste mesmo conversor.
k_{FTMFi}	Ganho associado à função de transferência de malha fechada
k_{PWM}	Ganho associado ao modulador PWM
k_{hall}	Ganho do sensor de corrente
k_v	Ganho do sensor resistivo
m_{ad}	Índice de modulação do conversor Delta
m_a	Índice de modulação do conversor Principal
L_s	Indutância série
L	Indutor do conversor CC-CC
L_d	Indutor do filtro passa-baixa do conversor Delta
L_p	Indutor do filtro passa-baixa do conversor Principal
V_{tr}	Portadora triangular
$D(s)$	Razão cíclica
$V_{controle}$	Sinal modulado para geração dos disparos dos interruptores estáticos
$v_s(t)$	Tensão da rede elétrica
$v_C(t)$	Tensão de compensação série
$v_L(t)^*$	Tensão de referência nos terminais da carga
V_b	Tensão do banco de baterias
$v_{ab}(t)$	Tensão dos terminais CA do VSC
V_{CC}	Tensão no lado CC do conversor Principal
$v_L(t)$	Tensão nos terminais da carga
$\overline{v_{ab}}(t)$	Valor médio da tensão nos terminais CA do VSC

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	14
1.1 DISTÚRBIOS DE QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA	15
<i>1.1.1 Transitórios</i>	<i>16</i>
<i>1.1.2 Variações de Curta Duração</i>	<i>17</i>
<i>1.1.3 Variações de Longa Duração</i>	<i>19</i>
<i>1.1.4 Desequilíbrios de Tensão</i>	<i>20</i>
<i>1.1.5 Distorções na Forma de Onda</i>	<i>20</i>
<i>1.1.6 Flutuações de Tensão</i>	<i>21</i>
<i>1.1.7 Variações da Frequência do Sistema</i>	<i>22</i>
1.2 TIPOS DE UPS	22
<i>1.2.1 UPS Rotativa</i>	<i>23</i>
<i>1.2.2 UPS Híbrida</i>	<i>24</i>
<i>1.2.3 UPS Estática</i>	<i>25</i>
1.3 OBJETIVOS	30
1.4 SUMÁRIO	30
2 UPS DE CONVERSÃO DELTA	31
2.1 CARACTERÍSTICAS DA UPS DE CONVERSÃO DELTA	32
2.2 MODOS DE OPERAÇÃO DA UPS TIPO DELTA	34
<i>2.2.1 Modo Normal</i>	<i>34</i>
<i>2.2.2 Modo Backup</i>	<i>39</i>
<i>2.2.3 Modo de Recarga das Baterias</i>	<i>40</i>
2.3 TOPOLOGIA DELTA APLICADA EM CARGAS DE BAIXA POTÊNCIA	41
2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS	42
3 ALTERNATIVAS TOPOLÓGICAS APLICADAS A UPS TIPO DELTA	44
3.1 OS MODELOS PROPOSTOS	45
3.2 O CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL	47
3.3 ANÁLISE QUALITATIVA DO BALANÇO DAS POTÊNCIAS	50

3.3.1 <i>Modo Normal</i>	51
3.3.2 <i>Modo Backup</i>	55
3.3.3 <i>Modo de Recarga das Baterias</i>	56
3.4 METODOLOGIA DE CONTROLE	57
3.4.1 <i>Controle do Conversor Principal em Modo Normal de Operação</i>	57
3.4.2 <i>Controle do Conversor Delta em Modo Normal de Operação</i>	61
3.4.3 <i>Controle dos Conversores CC-CC e Principal no Modo de Operação Backup</i>	62
3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS.....	65
4 MODELAGEM E PROJETO DO SISTEMA	66
4.1 MODULAÇÃO SPWM	66
4.2 MODELAGEM DO CONVERSOR PRINCIPAL	68
4.2.1 <i>Determinação das Funções de Transferência</i>	68
4.2.2 <i>Dimensionamento do indutor L_p</i>	73
4.2.3 <i>Dimensionamento dos Capacitores C_{CC} e C_P</i>	76
4.2.4 <i>Exemplo de Projeto</i>	77
4.3 MODELAGEM DO CONVERSOR DELTA.....	81
4.3.1 <i>Determinação das Funções de Transferência</i>	82
4.3.2 <i>Dimensionamento do indutor L_d</i>	87
4.3.3 <i>Exemplo de Projeto</i>	91
4.4 MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC	92
4.4.1 <i>Determinação das Funções de Transferência</i>	92
4.4.2 <i>Dimensionamento do indutor e do capacitor do conversor CC-CC</i>	94
4.4.3 <i>Exemplo de Projeto</i>	97
4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS.....	100
5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	101
5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	101
5.1.1 <i>Simulação do Conversor Principal</i>	102
5.1.2 <i>Simulação do Conversor Delta</i>	106
5.1.3 <i>Simulação do Modo backup</i>	108
5.2 PROTÓTIPO	112

<i>5.2.1 Circuitos Auxiliares</i>	113
5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	119
5.4 CONCLUSÕES PARCIAIS	124
6 CONCLUSÕES	126
6.1 CONCLUSÕES FINAIS	126
6.2 TRABALHOS FUTUROS	127
6.3 PUBLICAÇÃO ORIGINADA DESTE TRABALHO	128
REFERÊNCIAS	129
APÊNDICE A PROJETO DE CONTROLADORES	133
APÊNDICE B ESQUEMAS DOS CIRCUITOS	145

1

Introdução

O uso da energia elétrica é, sem dúvida, uma das características marcantes da sociedade moderna. Nos dias atuais, é inimaginável a manutenção da vida e da ordem pública sem o uso dos equipamentos eletro-eletrônicos. Como exemplo, destacam-se os sistemas de segurança, os sistemas de iluminação, as telecomunicações, os processos industriais, os computadores pessoais, os eletrodomésticos que facilitam a vida do homem ou até mesmo asseguram sua vida, como é caso dos equipamentos hospitalares.

No entanto, a popularização desses equipamentos eletro-eletrônicos é responsável, em um processo contínuo e crescente, pelo aumento do número e tipo de cargas não-lineares no sistema elétrico. Esse processo se desenvolve tanto no âmbito industrial e comercial, como também no residencial.

As correntes consumidas por essas cargas não-lineares possuem um elevado conteúdo harmônico, provocando distúrbios na forma de onda da tensão para as demais cargas conectadas ao mesmo ponto de acoplamento comum (PAC). Ironicamente, essas mesmas cargas não-lineares, que se tornam fontes geradoras de distorções quando conectadas a rede elétrica, são também severamente afetadas por esses distúrbios. Seus efeitos mais comuns são falhas de operação, interferências em sistemas de telecomunicação, redução da eficiência e da vida útil do equipamento.

Neste contexto, o problema da qualidade de energia elétrica (QEE) é um tema extremamente relevante, principalmente quando se levam em consideração processos que não podem ser interrompidos ou apresentar falhas na operação. São exemplos destas cargas especiais, também denominadas na literatura como cargas críticas, os computadores servidores que processam os dados do mercado financeiro, as unidades de controle da linha de montagem de uma indústria, os equipamentos da unidade de tratamento intensivo (UTI) dos hospitais, os radares dos aeroportos, entre outras.

Neste cenário, as modernas topologias de fontes ininterruptas de energia (do inglês, *Uninterruptible Power Supplies* - UPS) são alternativas atraentes para suprir energia de maneira contínua e livre de distúrbios para as cargas críticas. Uma UPS encerra o princípio de funcionamento de um sistema *nobreak*, cuja função é alimentar uma carga a partir de um acumulador de energia (banco de baterias ou célula combustível). Além disso, uma UPS pode vir a desempenhar o papel de: (i) filtro ativo série, atuando na compensação de harmônicos de tensão; (ii) filtro ativo shunt, no que tange a compensação de harmônicos de corrente e do fator de potência; (iii) compensador de tensão série, para compensar afundamentos de tensão ou sobretensões.

Portanto, neste trabalho será apresentado um estudo sobre as fontes ininterruptas de energia, com proposição de alterações topológicas para as UPSs, de forma a aperfeiçoar sua utilização para suprir cargas residenciais com potências inferiores a 1kVA.

Antes, porém, serão apresentados os principais distúrbios que afetam a qualidade de energia elétrica e como são desencadeados no sistema elétrico.

1.1 – Distúrbios de Qualidade de Energia Elétrica

De maneira geral, os distúrbios de qualidade de energia se manifestam como deformidades nas formas de onda de tensão e corrente fornecidas (ou recebidas) pela concessionária. Estas deformidades, frequentemente referidas como problemas de qualidade de energia elétrica (QEE), afetam significativamente as cargas críticas [1].

Desse modo, antes do estudo preliminar sobre as topologias e tipos de fontes ininterruptas de energia, será apresentado um resumo da classificação dos principais fenômenos de QEE.

De acordo com as normas de qualidade de energia publicadas pela IEC [2] e pelo IEEE [3], os diversos tipos de distúrbios se enquadram em sete categorias diferentes, a saber: transitórios, variações de curta duração, variações de longa duração, desequilíbrios de tensão, distorções na forma de onda, flutuações de tensão e variações da frequência do sistema.

1.1.1 – Transitórios

O termo transitório, tratado isoladamente, é muito amplo para ter uma definição simplista, uma vez que, em engenharia, é denominado desta forma todo fenômeno que não seja de estado permanente. Para definir mais claramente o termo, subdivide-se o fenômeno em duas categorias como segue.

1.1.1.1 – Transitórios Impulsivos

Os transitórios do tipo impulsivos são também conhecidos como *spikes*. Estes distúrbios de tensão ou de corrente são caracterizados por uma súbita e breve mudança na amplitude da forma de onda analisada. Pelo fato de ocorrerem em frequências acima de 5kHz, são rapidamente amortecidos pela resistência dos cabos de energia. Transitórios do tipo impulsivos tendem a ser de polaridade unidirecional quando estão perto da fonte de origem.

Estes distúrbios são geralmente desencadeados por chaveamento de indutores e capacitores em linhas de transmissão e distribuição, por descargas atmosféricas ou por perdas de fases. A Tabela 1.1 mostra o conteúdo espectral típico e o tempo de duração que caracterizam os transitórios impulsivos [2] e [4].

Tabela 1.1 – Caracterização dos transitórios do tipo impulso.

<i>Categorias</i>	<i>Conteúdo Espectral típico</i>	<i>Duração</i>
Nanosegundos	5 ns	< 50 ns
Microsegundos	1 μ s	50 ns – 1 ms
Milisegundos	0,1 ms	> 1ms

1.1.1.2 – Transitórios Oscilatórios

Consistem de distúrbios de tensão ou de corrente com mudança súbita na polaridade da amplitude da forma de onda. A frequência na qual este distúrbio ocorre é a característica mais importante para detectá-lo e a sua classificação é baseada nas faixas de frequência (alta, média e baixa frequência) para as quais ocorre. Outras formas de caracterizá-lo são pela duração e pela amplitude [2].

Tais fenômenos são originados por diversos tipos de chaveamento de dispositivos, energização de capacitores e transformadores, e do resultado de transitórios impulsivos.

Contudo, os transitórios oscilatórios são mais comuns em sistemas de subtransmissão e de distribuição de energia.

A Tabela 1.2 mostra o conteúdo espectral típico, a duração e a amplitude que caracterizam os transitórios oscilatórios.

Tabela 1.2 – Caracterização dos transitórios do tipo oscilatório.

<i>Categorias</i>	<i>Conteúdo Espectral típico</i>	<i>Duração</i>	<i>Amplitude</i>
Baixa Freq	< 5 kHz	0,3 – 50 ms	0 - 4 pu
Média Freq	5 – 500 kHz	20 μ s	0 - 8 pu
Alta Freq	0,5 – 5 MHz	5 μ s	0 - 4 pu

1.1.2 – Variações de Curta Duração

As variações de tensão de curta duração são caracterizadas pela redução (*sag*) ou elevação (*swell*) da amplitude da tensão no sistema durante um intervalo não superior a um minuto. A redução da amplitude da tensão a valores inferiores a 0,1 pu caracteriza uma interrupção momentânea do sistema.

1.1.2.1 – Afundamento momentâneo de tensão (*Sag*)

Também chamado de *dip* pela comunidade européia, é definido como uma redução de tensão entre a faixa de 0,1 pu a 0,9 pu em valores RMS (do inglês, *Root Mean Square*) e com duração entre oito milisegundos (meio ciclo) a um minuto. Segundo a norma IEEE 1159-1995 a duração de um *sag* pode ser subdividida em três categorias: instantâneo, momentâneo e temporário, como mostra a Tabela 1.3 [2], [5] e [6].

Tabela 1.3 – Durações típicas de um *sag*.

<i>Categorias</i>	<i>Duração Típica</i>	<i>Amplitude Típica</i>
Instantâneo	0,5 – 30 ciclos	0,1 – 0,9 pu
Momentâneo	0,5 – 3 segundos	
Temporário	3 seg – 1 minuto	

Os afundamentos momentâneos de tensão são geralmente confundidos com interrupção momentânea de energia e seus efeitos nos equipamentos podem ser os mesmos. As causas típicas de *sags* são: descargas elétricas, curto circuitos temporários entre fases ou fase-terra, partida de motores de grande porte ou de vários motores ao mesmo tempo.

1.1.2.2 – Elevação momentânea de tensão (Swell)

Swell, também referenciados como *Surge*, são distúrbios que provocam sobretensão na faixa de 1,1 pu a 1,8 pu em valores RMS, com duração compreendida entre oito milissegundos a um minuto. A norma IEEE 1159-1995 também subdivide a duração de tal distúrbio em três subcategorias, como mostra a Tabela 1.4 [2], [5] e [6].

Tabela 1.4 – Durações típicas de um *swell*.

<i>Categorias</i>	<i>Duração Típica</i>	<i>Amplitude Típica</i>
Instantâneo	0,5 – 30 ciclos	1,1 – 1,8 pu
Momentâneo	0,5 – 3 segundos	
Temporário	3 seg – 1 minuto	

As normas ANSI C84.1-1989 e CBEMA (*Computer and Business Equipment Manufacturers Association*) impõem os limites inferiores para *sag* e superiores para *swell* da amplitude da onda de tensão em valores percentuais, bem como a duração em que estes eventos podem ocorrer sem prejudicar cargas residenciais e industriais típicas, conforme mostra a Tabela 1.5 [7] e [8].

Tabela 1.5 – Amplitudes limites para *sag* e *swell*.

<i>Duração</i>	<i>Amplitudes Limites</i>
8 ms – 50 ms	70% - 120%
50ms – 500ms	85% - 120%
< 500ms	Residencial: $\pm 5\%$ Industrial: $\pm 10\%$

Apesar dos distúrbios do tipo *swell* serem mais raros em comparação aos do tipo *sag*, seus efeitos são mais danosos. Tais distúrbios podem ocorrer durante faltas fase-terra, na qual ocorre elevação da tensão nas fases não defeituosas. Isso geralmente ocorre em

sistemas não aterrados ou sistemas ligados em delta quando há uma mudança de referência, resultando em uma elevação da tensão nas fases não aterradas.

Outra causa comum de distúrbios do tipo *swell* é a rejeição súbita de grandes blocos de cargas do sistema elétrico.

1.1.2.3 – Interrupção

Interrupção é a queda brusca da amplitude da componente fundamental em valores abaixo de 0,1 pu, sendo classificada entre interrupção momentânea (duração entre 30 ciclos e 3s) e interrupção temporária (duração entre 3s e 1 min). As causas de interrupções são faltas, falhas em equipamentos de fornecimento de energia e equipamentos de controle.

1.1.3 – Variações de Longa Duração

No contexto de QEE, qualquer fenômeno com duração maior que um minuto é considerado como de longa duração. Os fenômenos que se enquadram nesta classificação são as interrupções sustentadas, subtensões e sobretensões.

1.1.3.1 – Interrupção Sustentada

Interrupção sustentada é a queda da tensão para 0 pu em intervalos de tempo maiores que um minuto. Suas causas estão associadas a problemas na geração ou cortes de energia.

1.1.3.2 – Subtensão

Subtensão é a diminuição da amplitude da tensão entre 0,8 e 0,9 pu. Suas principais causas são as entradas de grandes blocos de cargas na rede e a saída de bancos de capacitores compensadores de tensão. Se não estiver caracterizada uma sobrecarga o sistema se recupera e a tensão retorna aos valores nominais. Caso contrário, a tensão pode permanecer baixa durante a operação da carga causadora do fenômeno.

1.1.3.3 – Sobretensão

Sobretensão é a elevação da amplitude da tensão entre 1,1 e 1,2 pu. Além de ser causada pela saída de grandes blocos de cargas na rede, também é causada por deficiências

na regulação da tensão por bancos de capacitores e o incorreto uso de *taps* em transformadores.

1.1.4 – Desequilíbrios de Tensão

Desequilíbrios de tensão referem-se às diferenças entre os valores eficazes (*rms*) das tensões de um sistema trifásico. Podem ser medidos como a razão entre a componente de sequência negativa ou zero da tensão e a componente de sequência positiva; valores típicos de desequilíbrios de tensão estão entre 0,5 e 2 %. As principais fontes de desequilíbrios de tensão são alocações mal dimensionadas de cargas nas fases.

1.1.5 – Distorções na Forma de Onda

As distorções das formas de onda são definidas como desvios da forma senoidal da tensão do sistema. Estas distorções se apresentam em regime permanente no sistema e são causadas, em sua grande maioria, pelas presenças de nível CC (Corrente Contínua), harmônicos, inter-harmônicos, *notches* e ruídos no sistema elétrico.

1.1.5.1 – Nível CC

É definido como um deslocamento do sinal CA proporcional a um nível de tensão ou corrente contínuos. Tal fenômeno é indesejado porque pode contribuir para a saturação de transformadores e causar desgastes na isolação, dentre outras consequências. Valores típicos da magnitude destes fenômenos se encontram abaixo de 0,001 pu.

1.1.5.2 – Harmônicos

Harmônicos são os principais distúrbios causadores de deformações nas formas de ondas de corrente e tensão em sistemas elétricos de potência (SEP). O sinal senoidal com frequência fundamental é combinado com outros sinais, cujas frequências são múltiplos inteiros da frequência fundamental, gerando uma forma de onda distorcida.

Os harmônicos, diferentemente dos transitórios, distorcem as formas de onda da tensão e da corrente em regime permanente. São exemplos de fontes geradoras de

harmônicos os retificadores a diodos, inversores de frequência, controladores de velocidade de motores, fontes chaveadas e outros dispositivos advindos da eletrônica de potência [9].

1.1.5.3 – Inter-harmônicos

Os inter-harmônicos são sinais de tensões e/ou correntes cujas frequências não são múltiplos inteiros da frequência fundamental do sistema elétrico. Costumam originar-se em cargas com formas de onda de corrente não periódicas em 60 Hz, como por exemplo, cicloconversores e fornos a arco [8].

1.1.5.4 – Notches

Notches são distúrbios de variações abruptas na forma de onda da tensão causadas principalmente por pontes retificadoras tiristorizadas. Em conversores estáticos, a comutação de uma fase para outra causa curtos-circuitos momentâneos, que tendem a levar o valor instantâneo da tensão a um nível mais baixo. Outro fato importante em relação a este fenômeno é a possível fadiga em isolamentos de transformadores e componentes eletrônicos, uma vez que as variações de tensão típicas dos *notches* apresentam derivadas (dv/dt) elevadas.

1.1.5.5 – Ruído

É qualquer sinal indesejado presente nas linhas de suprimento de energia que não pode ser classificado como harmônico ou transiente. Geralmente apresenta uma distribuição espectral abaixo de 200 kHz. A faixa de frequência e a amplitude do ruído dependem de sua fonte. Valores típicos de magnitude se encontram em torno de 0,01pu. Os ruídos podem ser causados por comutadores eletrônicos, circuitos de controle, fornos a arco, equipamentos de solda, entre outros.

1.1.6 – Flutuações de Tensão

Flutuações de tensão são variações na forma de onda da tensão como modulações da componente fundamental, similar à modulação em amplitude (do inglês, *Amplitude Modulation* - AM), com valores típicos de frequência na faixa entre 6Hz e 8 Hz e limites

menores que 25 Hz. Tais fenômenos são aleatórios e fazem com que o valor da tensão da rede geralmente varie na faixa de 0,95 a 1,05 pu.

As causas mais prováveis se devem a cargas que sofrem significantes variações de corrente, especialmente cargas reativas. Fornos a arco ligados aos sistemas de transmissão e distribuição são as fontes mais comuns de geração de flutuações de tensão.

Geralmente, o termo *flicker* é usado erroneamente para descrever o fenômeno elétrico da flutuação de tensão. Na verdade, o termo *flicker* se refere à cintilação luminosa (fenômeno luminoso) nas lâmpadas, visível a olho nu, causado por uma flutuação de tensão.

1.1.7 – Variações da Frequência do Sistema

Variações de frequência são desvios da frequência nominal da tensão gerada. Podem ser mais facilmente observadas em pequenos sistemas de geração e são causadas por grandes variações de carga que tendem a frear o gerador, pois o regulador de velocidade não é rápido o suficiente para corrigir a rotação. Nos grandes sistemas públicos de geração este fenômeno é pouco observado devido ao grande número de geradores operando em paralelo. Desta forma, a variação típica da frequência em sistemas interligados é da ordem de $\pm 1\%$, ou seja, praticamente desprezível e sem conseqüências para as cargas.

1.2 – Tipos de UPS

As UPSs geralmente são classificadas seguindo basicamente dois critérios. O primeiro diz respeito ao tipo de tecnologia com que as mesmas são construídas; neste contexto estão inseridas as UPSs rotativas, as UPSs híbridas e as UPSs estáticas. Historicamente, esta classificação é consequência principalmente dos desenvolvimentos tecnológicos das indústrias fabricantes de dispositivos semicondutores de potência, ao longo das últimas décadas.

O segundo critério, diz respeito aos tipos de distúrbios em QEE que as UPSs conseguem corrigir. Nesse sentido, as UPSs podem ser *offline* (espera passiva), *online* (de dupla conversão) ou do tipo interativa. Esse segundo critério passou a ser usado após a

disseminação das UPSs estáticas no mercado e foi normatizado, a partir de 1995, pela normas IEEE 1159, IEC 62040-3 e ENV-500091-3 [3] e [19].

1.2.1 – UPS Rotativa

A UPS rotativa foi o primeiro modelo de sistema capaz de suprir energia para cargas críticas por longos períodos, independentemente da concessionária. A utilização dessa tecnologia de UPS era reservada para aplicações específicas em processos industriais, hospitalares e militares, em meados das décadas de 70 e 80 [10]. A capacidade de fornecimento desse sistema podia chegar até alguns poucos megawatts de potência. A Figura 1.1 mostra o diagrama de blocos da estrutura física deste tipo de UPS.

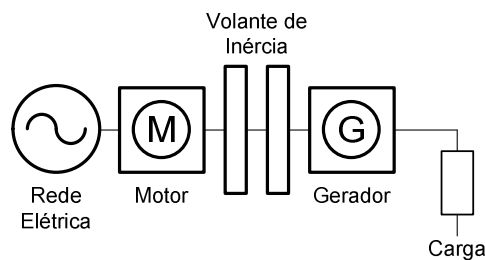


Figura 1.1 – UPS rotativa constituída de um grupo moto-gerador e volante de inércia (figura adaptada de [12]).

O conceito empregado neste sistema consiste em fornecer energia para a carga, incondicionalmente, por meio do grupo motor-gerador. O volante de inércia, que é uma grande massa girante, garante por alguns poucos minutos que nenhum distúrbio seja transmitido para a carga. Outra garantia que o volante de inércia trás é impedir que os transitórios da carga afetem a rede elétrica.

Apesar da simplicidade, sistemas iguais a este mostrado na Figura 1.1 possuem perdas de conversão acentuada e não garantem o fornecimento de energia em caso de uma interrupção sustentada.

Para contornar estas desvantagens, outras topologias que empregam motor a diesel foram propostas, conforme mostra a Figura 1.2 [11] e [12].

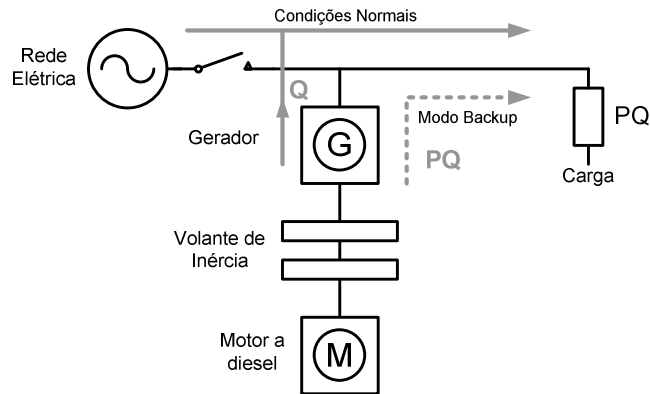


Figura 1.2 – UPS rotativa empregando motor a diesel (figura adaptada de [12]).

Sob condições normais de operação, a concessionária supre a carga com potência ativa, enquanto o motor síncrono é usado para fazer compensação de energia reativa. Quando ocorre algum distúrbio na rede, o interruptor estático é aberto e a máquina síncrona passa a operar como gerador. A função do volante de inércia é manter a rotação do eixo aproximadamente constante até o motor a diesel entrar em regime e sincronizar o sistema. Pode-se considerar este arranjo como *offline*, uma vez que o gerador só fornece energia ativa para a carga quando há falta de energia na rede principal.

1.2.2 – UPS Híbrida

A combinação da UPS rotativa com elementos semicondutores de potência resultou na UPS híbrida. Este sistema ganhou destaque pelo fato de possuir maior estabilidade dos parâmetros de saída do gerador devido ao uso dos sistemas eletrônicos. No sistema híbrido, o gerador mantém a frequência em seus terminais praticamente constante, desde que a velocidade do rotor esteja compreendida entre 3.150 e 3.600 rpm.

Por este motivo, um controlador de velocidade é usado para garantir que a velocidade do volante de inércia esteja sempre dentro da faixa de operação estipulada. A Figura 1.3 mostra o diagrama de blocos deste sistema [10].

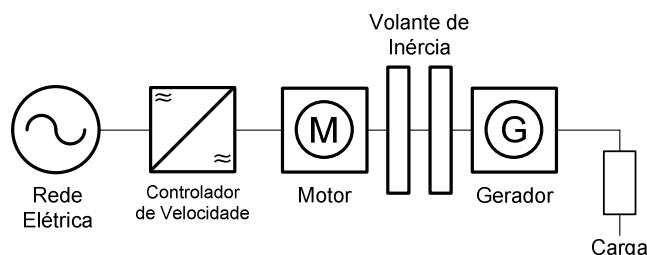


Figura 1.3 – Diagrama de blocos de uma UPS híbrida (figura adaptada de [12]).

Outra topologia que foi concebida graças à inserção de conversores estáticos de potência é mostrada na Figura 1.4. Com o uso do banco de baterias em substituição ao volante de inércia, é possível reduzir o volume e o peso do sistema consideravelmente.

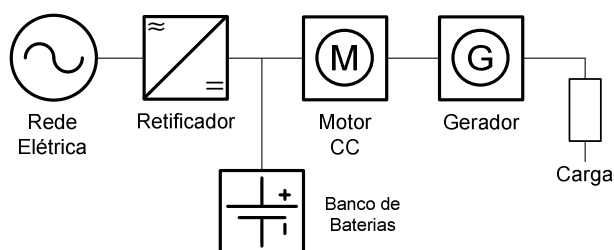


Figura 1.4 – Sistema híbrido empregando banco de baterias e retificador estático.

Outras topologias de UPS híbrida que utilizam grupo motor-gerador, banco de baterias e gerador a diesel podem ser encontradas em [11].

1.2.3 – UPS Estática

A UPS estática baseia-se na utilização de interruptores estáticos semicondutores de potência, partes integrantes dos inversores e conversores de frequência. A utilização dos dispositivos semicondutores em sistemas UPS possibilitou a redução de volume e peso do sistema, bem como aumento de sua eficiência. A redução dos custos de produção destes dispositivos popularizou a UPS estática de modo a atender aos mais diversos tipos de cargas. Atualmente, são ofertadas no mercado três tecnologias de UPS: UPS *Offline* ou de Espera Passiva, UPS *Online* ou de Dupla Conversão e UPS Interativa, classificadas assim pelas normas 1159, IEC 62040-3 e ENV-500091-3 [3] e [19].

1.2.3.1 – UPS de Espera Passiva

A Figura 1.5 mostra o diagrama de blocos de uma UPS de espera passiva. Esta UPS tem como principal característica o compromisso de manter a continuidade no fornecimento de energia para a carga a um custo reduzido.

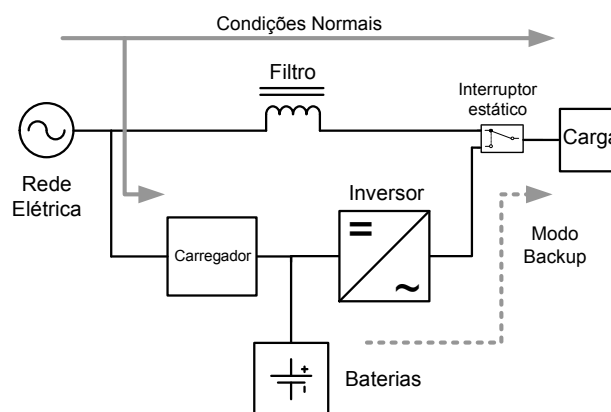


Figura 1.5 – UPS de Espera Passiva.

A topologia da UPS de espera passiva é constituída por um circuito carregador de baterias, um banco de baterias, um inversor de frequência e um interruptor estático de desvio (*bypass*). Em condições normais de operação, a carga é alimentada pela concessionária. Durante esse período, o circuito carregador monitora constantemente o banco de baterias, de forma a garantir sua capacidade máxima de carga.

Na falta de energia da rede, o interruptor estático tem seu estado alterado, conectando a carga aos terminais de saída do inversor de frequência. A energia contida no banco de baterias é então utilizada pelo inversor para alimentar a carga. Essa situação caracteriza modo de operação *backup*.

Como desvantagem desta topologia pode-se citar o fato de que o sistema apenas protege a carga contra as interrupções de curta duração, o que justifica o seu baixo preço em relação às outras tecnologias [12], [16] e [17].

1.2.3.2 – UPS de Dupla Conversão

A Figura 1.6 mostra a topologia básica da UPS de dupla conversão. Esta topologia recebe esta designação, devido ao fato que, durante a operação normal, a energia flui pelos terminais do retificador e pelos terminais do inversor até chegar na carga. Como o retificador está sempre conectado à rede, o banco de baterias está sempre carregado, não necessitando de um estágio específico para realizar tal tarefa.

A principal vantagem desta topologia pode ser observada durante um distúrbio da rede elétrica; nesta situação, o inversor de frequência supre, de maneira contínua, a energia para a carga sem que haja perda de sincronismo, em decorrência de atraso na abertura de chaves. Existe, portanto, uma independência da frequência, da fase e da amplitude entre as tensões de entrada e de saída da UPS.

No entanto, a dupla conversão é responsável por aumentar as perdas por chaveamento na UPS. Além disso, o retificador deve ser projetado para suportar a máxima potência que a carga pode consumir, mais a potência necessária para carregar o banco de baterias. Estas exigências de projeto acarretam aumento de volume e custo para o sistema [12] e [13].

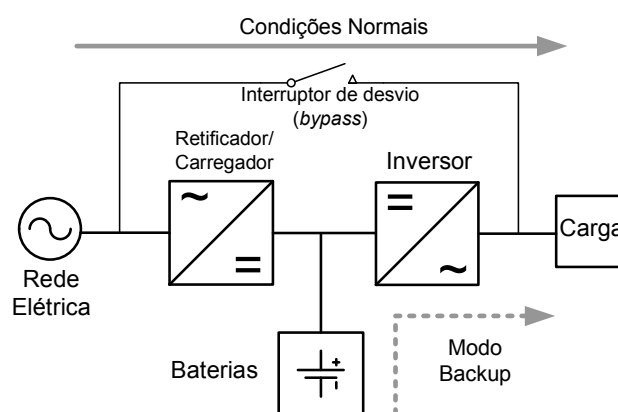


Figura 1.6 – UPS de Dupla Conversão.

1.2.3.3 – UPS Interativa

Finalmente, a Figura 1.7 mostra a topologia da UPS interativa. Tecnicamente, a UPS interativa possui desempenho e custo intermediário entre a UPS de espera passiva e a UPS de dupla conversão. Esta UPS é formada por um conversor bidirecional que conecta o banco de baterias na carga. Em condições normais de operação, a rede da concessionária alimenta a carga, enquanto o conversor bidirecional faz a recarga do banco de baterias. Ainda sob condições normais, o conversor bidirecional pode fazer a compensação de harmônicos da forma de onda da corrente de entrada. Em outras palavras, o conversor bidirecional pode atuar como um filtro ativo paralelo [25], [26] e [27].

Quando ocorre a interrupção no fornecimento de energia da rede elétrica, a chave estática desconecta a carga da rede principal e o conversor bidirecional passa a funcionar como um inversor de frequência, alimentando a carga com a energia armazenada no banco de baterias.

A principal vantagem desta topologia de UPS é a simplicidade e o baixo custo dos equipamentos quando comparada à UPS de dupla conversão. Outra característica que a faz atrativa em relação à UPS de dupla conversão são os reguladores de tensão agregados ao sistema. Estes possibilitam o ajuste da tensão nos terminais da carga sem, no entanto, utilizar a energia das baterias, mesmo quando a rede apresenta sobretensões ou subtensões de curta duração. Assim, o número de transferências para o modo *backup* é reduzido, o que prolonga a vida do banco de baterias.

Como desvantagem frente à UPS de dupla conversão, esta topologia não consegue regular os distúrbios que afetam a frequência da tensão da rede.

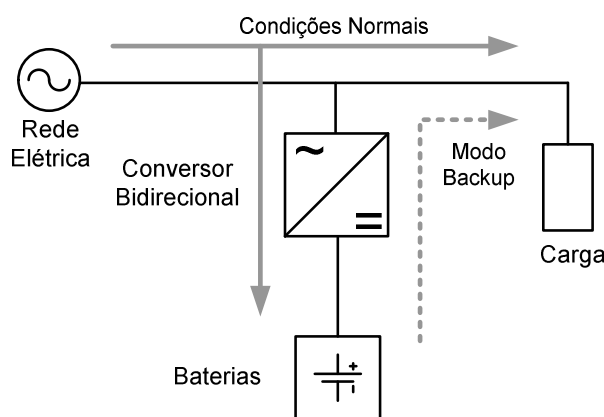


Figura 1.7 – UPS Interativa.

Uma configuração especial de UPS interativa derivada da topologia original é mostrada na Figura 1.8. A UPS série-paralela ou UPS de conversão delta⁽¹⁾, como é popularmente conhecida, é formada por dois conversores conectados ao banco de baterias. O conversor série, ou delta, é ligado em série com o ramal de entrada da UPS através de um transformador enquanto o conversor paralelo ou principal é conectado em paralelo com os terminais da carga.

Dentre as vantagens desta topologia pode-se citar a possibilidade de correção do fator de potência e de filtrar os harmônicos da tensão de entrada e da corrente da carga [14], [16] e [18]. No Capítulo 2, um estudo mais aprofundado sobre a UPS do tipo delta será apresentado.

⁽¹⁾ O termo delta refere-se à compensação de tensão série, $v_c(t)$, dada em função da diferença entre a tensão de referência nos terminais da carga, $v_L(t)^*$, e a tensão da rede elétrica, $v_s(t)$, ou seja, $\Delta v_c(t) = v_L(t)^* - v_s(t)$.

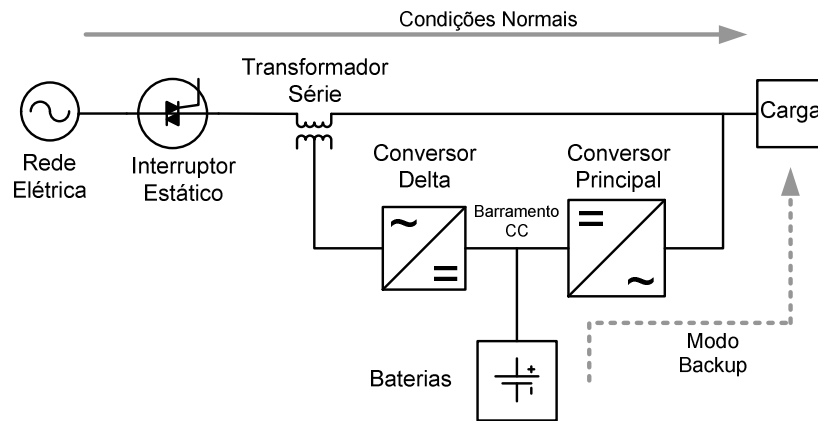


Figura 1.8 - UPS Interativa do tipo Delta.

A Tabela 1.6 sumariza os principais distúrbios de QEE classificados pelas normas IEEE 1159 [3], IEC 62040-3 e ENV-500091-3 [19], enquanto a última coluna da tabela mostra o tipo de UPS mais indicada para compensá-los.

Tabela 1.6 – Classificação dos distúrbios de QEE e as tecnologias de UPS usadas para compensá-los.

IEEE 1159-1992		IEC 62040-3	Tipo de UPS	
DISTÚRBIO	DURAÇÃO		Off-line UPS	Delta (line-interactive) UPS
Interrupção	> 10ms	Dependente da tensão e da frequência de entrada	Off-line UPS	Delta (line-interactive) UPS
Sag	< 16ms	Independente da tensão	Delta (line-interactive) UPS	
Swell	< 16ms			
Sobre-tensão	> 16ms			
Sub-tensão	> 16ms			
Ruído	não-periódico			
Transitórios	< 4ms			
Distorção Harmônica	regime permanente	Independente da tensão e da frequência de entrada	Delta (line-interactive) UPS	
Variação de Frequência	esporádico			

1.3 – Objetivos

O objetivo desse trabalho é apresentar um estudo sobre topologias alternativas de fontes ininterruptas de energia do tipo delta para emprego em cargas monofásicas de até 1kVA. Duas diferentes topologias para o conversor CC-CC serão investigadas; no entanto, apenas uma delas será testada experimentalmente.

As análises dos resultados serão realizadas por meio de simulações, usando o software PSIM[®], e por comparações com os resultados obtidos com um protótipo de laboratório.

1.4 – Sumário

O texto desta dissertação está organizado em seis capítulos, incluindo os capítulos de Introdução e de Conclusões, além dos Apêndices.

O Capítulo 2 descreve em detalhes o funcionamento da UPS série-paralela ou UPS de conversão delta. São apresentadas as funções desempenhadas por cada conversor e os modos de operação do sistema mediante as condições da rede elétrica.

No Capítulo 3 é apresentada a proposta de uma nova topologia de UPS monofásica do tipo delta, para aplicações em cargas de até 1kVA. São analisados dois desdobramentos desta nova topologia, cujo objetivo é selecionar a estrutura mais adequada para ensaios teóricos e práticos.

No Capítulo 4, são apresentados os modelos matemáticos e os projetos dos elementos constituintes da topologia selecionada.

A partir dos valores dos elementos projetados no Capítulo 4 são apresentados, no Capítulo 5, os resultados de simulação e também os resultados experimentais medidos diretamente no protótipo.

Por fim, no Capítulo 6, são apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e algumas sugestões para trabalhos futuros que podem resultar na continuidade desta pesquisa.

No Apêndice A são mostrados os procedimentos necessários ao projeto das malhas de controle referenciadas no Capítulo 3.

No Apêndice B são mostrados os diagramas esquemáticos dos circuitos eletrônicos usados para a obtenção dos resultados experimentais referenciados no Capítulo 5.

2

UPS de Conversão Delta

A topologia dos conversores série-paralela conectados a um mesmo barramento CC vem sendo usada há anos em muitas aplicações industriais. Dentre as principais destacam-se os controladores de fluxo de potência (do inglês, *Unified Power Flow Controller - UPFC*) e os condicionadores de QEE (do inglês, *Unified Power Quality Conditioner - UPQC*), para aplicações em sistemas de transmissão e distribuição [16]. Contudo, foram nas aplicações de fontes ininterruptas de energia que essa estrutura passou a ser mais difundida no mercado.

Neste capítulo, são apresentadas as principais características da UPS interativa série-paralela ou de conversão delta, mostrada na Figura 1.8 e repetida na Figura 2.1. De forma sucinta, é apresentado o princípio de funcionamento dos conversores delta e principal, bem como o sistema de controle está estruturado. São apresentados também os motivos que levaram a proposição de uma nova topologia.

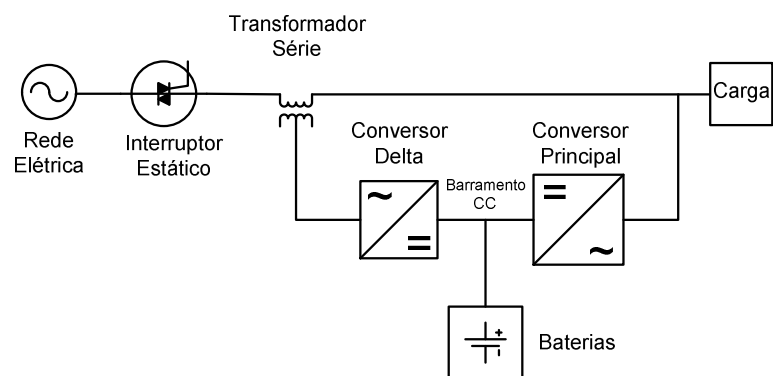


Figura 2.1 – UPS Interativa Série-Paralela ou do tipo Delta.

2.1 – Características da UPS de Conversão Delta

Dado o potencial da UPS interativa, os esforços de diversos grupos de pesquisa para melhorar seu desempenho como um todo culminaram na topologia série-paralela de conversão delta [14], [15], [21] e [22]. Esta topologia elimina as desvantagens da UPS de espera passiva e da UPS de dupla conversão, no que se refere ao melhor aproveitamento da energia (menores perdas de chaveamento), capacidade de corrigir distúrbios e custos.

A Figura 2.2 mostra o diagrama esquemático da UPS tipo delta monofásica. Os conversores fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter - VSC*) delta e principal são acoplados ao banco de baterias através de um barramento CC. O conversor delta está conectado em série com o ramo de entrada por meio de um transformador, enquanto o conversor principal está conectado em paralelo com os terminais da carga.

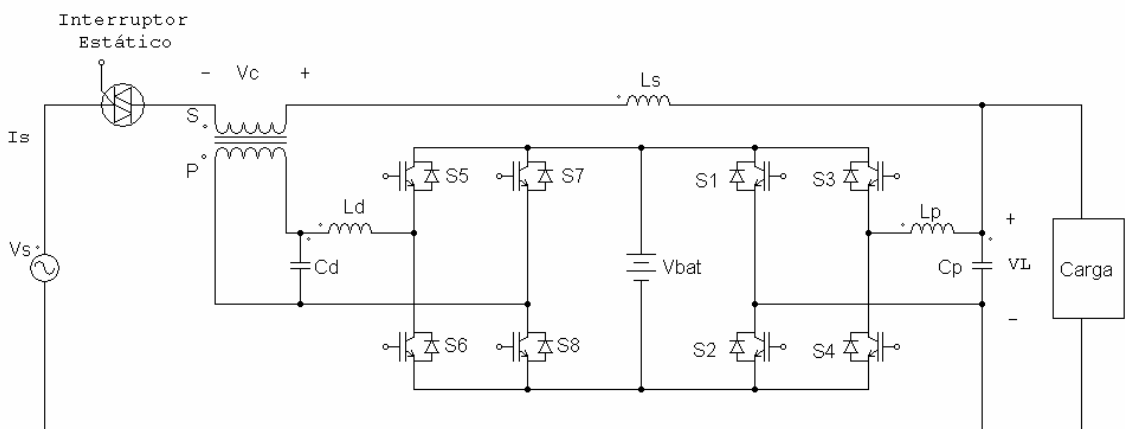


Figura 2.2 – Diagrama esquemático da UPS de conversão delta.

A estratégia de controle dos interruptores dos VSC`s série e paralelo pode seguir duas metodologias distintas. Na primeira, o conversor delta é controlado para operar como fonte de corrente senoidal. Todo o fluxo de corrente que vai para a carga é controlado para que este esteja sempre em fase com a tensão da rede elétrica. A tensão no lado secundário do transformador série também é possibilitada pelo controle da corrente. Por estes motivos, a correção do fator de potência e a regulação da tensão nos terminais da carga são factíveis na topologia delta.

O conversor principal, por sua vez, é projetado para sintetizar em seus terminais uma tensão senoidal com mesma amplitude e fase da tensão da rede. A tensão entregue nos

terminais da carga, portanto, não estará sujeita às perturbações que por ventura estiverem presentes na rede. A Figura 2.3 mostra o circuito equivalente simplificado da UPS tipo delta quando é empregado esta metodologia de controle.

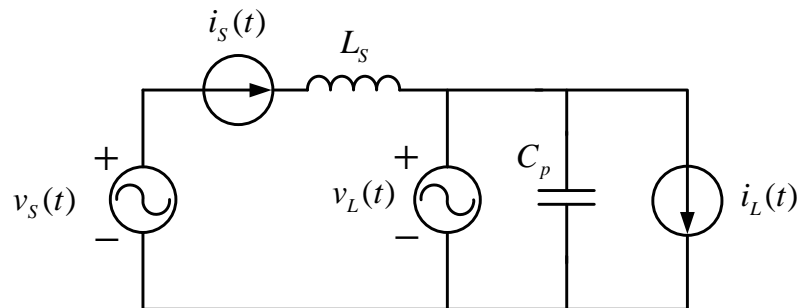


Figura 2.3 – Circuito equivalente simplificado da UPS tipo delta empregando a primeira metodologia de controle.

O capacitor C_p , mostrado no circuito equivalente, é responsável pela filtragem das componentes harmônicas de corrente de alta frequência. A indutância L_s é usada para representar a queda de tensão série do sistema, cujo valor é inferior a $100\mu H$, tipicamente.

Na segunda metodologia de controle, o conversor delta é projetado para funcionar como uma fonte de tensão não senoidal para eliminar as componentes harmônicas da tensão da rede e fazer a regulação da tensão do sistema, enquanto o conversor principal atua no sentido de eliminar as correntes harmônicas da carga. A Figura 2.4 mostra o circuito equivalente simplificado da UPS tipo para esta metodologia de controle.

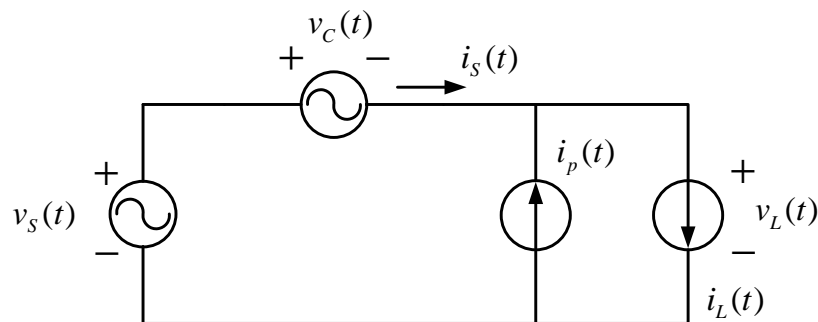


Figura 2.4 – Circuito equivalente simplificado da UPS tipo delta empregando a segunda metodologia de controle.

As duas metodologias mencionadas fazem a UPS tipo delta desempenhar todas as funções que a distingue das demais. Todavia, considerando o tempo de transição entre os modos de operação possíveis, a primeira se mostra mais adequada para aplicação de média e alta potência.

Geralmente, apenas uma pequena parcela da potência nominal do sistema (até 15%) flui pelo conversor delta. Essa potência irá depender da amplitude e da fase da tensão nos terminais do conversor delta que, por sua vez, depende do desequilíbrio entre a tensão da rede e a tensão nos terminais da carga. Esta característica assegura melhor desempenho em comparação com a topologia de espera passiva e garante menor custo, menor volume e maior eficiência, em comparação com a topologia de dupla conversão.

Portanto, com estas características de operação, a UPS tipo delta proporciona total proteção contra os distúrbios de tensão e corrente, originados tanto na rede elétrica quanto por cargas não-lineares. A exceção é dada àqueles distúrbios relacionados à variação da frequência do sistema.

A seguir, será mostrado o funcionamento do sistema face às condições da rede elétrica.

2.2 – Modos de Operação da UPS Tipo Delta

A literatura descreve três modos de operação para a UPS delta: o modo normal, o modo *backup* e o modo de recarga das baterias; o que diferencia cada modo de operação é a necessidade, ou não, de se retirar ou repor energia do banco de baterias. No modo normal, o fluxo de potência das baterias é nulo. Já no modo *backup*, a energia armazenada no banco é utilizada para alimentar a carga. No modo de recarga, a energia retirada durante o modo *backup* deve ser novamente acumulada nas baterias. A seguir, estes três modos de operação serão discutidos em detalhes.

2.2.1 – Modo Normal

No modo normal, a tensão da rede elétrica pode operar dentro dos limites estabelecidos (variação máxima de $\pm 1\%$ do valor nominal), como também na presença de distúrbios. Por este motivo, serão analisados o desempenho dos conversores delta e principal sob três condições de operação da rede elétrica: sob condições normais, com subtensão de 15% e com sobretensão de 15%.

1. Rede elétrica em condições normais:

Nesta situação, a tensão da rede obedece aos limites estabelecidos em normas. A UPS opera com potência nominal, a tensão nos terminais do conversor principal está sincronizada com a tensão da rede e o banco de baterias está completamente carregado.

Partindo desse pressuposto e assumindo que a carga seja puramente resistiva, a corrente de entrada $i_s(t)$ do sistema é senoidal e não há defasagem com a tensão de entrada $v_s(t)$. Nenhuma compensação de corrente é necessária, o que faz com que a tensão sobre o transformador série seja nula. As seguintes relações podem ser escritas:

$$v_L(t) = v_s(t) = V_s \text{sen}(\omega t) \quad (2.1)$$

$$i_L(t) = I_L \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (2.2)$$

$$v_{L_s}(t) = X_s \cdot \dot{I}_s = 0 \quad (2.3)$$

em que $X_s = j\omega L_s$ e $\omega = 2\pi f$.

Portanto, tanto o conversor delta como o conversor principal estão inativos. De maneira idealizada, pode-se dizer que não há perdas no sistema para esta situação. A Figura 2.5 ilustra esta condição.

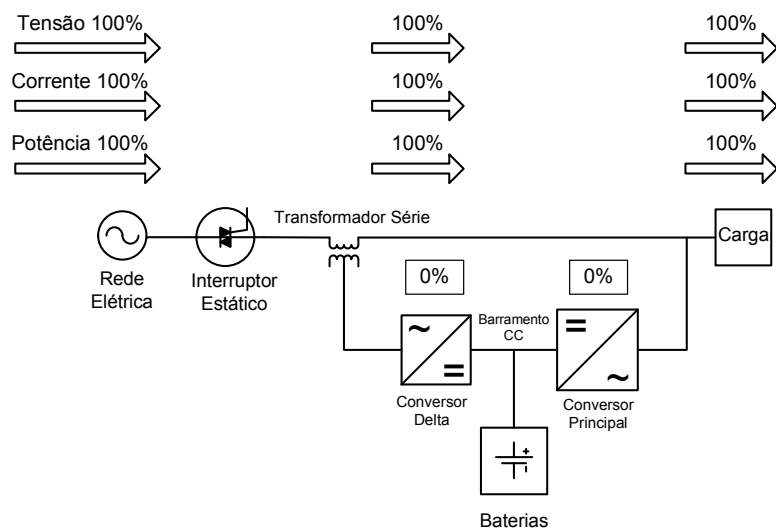


Figura 2.5 – Balanço de potência na UPS tipo delta sob condições normais

Assumindo-se agora uma carga indutiva ou não-linear, a parcela reativa da corrente $i_L(t)$, bem como as componentes harmônicas, são compensadas pelo conversor principal.

Nesta situação, o conversor principal atua como um filtro ativo paralelo [25], [26] e [27]. Do exposto em (2.1), (2.2) e (2.3), e sabendo-se que o conversor delta mantém-se inoperante, $v_c(t) = 0$, traça-se o diagrama fasorial para essa situação, conforme mostra a Figura 2.6.

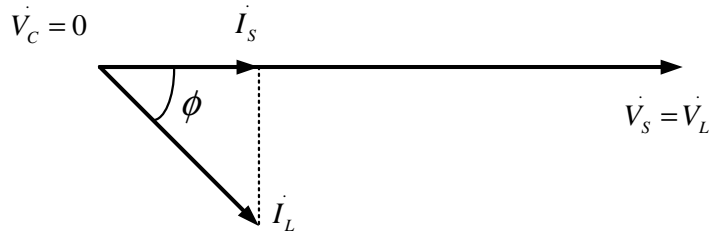


Figura 2.6 – Diagrama fasorial da UPS tipo delta alimentando carga indutiva sob condições normais.

Nesta situação o conversor principal somente compensa a energia reativa da carga e possíveis correntes harmônicas.

2. Rede elétrica com subtensão de 15%:

A Figura 2.7 mostra o fluxo de potência nos conversores para esta situação. Quando a rede elétrica opera com subtensão de 15%, ocorre um desequilíbrio entre a tensão de entrada $v_s(t)$ e a tensão nos terminais do conversor principal $v_L(t)$. Assumindo que o sistema alimenta uma carga indutiva ou não linear, as seguintes equações são escritas:

$$v_s(t) = V_s \sin(\omega t) \quad (2.4)$$

$$v_L(t) = V_L \sin(\omega t) \quad (2.5)$$

$$v_c(t) = V_c \sin(\omega t + \delta) \quad (2.6)$$

$$v_{Ls}(t) = X_s \dot{I}_s = V_{Ls} \sin(\omega t + 90^\circ) \quad (2.7)$$

Para corrigir esse desequilíbrio, é necessário gerar uma tensão nos terminais do transformador série capaz de compensar a tensão de entrada em 15%. A potência extra requerida para realizar a compensação é absorvida da própria rede elétrica pelos terminais CA do conversor principal. O fluxo de potência é então transmitido ao conversor delta via barramento CC. Esta estratégia de controle recebe o nome de “balanço de potência”.

Similarmente ao que acontece na UPS de dupla conversão, o caminho do fluxo de potência passa pelos dois VSC's. Devido a esta dupla conversão, passam a ocorrer perdas por efeito joule referentes ao processo de comutação dos conversores. Contudo, como a potência máxima utilizada para realizar o balanço das tensões $v_s(t)$ e $v_L(t)$ não é superior a 15% da potência nominal do sistema, as perdas não são maiores que aquelas observadas na UPS de dupla conversão.

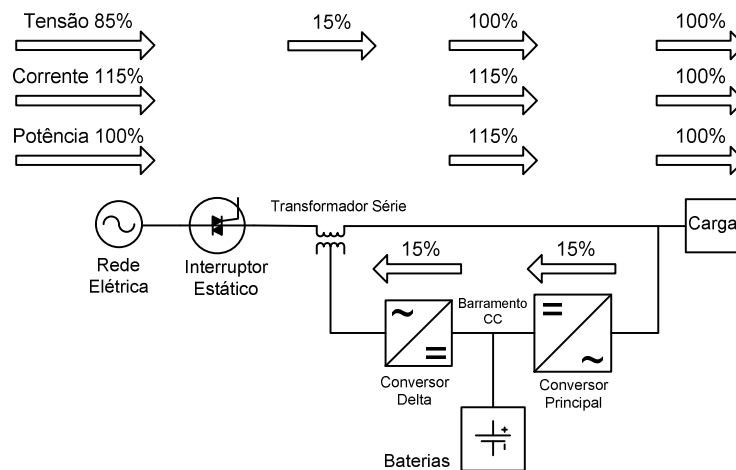


Figura 2.7 - Balanço de potência na UPS tipo delta com subtensão de 15%.

Neste processo de compensação observa-se ainda que a UPS apenas injeta a diferença de tensão entre a entrada do sistema e a tensão de referência da carga, justificando assim o nome dado à UPS. A Figura 2.8 mostra o diagrama fasorial do sistema para a rede elétrica operando com subtensão de 15%.

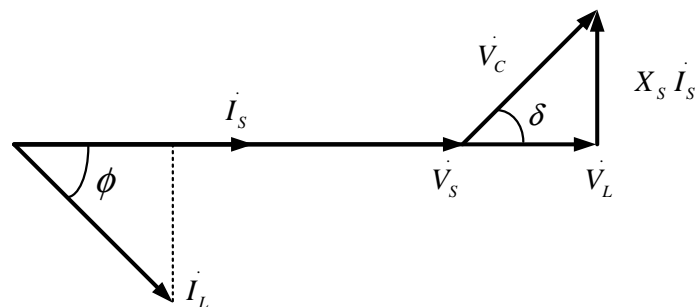


Figura 2.8 - Diagrama fasorial da UPS tipo delta alimentando carga indutiva e rede operando com subtensão de 15%.

A análise do sistema para a UPS alimentando carga capacitiva, quando a rede elétrica opera com subtensão, é executada de maneira semelhante à realizada para carga indutiva.

3. Rede elétrica com sobre-tensão de 15%:

A última situação a ser analisada para o modo normal é a condição de sobre-tensão da rede elétrica. Ao contrário do que acontece para sub-tensão, o conversor delta deve absorver parte da tensão de entrada $v_s(t)$ para que seja realizado o balanço das tensões no sistema. Neste caso, 15% da potência de entrada passam do conversor delta para o conversor principal e deste para a carga. Novamente, a dupla conversão do fluxo de potência acarreta perdas para o sistema.

A Figura 2.9 e a Figura 2.10 mostram o fluxo de potência nos conversores e o diagrama fasorial do sistema, respectivamente.

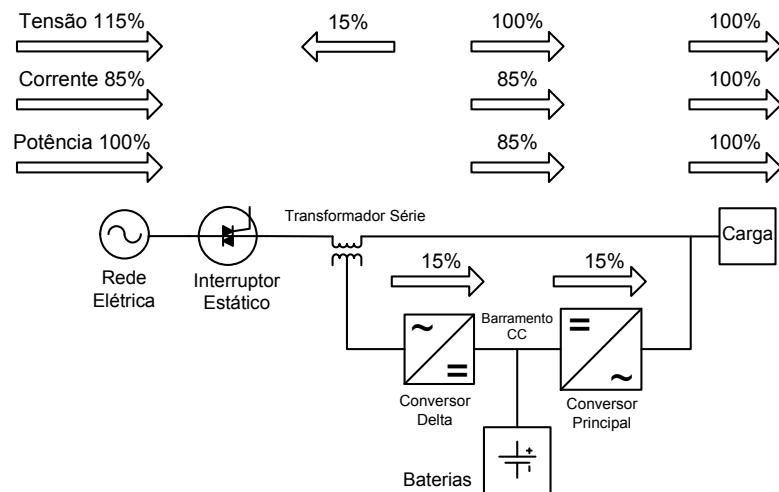


Figura 2.9 - Balanço de potência na UPS tipo delta com sobre-tensão de 15%.

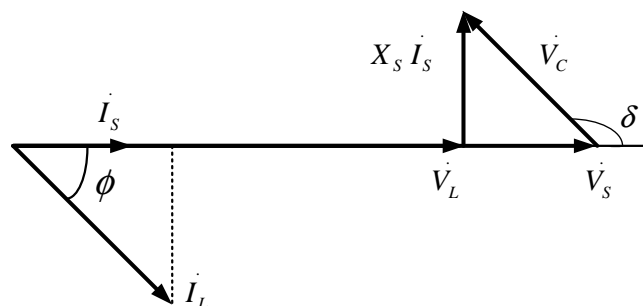


Figura 2.10 - Diagrama fasorial da UPS tipo delta com sobre-tensão de 15%.

Como a análise do sistema para esta situação, quando a UPS alimenta carga capacitiva, é semelhante à realizada para carga indutiva, optou-se pela simplificação da discussão.

2.2.2 – Modo *Backup*

Com a interrupção do fornecimento de energia pela concessionária o interruptor estático desconecta a UPS da rede elétrica. O controle de disparo do conversor delta é bloqueado de forma a deixá-lo inativo, enquanto o conversor principal alimenta a carga com a energia armazenada no banco de baterias.

Enquanto o projeto do conversor delta é dimensionado para suportar até 15% da potência nominal do sistema, fica claro que o projeto do conversor principal deve suportar a potência nominal do sistema; caso contrário, o desempenho da UPS tipo delta estaria comprometido no modo *backup*.

O tempo de transição do modo normal para o modo *backup* é praticamente nulo. Um circuito de PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*) garante o sincronismo da tensão de saída do conversor principal com a tensão da rede. O princípio de funcionamento do modo *backup* se assemelha aos dos dispositivos *no-breaks*, largamente difundidos no mercado [13]-[16] e [18].

Tão logo a rede da concessionária se restabeleça, o sistema de controle automaticamente comuta do modo *backup* para o modo normal. O processo de recarga do banco de baterias também é iniciado nesse estágio. A Figura 2.11 mostra o fluxo de potência para o modo de operação *backup*.

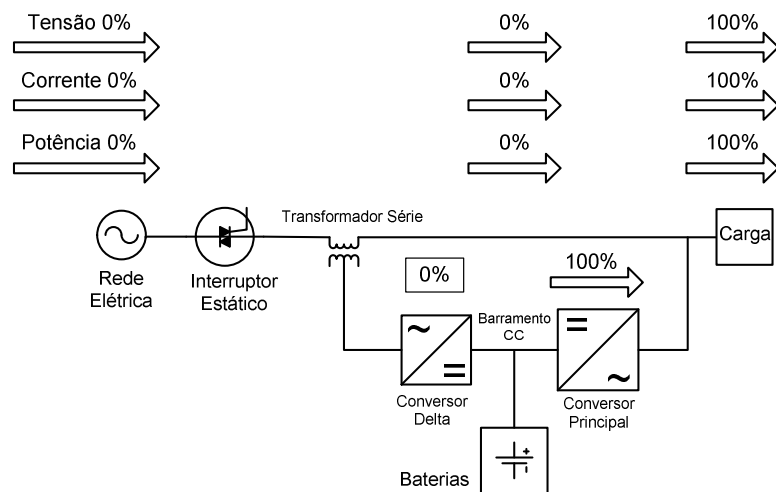


Figura 2.11 - Balanço de potência na UPS tipo delta durante modo *backup*

2.2.3 – Modo de Recarga das Baterias

Logo após cada operação no modo *backup*, o banco de baterias necessita que a energia seja novamente acumulada, uma vez que a tensão do barramento CC diminui com a descarga do banco. O conversor principal é então controlado para drenar da rede certa quantidade de potência ativa e, assim, promover a recarga das baterias. A Figura 2.12 ilustra uma situação em que 10% da potência nominal do sistema está sendo usada no processo de recarga.

Ressalta-se que, enquanto a UPS tipo delta opera no modo de recarga, a possibilidade de compensar distúrbios de tensão e corrente é permitida.

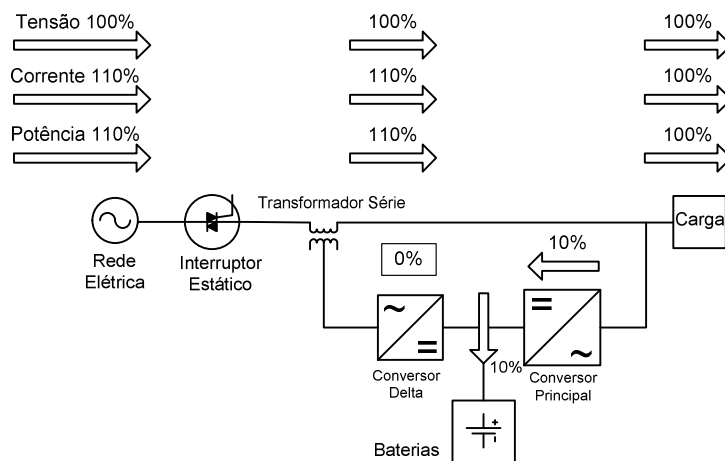


Figura 2.12 - Balanço de potência na UPS tipo delta durante recarga das baterias

A título de complementação, a Figura 2.13 mostra o diagrama de blocos das malhas de controle que implementam o algoritmo do “balanço de potência”[14].

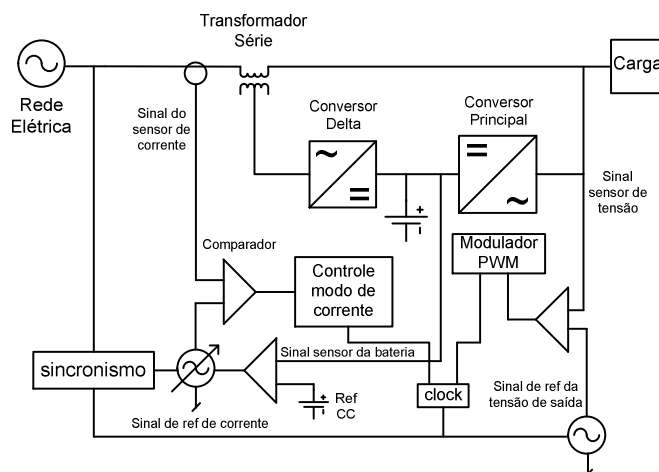


Figura 2.13 – Malha de controle do “balanço de potência”.

O sinal de referência para o controlador de corrente é sincronizado para estar em fase com a tensão da rede. A amplitude desse sinal é formada por uma parcela referente à tensão do banco de baterias e pela amplitude da corrente de entrada. Se, por exemplo, a tensão nos terminais do banco decair abaixo do valor nominal, o sinal de referência de corrente irá incrementar, em módulo, para fazer circular potência ativa no conversor delta e, assim, promover a elevação da tensão CC. O monitoramento da corrente de entrada, juntamente com o monitoramento da tensão no banco de baterias, implementa a malha de controle responsável pelo “balanço de potência” da UPS.

O conversor principal, além de estar em sincronia com a tensão da rede e com o sinal de *clock* interno do sistema, é controlado para manter estável a tensão nos terminais da carga. Em caso de necessidade de comutação para o modo de operação *backup*, a transição é realizada quase que instantaneamente, sem perda de sincronismo.

2.3 – Topologia Delta Aplicada em Cargas de Baixa Potência

Em aplicações de baixa potência como, por exemplo, nos computadores pessoais, a utilização da UPS tipo delta para prover proteção contra distúrbios e para fornecer energia continuamente às cargas não é viável economicamente. Este fato constitui uma desvantagem desta topologia e, por isso, motivou inúmeros grupos de pesquisas a buscarem alternativas factíveis para aplicações em baixa potência, com as mesmas propriedades da UPS delta [13], [15], [17] e [23].

O banco de baterias e o transformador série são os principais pontos determinantes da inviabilidade econômica da aplicação da UPS tipo delta para suprir energia às cargas com potência inferior a 1kVA.

Como exemplo, para o conversor principal sintetizar em seus terminais uma tensão senoidal com mesma amplitude e fase da tensão da rede, é necessário que a tensão do barramento CC seja, pelo menos, 30% superior ao valor de pico da senóide pretendida, supondo uma UPS monofásica. Ou seja, para sintetizar uma tensão senoidal de 127V *rms* será necessária uma tensão no barramento CC de 234V e para uma tensão de 220V *rms* será necessário uma tensão CC de 405V.

Já o transformador série, apesar de desempenhar importante função na regulação de tensão da rede e promover o isolamento galvânico ao conversor delta, insere no sistema volume e peso além daqueles já contabilizados para o banco de baterias.

Além disso, o modelo do sistema de controle empregado utiliza circuitos dedicados à função de sincronismo e microprocessadores para executarem algoritmos complexos, o que incrementa substancialmente o custo da UPS.

Todos esses fatos contribuíram para motivar novas pesquisas e o desenvolvimento deste trabalho. A topologia proposta para análise sugere a eliminação do transformador série e permite a colocação de um banco de baterias com menor tensão terminal. No Capítulo 3 um estudo detalhado da topologia proposta será realizado.

2.4 – Conclusões Parciais

Este capítulo apresenta os motivos que fazem dos sistemas ininterruptos de energia, que embarcam semicondutores estáticos de potência, serem amplamente utilizados para alimentar cargas críticas continuamente.

A topologia delta desempenha função intermediária entre a UPS de espera passiva e a UPS de dupla conversão. A proteção contra quase todos os tipos de distúrbios de QEE é obtida com a estratégia de controle do balanço de potência. As únicas categorias de distúrbio que a UPS tipo delta não consegue oferecer proteção são aquelas que provocam variações na frequência da rede elétrica.

Uma revisão dos princípios de funcionamento dos conversores da UPS tipo delta foi apresentada. A maneira como os conversores delta e principal foram arranjados no sistema permite-lhes desempenhar funções semelhantes a fontes dependentes de corrente e de tensão, respectivamente.

Descrições sobre os modos de operação normal, *backup* e recarga da baterias, foram detalhados. No modo normal, é analisado o comportamento do sistema frente a três condições da rede elétrica: sob condição normal de operação, com ocorrência de subtensão e de sobretensão. Diagramas de fluxo de potência e diagramas fasoriais ilustram o comportamento do sistema frente a estas condições.

As principais vantagens da topologia delta foram ressaltadas. Dentre elas destacam-se o uso ótimo da energia que flui pelos conversores delta e principal, o desempenho do

sistema como um todo e custo associado dessa topologia quando comparado ao arranjo da UPS de dupla conversão.

Foram mostradas ainda, as desvantagens da estrutura da UPS delta para aplicações em cargas de baixa potência. Como principais pontos, foram destacados o alto valor da banco de baterias e a necessidade de um transformador volumoso para operação em baixa frequência.

3

Alternativas Topológicas Aplicadas a UPS Tipo Delta

No capítulo anterior foi mencionado que o custo dos elementos constituintes da UPS tipo delta é determinante para se identificar a viabilidade do uso desse sistema na proteção de cargas críticas de baixa potência. De fato, agregar confiabilidade, flexibilidade, proteção e continuidade no fornecimento de energia com baixo custo não é tarefa fácil para os projetistas. Mas, nos últimos anos, algumas topologias alternativas à UPS tipo delta convencional (Figura 2.1) foram propostas, de modo a atender cargas de baixa potência.

Na Figura 3.1 a UPS proposta em [17] emprega dois conversores *push-pull*, um em série e o outro em paralelo com a carga. São usados também dois transformadores de alta frequência acoplados no mesmo núcleo dos indutores, reduzindo assim o volume e peso do sistema. A redução do número de interruptores estáticos, mantendo o mesmo desempenho da UPS delta convencional, é uma das principais características desta UPS.

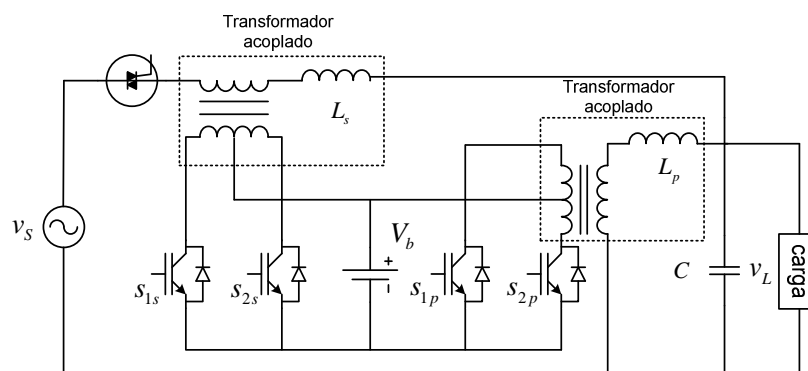


Figura 3.1 - Topologia de UPS interativa que emprega conversores do tipo *push-pull*.

A Figura 3.2 mostra um arranjo diferenciado de UPS para aplicações de baixa potência [23]. Esta topologia usa um circuito retificador, um conversor CC-CC e um VSC

em ponte completa ligado em série aos terminais da carga. A vantagem deste sistema é dada em função da possibilidade de se usar baterias com baixa tensão terminal. No entanto, esta UPS apresenta limitações de desempenho quando comparada a UPS delta convencional, ficando assim justificado o nome “Quasi Delta”.

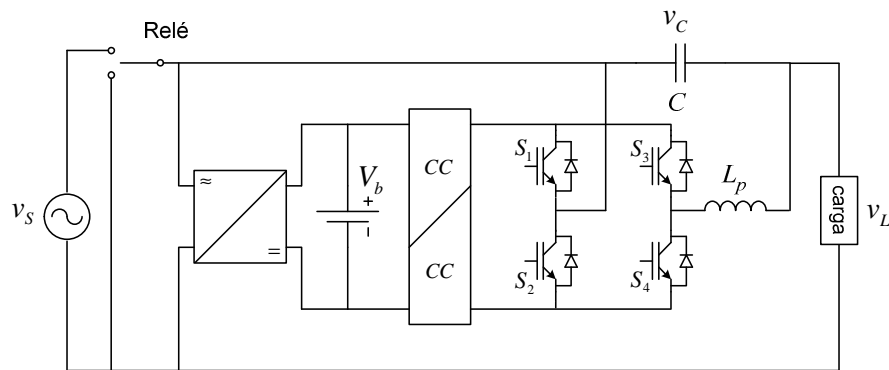


Figura 3.2 – Topologia “Quasi Delta”.

Neste capítulo será realizado um estudo em duas topologias alternativas à UPS série-paralela convencional. Estas topologias visam justamente atender aos anseios da redução de custos, volume, peso e para atender cargas com potência inferior a 1kVA.

Além disso, será proposta uma nova metodologia para o sistema de controle empregando microcontroladores digitais de baixo custo, além de componentes eletrônicos facilmente encontrados no mercado. Análises dos modos de operação e do sistema de controle também serão apresentadas.

3.1 – Os Modelos Propostos

A UPS interativa do tipo delta é uma alternativa interessante para prover proteção à cargas críticas quando a topologia de dupla conversão não for economicamente viável. Porém, a necessidade de um transformador série e um banco de baterias de tensão elevada têm desestimulado o uso dessa topologia em aplicações onde a potência da carga não é elevada, tal como em computadores pessoais. Por esse motivo, é proposta uma análise da topologia alternativa mostrada na Figura 3.3.

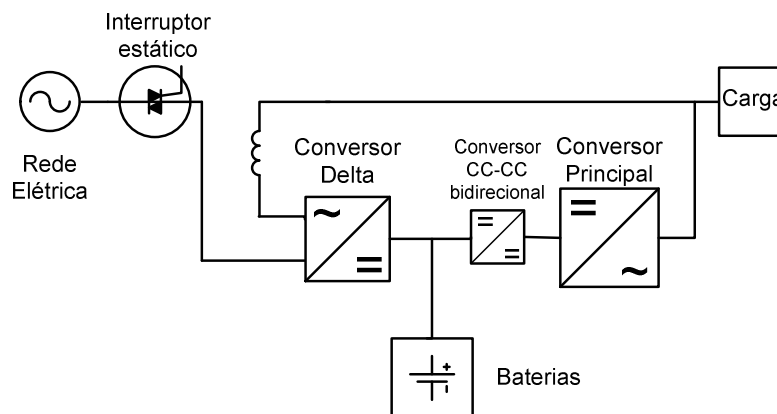


Figura 3.3 – Diagrama unifilar da UPS delta monofásica modificada.

Neste novo arranjo, o transformador série de baixa frequência foi retirado do sistema e um conversor CC-CC foi adicionado interligando o banco de baterias e o conversor principal. Através dessas modificações, os elementos que agregavam custos ao sistema tradicional foram substituídos por outros, com custos mais baixos. O banco de baterias, por exemplo, na topologia tradicional, é projetado para ter tensão terminal 30% superior à tensão de pico da rede elétrica. Ou seja, supondo-se uma rede monofásica de $127V_{RMS}$, a tensão do banco de baterias deverá ser de, no mínimo, $234V$. Em contrapartida, a nova topologia exige um banco de apenas $48V$, para desempenhar as mesmas funções.

Além das alterações físicas da topologia proposta, o sistema de controle teve de ser reconfigurado para atender às novas especificações. Enquanto no sistema convencional o conversor delta é projetado para controlar o fluxo de corrente drenado pela carga, na nova topologia o conversor delta é projetado para ser uma fonte de tensão. Todo e qualquer desequilíbrio da tensão proveniente da rede é compensado por uma injeção de tensão série, proporcional ao desequilíbrio em amplitude. A fase da tensão de compensação irá depender do tipo de desequilíbrio presente na rede. A regulação da tensão nos terminais da carga é obtida, portanto, mediante o controle da fonte de tensão série.

Enquanto o conversor delta é responsável apenas pela regulação da tensão de entrada, o conversor principal realiza três funções distintas. Na primeira, o VCS *shunt* promove a eliminação das componentes harmônicas de corrente. Na segunda função, que ocorre simultaneamente à primeira, o conversor corrige o fator de potência da carga. A terceira e última função é atribuída à recarga do banco de baterias.

A Figura 3.4 mostra o circuito equivalente da topologia modificada. Nesta figura, $v_s(t)$ é a tensão da rede elétrica, $v_L(t)$ é a tensão da carga, $v_C(t)$ é a tensão de compensação e a fonte de corrente $i_L(t)$ é a representação da carga no sistema.

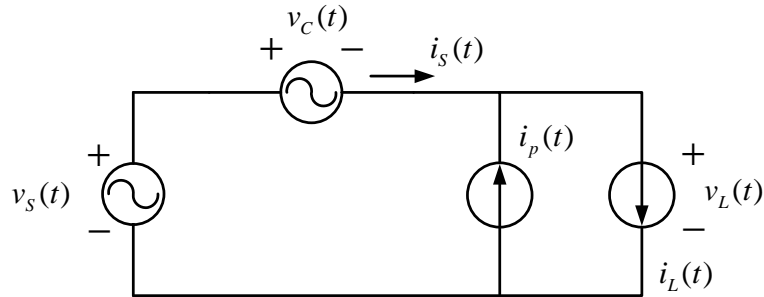


Figura 3.4 – Circuito equivalente da UPS delta modificada.

A metodologia de controle da UPS delta modificada é baseada nos UPQC [24], cuja estrutura é formada pela combinação dos filtros ativos série e paralelo com os terminais CC interligados. Pode-se dizer, portanto, que com estas características a UPS delta modificada possui as seguintes propriedades: 1) tensão senoidal regulada nos terminais da carga; 2) corrente de entrada senoidal com baixa THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*); 3) Correção do fator de potência da carga; 4) capacidade para carregar as baterias sem a adição de novos componentes ao sistema.

No item a seguir, serão apresentadas as razões que motivaram a retirada do transformador série de baixa frequência e a inserção do conversor CC-CC bidirecional, bem como estas alterações contribuíram para a redução da tensão do banco de baterias e redução do volume final da UPS.

3.2 – O Conversor CC-CC Bidirecional

O arranjo mostrado na Figura 3.3 suprime o transformador e emprega um conversor CC-CC bidirecional, cuja conexão ocorre entre os terminais CC do conversor principal e os terminais do banco de baterias.

A explicação para tal mudança conceitual passa pela análise da função atribuída ao transformador série na topologia tradicional. Naquele sistema, além do isolamento galvânico, o transformador é utilizado para adequar a tensão dos terminais CA do

conversor delta $v_{ab}(t)$ com a amplitude da tensão ou corrente de compensação série. A tensão $v_{ab}(t)$, por sua vez, depende da tensão do barramento CC. Como a tensão deste barramento é muito alta (250V a 400V) e a tensão de compensação série não é superior a 15% da tensão nominal nos terminais da carga, uma redução em amplitude de $v_{ab}(t)$ é necessária.

Na topologia proposta, no entanto, a tensão no terminal CC do conversor delta, que é a mesma do banco de baterias, é reduzida para 48V. Assim, nenhuma adequação na amplitude da tensão $v_{ab}(t)$ é necessária, justificando a retirada do transformador.

A Figura 3.5 mostra as duas topologias derivadas da UPS delta proposta. Nelas, o conversor CC-CC bidirecional pode ser implementado a partir de duas topologias distintas. Na topologia da Figura 3.5(a), o conversor CC-CC bidirecional é do tipo *flyback*, enquanto a topologia da Figura 3.5(b) é uma configuração especial formada pela junção de um conversor *buck* com um conversor *boost*, chamada de conversor CC-CC em meia-ponte [29].

O conversor *flyback*, diferente do conversor em meia ponte, mantém o isolamento das estruturas, conforme era observado na topologia delta tradicional. Todavia, o isolamento galvânico que antes era observado entre o banco de baterias e o ramo de entrada, agora passa a ser dado entre o banco de baterias e a carga sendo realizado agora em alta frequência.

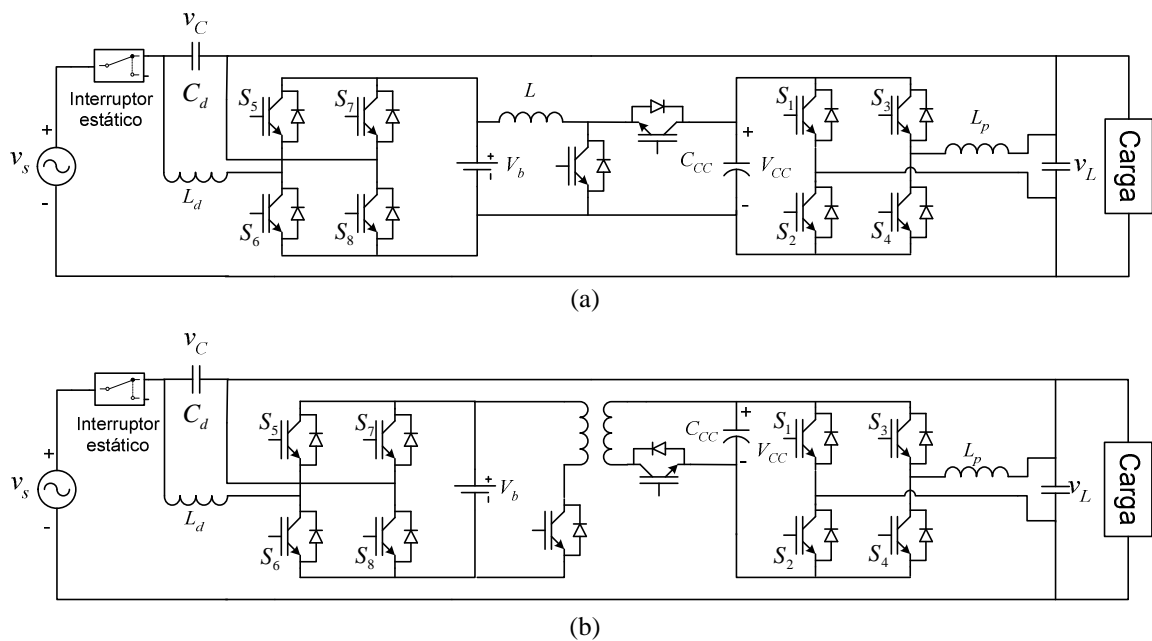


Figura 3.5 – Variações da UPS delta monofásica baseada em conversores CC-CC bidirecionais: (a) configuração em meia ponte; (b) configuração *flyback*.

Apesar da vantagem da utilização do conversor *flyback*, em detrimento do conversor em meia ponte, devido ao isolamento proporcionado pelo transformador de alta frequência, este aspecto não é crítico em aplicações de baixa potência. Além disso, o projeto de conversores não isolados geralmente possui menor complexidade em relação aos isolados. Outro aspecto importante que deve ser mencionado é o fato do transformador da topologia *flyback* limitar expressivamente a faixa de potência de operação destes conversores [29] e [30].

Nesse sentido, a estrutura em meia ponte mostrada na Figura 3.6 será utilizada para uma análise das etapas de operação possíveis.

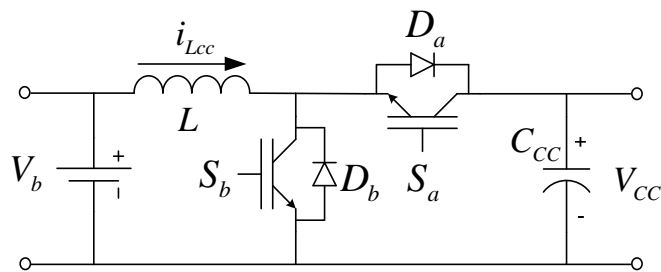


Figura 3.6 – Conversor CC-CC bidirecional em meia ponte.

Considerando as tensões V_b e V_{CC} sempre positivas, a potência ativa que flui por esses terminais pode ser tanto positiva quanto negativa se, e somente se, a corrente i_{Lcc} puder fluir nas duas direções. A Figura 3.7 mostra a etapa *buck* (abaixadora de tensão) e a etapa *boost* (elevadora de tensão) do conversor CC-CC em meia ponte, em que $V_b < V_{CC}$.

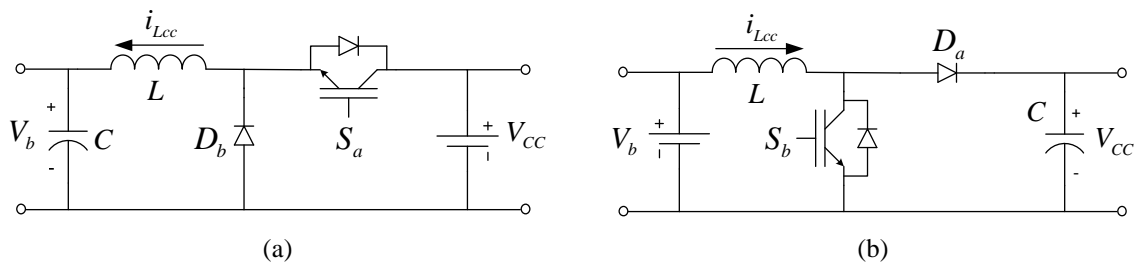


Figura 3.7 – (a) Etapa abaixadora de tensão, *buck*; (b) Etapa elevadora de tensão, *boost*

A Figura 3.8 mostra a forma de onda da corrente no indutor do conversor bidirecional em meia ponte, durante os dois estágios de operação. Por convenção assume-se que durante o estágio *buck* a corrente média no indutor é positiva e que durante o estágio *boost* a corrente tem polaridade negativa.

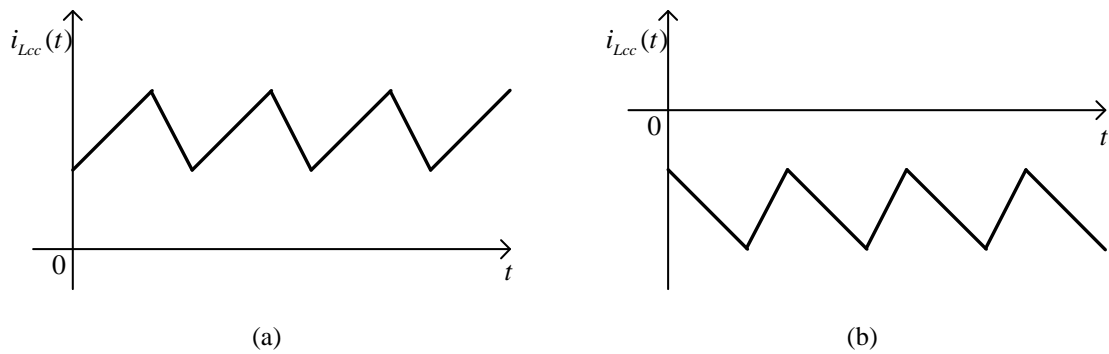


Figura 3.8 - Forma de onda da corrente no indutor para o conversor bidirecional em meia ponte: (a) etapa *buck*; (b) etapa *boost*

O estágio *buck* do conversor bidirecional em meia ponte é composto pelos dispositivos S_a e D_b . Neste estágio a energia flui dos terminais CC do conversor principal para o banco de baterias, caracterizando o modo de operação de recarga. O estágio *boost*, por sua vez, é formado pelos dispositivos S_b e D_a e, neste caso, a energia flui do banco de baterias para o conversor principal e deste para a carga, ficando caracterizado o modo *backup*. Os modos de operação da UPS delta modificada são detalhados no próximo tópico.

A troca de um estágio para o outro é realizada apenas pelo controle das razões cíclicas dos interruptores S_a e S_b , de maneira complementar. Dessa forma, garante-se que o conversor bidirecional em meia ponte sempre irá operar no modo CCM (do inglês, *Continuous Conduction Mode*) [29] e [30].

Pelo exposto no parágrafo anterior, fica claro também que a metodologia de controle do balanço de potências apresentado no Capítulo 2 é de implementação factível, como será detalhado no tópico a seguir.

3.3 – Análise Qualitativa do Balanço das Potências

De maneira similar ao que foi mostrado no Capítulo 2, será analisado o caminho do fluxo de potência através dos conversores para diferentes situações de operação. No modo normal, serão investigadas as situações de subtensão e sobretensão de 15% da rede elétrica. Também serão estudados os modos de operação *backup* e de recarga do banco de baterias.

Em todas as situações a serem investigadas, imagina-se a carga não-linear com comportamento indutivo. Ou seja, a corrente da carga está atrasada em relação à tensão da rede elétrica. Para cargas com fator de potência capacitivo, o procedimento de análise é o mesmo adotado para o primeiro caso e, por esse motivo, não será investigado.

3.3.1 – Modo Normal

No modo normal de operação, e com a rede fornecendo tensão nominal nos terminais da carga, o conversor delta é controlado para manter os interruptores S_6 e S_8 ligados a todo instante apenas para permitir o fluxo de potência chegar até a carga. O conversor CC-CC, assim como o conversor delta, permanece inoperante. Já o conversor principal pode estar inoperante ou não. Supondo carga resistiva, o conversor principal permanece inoperante, pois nenhuma compensação de corrente é necessária. Contudo, para cargas não-lineares ou lineares com comportamento indutivo ou capacitivo, o controle do conversor principal atua no sentido de compensar as correntes harmônicas e corrigir o fator de potência.

Quando a rede opera fora das condições nominais de tensão, uma análise mais cuidadosa do comportamento da UPS delta modificada é necessária. Para isto, são consideradas as seguintes situações:

1. Rede Elétrica com Subtensão de 15%:

Com a rede operando com subtensão, o conversor delta é controlado para gerar uma tensão de compensação correspondente à subtensão de entrada. Dessa forma, as relações (3.1) e (3.2) podem ser escritas pelo exposto na Figura 3.4:

$$v_L(t) = v_s(t) + v_c(t) \quad (3.1)$$

em que: $v_s(t)$ é a tensão da rede elétrica, $v_c(t)$ é a tensão de compensação série e $v_L(t)$ é a tensão da carga.

$$i_L(t) = i_s(t) + i_p(t) \quad (3.2)$$

em que: $i_L(t)$ é a corrente da carga, $i_s(t)$ é a corrente de entrada e $i_p(t)$ é a corrente do conversor principal.

O diagrama fasorial para essa situação é mostrado na Figura 3.9

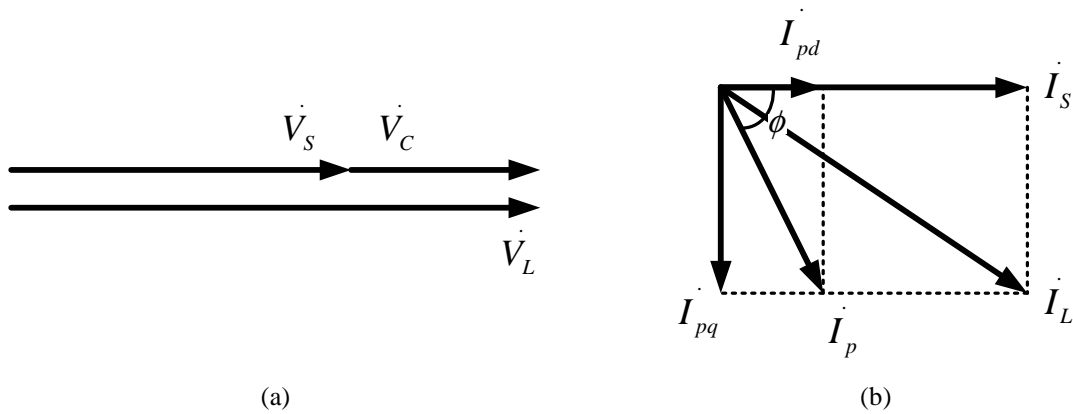


Figura 3.9 – Diagramas fasoriais para a situação de subtensão: (a) das tensões; (b) das correntes

Pelo diagrama fasorial da Figura 3.9 constata-se que a corrente do conversor principal é decomposta em duas parcelas. A corrente I_{pd} corresponde à parcela responsável pela compensação das perdas por chaveamento do conversor principal e também para manter a tensão do terminal CC deste conversor estabilizada. A parcela I_{pq} corresponde à corrente reativa fornecida para a carga.

As expressões (3.3) e (3.4) são escritas em função do fluxo de potência que circula pelo conversor delta:

$$P_C = V_C I_S \cos 0^\circ = V_C I_S \quad (3.3)$$

$$Q_C = V_C I_S \sen 0^\circ = 0 \quad (3.4)$$

Do exposto em (3.3) e (3.4) conclui-se que, para o conversor delta compensar 15% de subtensão, é necessário injetar potência ativa no ramal de entrada do sistema.

De maneira semelhante, pode-se escrever as expressões em função do fluxo de potência para o conversor principal:

$$P_p = V_L I_p \cos \phi = V_L I_{pd} \quad (3.5)$$

$$Q_p = V_L I_p \sen \phi = V_L I_{pq} \quad (3.6)$$

De (3.5) conclui-se que a potência ativa consumida pelo conversor principal é destinada a compensar a energia gasta pelo conversor delta, quando este realiza a regulação da tensão da carga. Para essa situação, o conversor CC-CC deve funcionar em seu modo *buck* para poder transmitir essa potência ao conversor delta. A Figura 3.10 mostra o fluxo de potência nos conversores para essa situação.

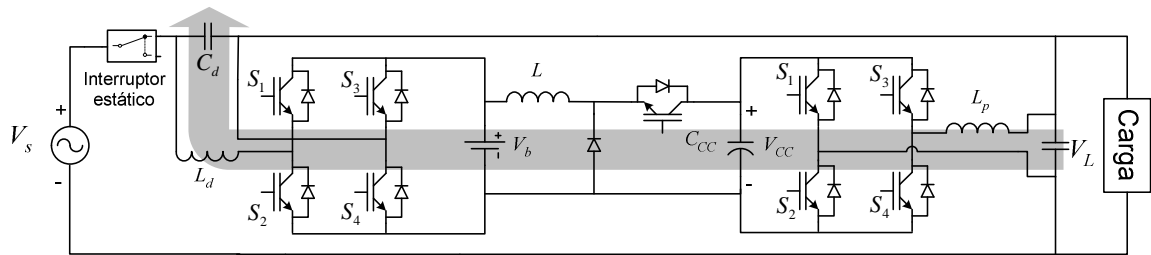


Figura 3.10 – Fluxo de potência para a rede operando com subtensão.

A potência reativa dada por (3.6) é usada para suprir as necessidades da carga. Assim, a corrente de entrada $i_s(t)$ se mantém em fase com a tensão da rede $v_s(t)$, efetivando a correção do fator de potência do sistema.

2. Rede Elétrica com Sobretensão de 15%:

As expressões (3.1) e (3.2) ainda são válidas para relacionar as tensões e correntes do sistema. O diagrama fasorial para essa situação é mostrado na Figura 3.11.

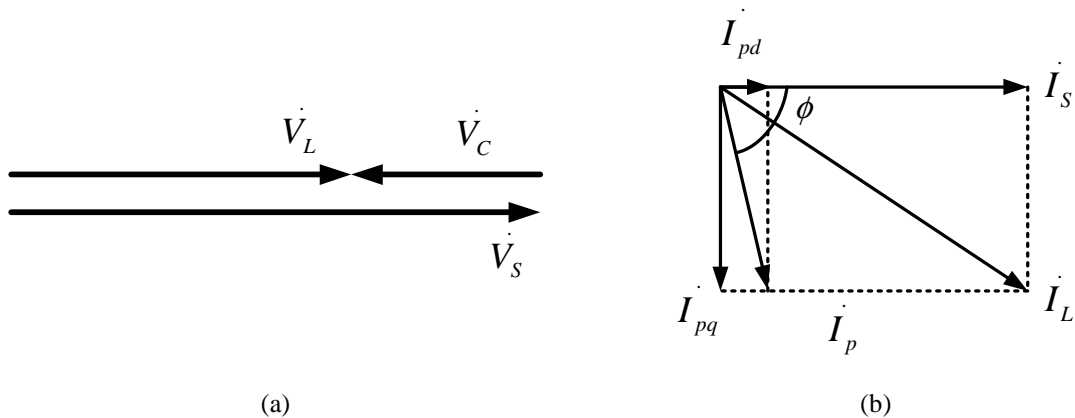


Figura 3.11 - Diagramas fasoriais para a situação de sobretensão: (a) das tensões; (b) das correntes

As expressões que descrevem o fluxo de potência pelo conversor delta são dadas por (3.7) e (3.8).

$$P_C = V_C I_S \cos 180^\circ = -V_C I_S \quad (3.7)$$

$$Q_C = V_C I_S \sen 180^\circ = 0 \quad (3.8)$$

Constata-se, pela expressão (3.7), que a regulação da tensão da carga é obtida fazendo o conversor delta consumir potência ativa da rede. Esta potência que flui pelo conversor delta pode ser usada tanto para recarregar o banco de baterias quanto pode ser transferida para o conversor principal. Neste último caso, a potência ativa recebida pelo conversor principal é usada para equalizar a tensão do terminal CC. Por este motivo, uma menor corrente I_{pd} é absorvida da rede, como mostra o diagrama fasorial da Figura 3.11(b).

Quando a recarga do banco não for necessária, a potência ativa extra, obrigatoriamente, deve ser transferida para o conversor principal pois, dessa forma, evita-se a sobretensão nos terminais das baterias.

A transferência da potência ativa de um VSC para o outro é realizada fazendo o conversor CC-CC funcionar em sua etapa *boost*. A Figura 3.12 mostra o fluxo de potência para esta situação.

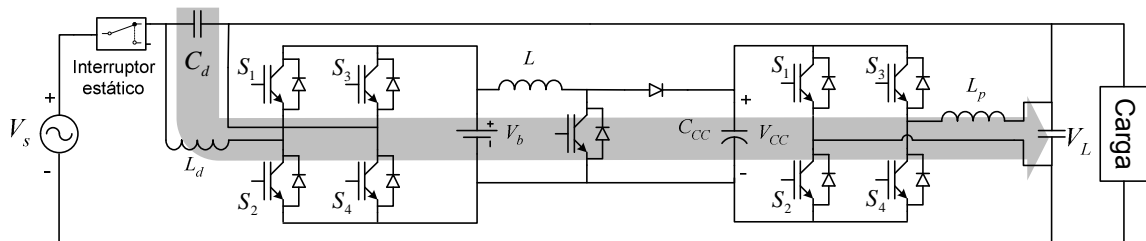


Figura 3.12 – Fluxo de potência para a rede operando com sobretensão.

As expressões do fluxo de potência para o conversor principal são dadas por (3.9) e (3.10).

$$P_p = V_L I_p \cos \phi = V_L I_{pd} \quad (3.9)$$

$$Q_p = V_L I_p \sen \phi = V_L I_{pq} \quad (3.10)$$

em que (3.9) possui menor módulo que (3.5).

3.3.3 – Modo de Recarga das Baterias

No modo de recarga do banco de baterias, a corrente i_p do conversor principal é formada pela composição vetorial de três parcelas. A primeira delas, é a parcela da corrente i_p responsável pela compensação das componentes harmônicas da carga i_{ph} . A segunda parcela i_{pq} se refere à compensação de reativos e a terceira é a parcela ativa i_{pd} em fase com a tensão i_s de entrada, cuja função é promover a recarga do banco de baterias. A Figura 3.14 mostra o diagrama fasorial das correntes no conversor principal.

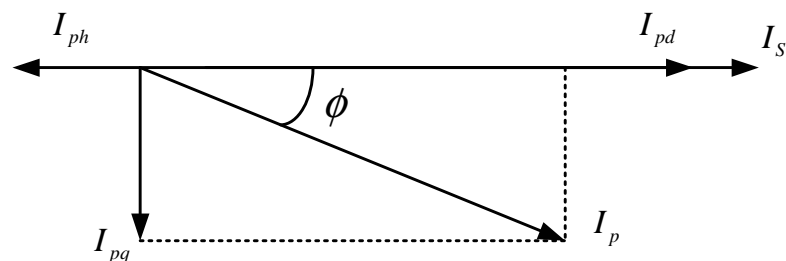


Figura 3.14 – Diagrama fasorial do modo de operação de recarga.

A Figura 3.15 mostra o fluxo de potência para esta situação.

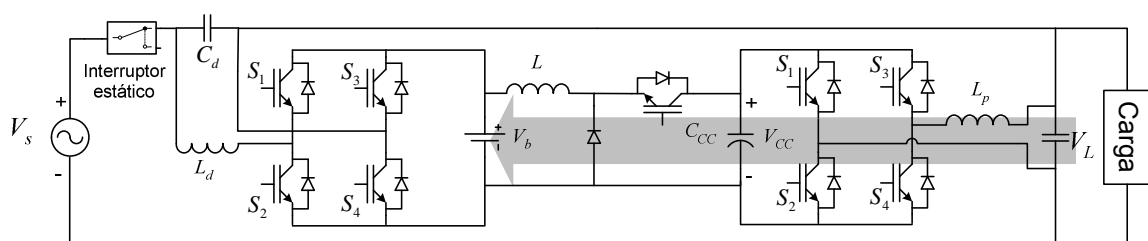


Figura 3.15 - Fluxo de potência no modo de operação recarga.

Em [29], [30] e [31] são mostrados em detalhes o processo de recarga do banco de baterias usando a topologia do conversor CC-CC bidirecional em meia ponte. Também são mostrados os estágios necessários para se efetivar o correto ciclo de carga de baterias do tipo chumbo-ácido.

3.4 – Metodologia de Controle

Para que a UPS delta modificada tenha desempenho dinâmico correspondente à função destinada a cada estrutura, faz-se necessário a implementação de malhas de controle. Assim, o VSC principal fica responsável pelos distúrbios relacionados à forma de onda da corrente, enquanto o VSC delta fica responsável pelos distúrbios da tensão de entrada. Para o conversor CC-CC, cabe a função de recarga do banco de baterias e também o suprimento de energia à carga na falta da rede elétrica. As atribuições do conversor CC-CC são geralmente desempenhadas em conjunto com o VSC principal.

Ressalta-se que, nesse trabalho, o objetivo principal não é verificar o comportamento dinâmico do sistema por completo. Por isso, as malhas de controle projetadas aqui apenas são o suficiente para verificar o funcionamento individual de cada módulo.

A seguir, será detalhada a estratégia adotada para cada conversor do sistema em função do modo de operação que vai ser analisado neste trabalho.

3.4.1 – Controle do Conversor Principal em Modo Normal de Operação

Na estratégia baseada no UPQC, o VSC principal é controlado para funcionar como uma fonte de corrente, de modo a compensar as componentes harmônicas de corrente da carga e melhorar o fator de potência do sistema. Por este motivo, uma malha de controle da corrente deve ser projetada para este dispositivo.

A) Controle da Corrente:

A metodologia de controle consiste na observação da corrente da UPS para a geração dos sinais de disparo. A tensão do terminal CC do conversor principal é monitorada (V_{CC}^*) e comparada com uma tensão de referência V_{ref} . O sinal de erro resultante passa por um controlador de tensão $H_v(s)$ apropriado e o sinal de saída desse controlador (B) é multiplicado por uma amostra da tensão da rede (A), gerando a corrente de referência $i_{S\ ref}$ para a malha de corrente.

A corrente no ramal de entrada é monitorada (i_S^*) e comparada com a corrente de referência senoidal $i_{S\ ref}$, cuja forma de onda está em fase com a tensão da rede. O sinal

resultante dessa comparação é tratado por um compensador de corrente $H_i(s)$. A Figura 3.16 mostra o diagrama esquemático do sistema de controle do conversor principal.

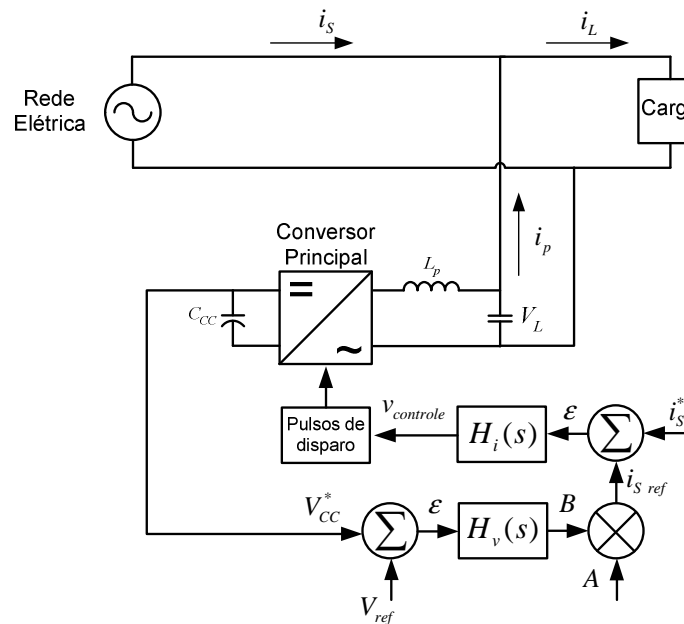


Figura 3.16 – Diagrama esquemático do sistema de controle do conversor principal

A Figura 3.17 mostra a função de transferência da malha aberta de corrente (FTMA), cuja composição é dada pelo controlador de corrente $H_i(s)$, pelos ganhos associados ao modulador PWM k_{PWM} , pela função de transferência da corrente em função da razão cíclica $G_i(s)$ e pelo ganho do sensor de corrente de efeito hall, k_{hall} .

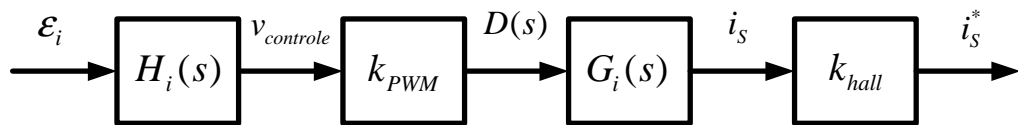


Figura 3.17 – FTMA de corrente

O sensor de corrente foi ajustado para ganho unitário ($k_{hall} = 1$) enquanto o ganho do modulador PWM foi ajustado em $k_{PWM} = 0,2$. A função de transferência $G_i(s) = \Delta i_p(s) / \Delta D(s)$, representa a variação da corrente de saída do conversor principal pela variação da razão cíclica. A modelagem desta função de transferência será realizada no Capítulo 4.

O controlador de corrente $H_i(s)$ que será utilizado deve propiciar para a FTMA alguns atributos: 1) ganhos elevados para baixas frequências, para reduzir o erro de estado

estacionário a valores próximos de zero; 2) inclinação de -20dB/década na frequência de cruzamento da curva de ganho da FTMA, proporcionado ao sistema uma margem de fase adequada; 3) filtragem das componentes de alta frequência presente na corrente de entrada.

Dadas as especificações do projeto do compensador, a estrutura mostrada na Figura 3.18 foi selecionada para tal função. O controlador de corrente possibilita uma compensação em avanço de um sistema realimentado, além de possuir características integrativas [32], [33] e [34]. A função de transferência do controlador é descrita por (3.11) e o seu diagrama de Bode é mostrado na Figura 3.19.

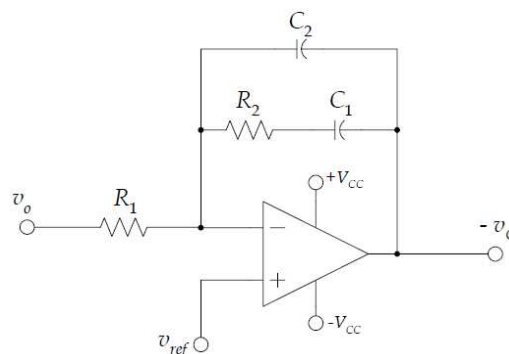


Figura 3.18 – Compensadores de corrente

$$H_i(s) = \frac{A}{s} \left(\frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \right) \quad (3.11)$$

com $\omega_z < \omega_p$

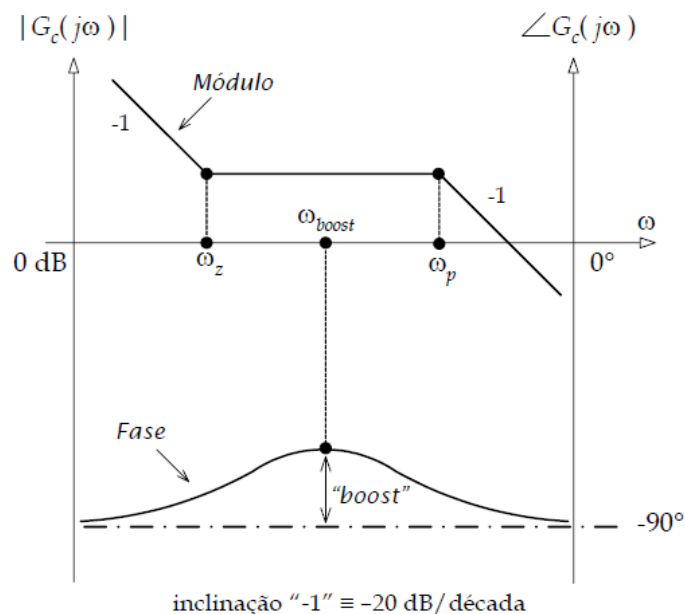


Figura 3.19 – Diagrama de Bode idealizado do controlador de corrente.

Este controlador apresenta um pólo na origem adicionado de um par pólo-zero. Nas baixas frequências, o controlador atua como um integrador, fazendo o erro de estado estacionário ser nulo. O par pólo-zero provoca uma região de ganho constante no diagrama de Bode, correspondente a um aumento (*boost*) na fase. Para as altas frequências, o controlador se comporta como um filtro passa-baixa, proporcionando uma boa rejeição dos ruídos provocados por chaveamentos. No Apêndice A, todo o projeto do controlador de corrente é fornecido.

B) Controle da Tensão:

Para garantir uma tensão no terminal CC do conversor principal pelo menos 30% maior que a tensão de pico da rede, faz-se necessário o uso de uma malha de controle.

A tensão do terminal CC é amostrada através de um divisor resistivo e comparada com uma tensão de referência V_{ref} . O sinal de erro ε é tratado por um controlador de tensão, o qual gera um sinal que determinará a amplitude da corrente necessária para manter constante a tensão do terminal CC.

A Figura 3.20 mostra a função de transferência em malha aberta de tensão, cuja composição é dada pelo controlador de tensão $H_v(s)$, pelos ganhos associados à função de transferência de malha fechada (k_{FTMF_i}) de corrente, pela função de transferência de tensão do sistema $G_v(s)$ e pelo ganho do sensor resistivo k_v .

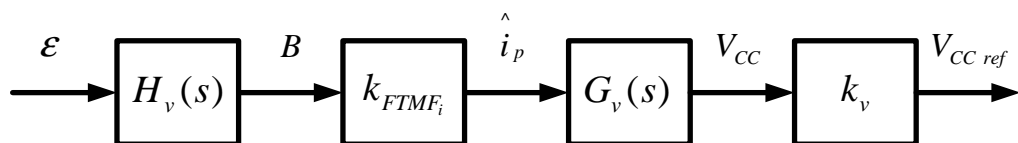


Figura 3.20 – FTMA de tensão

O sensor de tensão foi ajustado para o ganho $k_v = 0,0174$, enquanto o ganho da $FTMF_i$ foi ajustado para a unidade $k_{FTMF_i} = 1$. A função de transferência $G_v(s) = \Delta V_{CC}(s) / \Delta \hat{i}_p(s)$, representa a variação da tensão no terminal CC do conversor principal pela variação da corrente de pico de saída. A modelagem desta função de transferência será realizada no Capítulo 4.

O controlador de tensão deve possuir os mesmos atributos citados para o controlador de corrente. Sendo assim, a mesma estrutura apresentada na Figura 3.18 será utilizada. No Apêndice A, todo o projeto do controlador de tensão é fornecido.

3.4.2 – Controle do Conversor Delta em Modo Normal de Operação

No modo normal de operação o conversor delta é controlado para regular a tensão da rede, de forma a manter sempre constante a amplitude da tensão nos terminais da carga. Por esse motivo, um controle em malha fechada é necessário para manter estável esta etapa de funcionamento do sistema. No entanto, o objetivo deste trabalho não é projetar e testar todas as malhas de controle da UPS delta modificada, mas sim analisar se o arranjo dado para a estrutura consegue funcionar de acordo com os modelos matemáticos que serão apresentados no capítulo 4.

Assim, uma estrutura em malha aberta é projetada para gerar, a partir de um sinal de referência externo, os disparos para os interruptores estáticos de potência. Um microcontrolador PIC, da família 16F877 será usado para realizar essa tarefa, como mostra a Figura 3.21.

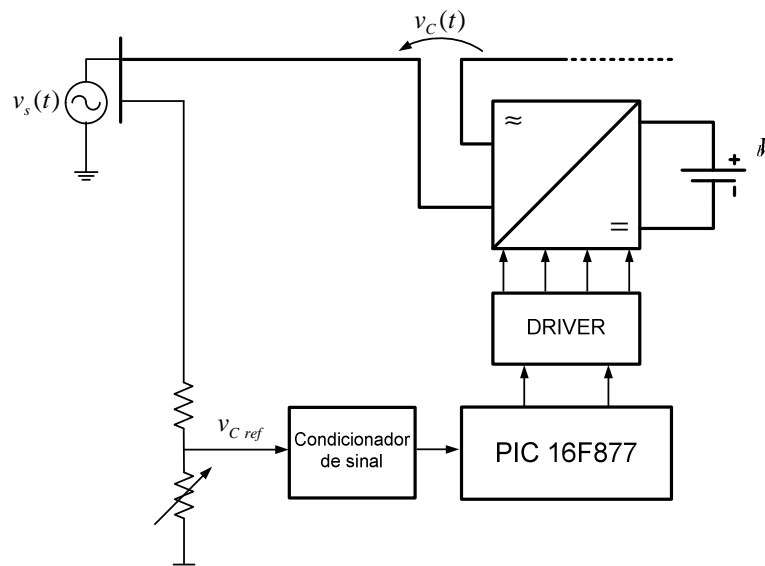


Figura 3.21 – Diagrama de bloco do controle da tensão de compensação série.

3.4.3 – Controle dos Conversores CC-CC e Principal no Modo de Operação *Backup*

O modo de operação *backup* é o último estágio que será investigado neste trabalho. Para o conversor CC-CC em meia ponte foi projetado um sistema de controle em malha fechada da etapa *boost*.

A) Malha de Controle do Conversor CC-CC

Em [29] e [30] a malha de controle completa do conversor CC bidirecional em meia ponte foi projetada, no entanto, neste trabalho, apenas a etapa *boost* vai ser levada em consideração, como mostra a Figura 3.22.

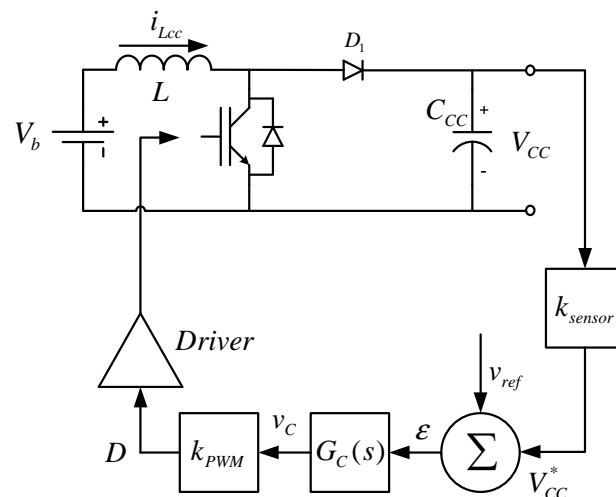


Figura 3.22 – Diagrama de controle da etapa *boost*

A tensão V_{CC} é amostrada através de um divisor resistivo e comparada com uma tensão de referência v_{ref} . O sinal de erro ε é tratado por um controlador de tensão, o qual gera um sinal que determinará a razão cíclica D de operação do interruptor estático. A Figura 3.23 mostra a FTMA do sistema.

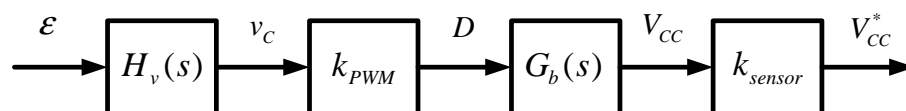


Figura 3.23 – FTMA da etapa *boost*

O sensor de tensão foi ajustado para o ganho $k_{sensor} = 0,01$, enquanto o ganho do modulador PWM foi ajustado para $k_{PWM} = 0,4$. A função de transferência $G_b(s) = V_{CC}(s) / D(s)$, representa a tensão no terminal CC do conversor principal pela razão cíclica. A modelagem dessa função de transferência será realizada no capítulo 4.

O controlador de tensão $H_v(s)$ possibilita uma compensação em avanço de um sistema realimentado, além de possuir características integrativas [32], [33] e [34]. A Figura 3.24 mostra a estrutura desse controlador, enquanto a função de transferência de $H_v(s)$ é dada por (3.12).

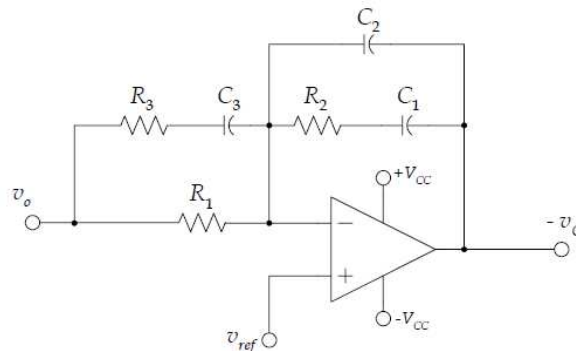


Figura 3.24 – Controlador de tensão para etapa *boost*

$$H_v = \frac{A (s + \omega_z)(s + \omega_z)}{s (s + \omega_p)(s + \omega_p)} \quad (3.12)$$

Pela expressão (3.12), verifica-se que o controlador possui um pólo na origem, acrescido de dois pares pólo-zero. Os dois zeros coincidentes e os dois pólos são também coincidentes, resultando em uma região de inclinação +20dB/década entre estes pólos e zeros e uma correspondente região de deslocamento de fase reduzido. Nas baixas frequências este controlador apresenta características integrativas. Entre os zeros e pólos pode-se observar uma característica derivativa. Para altas frequências este tipo de controlador se comporta como um filtro, rejeitando os ruídos devido ao chaveamento. A Figura 3.25 mostra o diagrama de Bode típico desse controlador. No Apêndice A, todo o projeto do controlador de corrente é fornecido.

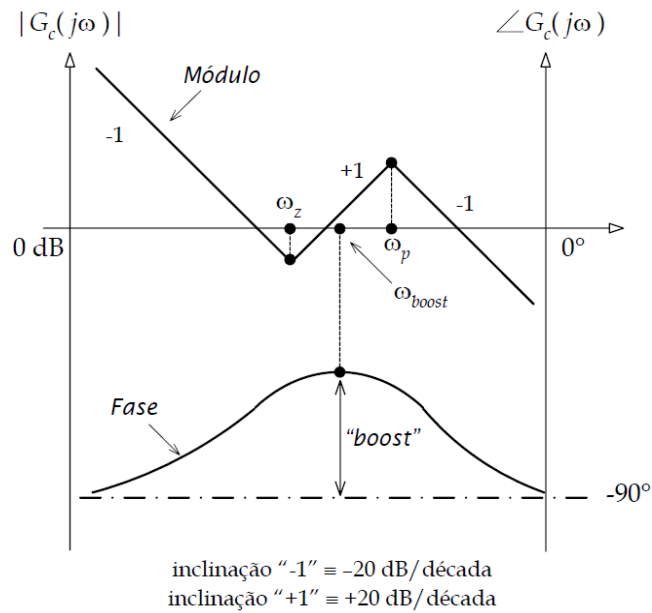


Figura 3.25 – Diagrama de Bode idealizado do controlador de tensão

B) Estratégia de Controle do Conversor Principal

Seguindo a estratégia adotada para o controle do conversor delta, o modo de tensão do conversor principal também será executado em malha aberta.

No modo *backup* de operação, apenas os conversores CC-CC e principal estão ativos. A malha de controle de tensão do conversor CC *boost* garante tensão estabilizada de 250V nos terminais CC do conversor principal, enquanto o microcontrolador PIC gera os sinais de disparo para os interruptores estáticos do conversor principal. Diferente da estratégia do conversor delta, a sinal de referência do conversor principal é gerado internamente pelo PIC. A Figura 3.26 mostra o diagrama esquemático para essa situação

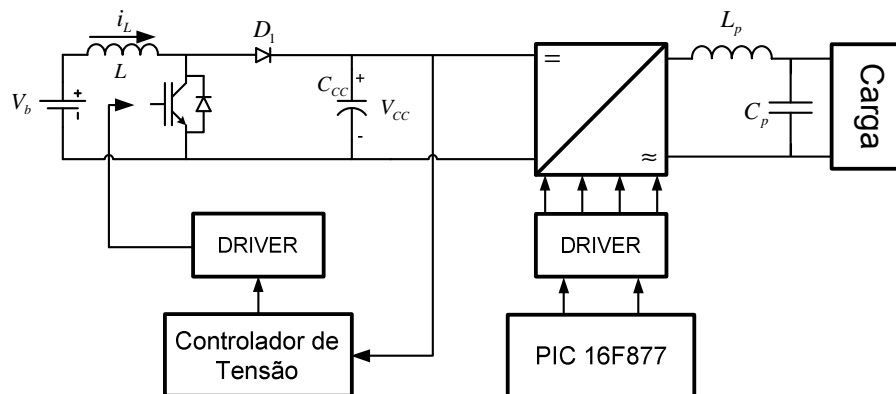


Figura 3.26 – Diagrama esquemático de controle para o modo *backup*.

No Capítulo 5 serão mostrados os fluxogramas dos algoritmos usados para geração do disparo dos interruptores do conversor delta e principal.

3.5 – Conclusões Parciais

Nesse capítulo foram analisadas duas topologias alternativas à UPS delta convencional para aplicações envolvendo cargas de baixa potência.

A supressão do transformador série de baixa frequência do sistema e a inserção de um conversor CC-CC bidirecional segue uma tendência de mercado em equipamentos eletrônicos. O objetivo central dessa substituição é promover a redução de volume, peso e custos do sistema.

A nova topologia garante flexibilidade a ponto de possibilitar a utilização de um banco de baterias com menor tensão terminal. Além disso, o conversor CC-CC bidirecional pode ser implantado a partir de duas tecnologias diferentes, podendo ser um conversor *flyback* ou um conversor com arranjo em meia ponte.

O conversor *flyback* bidirecional possui a característica de manter um isolamento entre a carga e o banco de baterias, por meio de um transformador de alta frequência. A topologia em meia ponte, apesar de ser uma estrutura não isolada, possui metodologia de controle de inversão de fluxo bastante simples e adequada para a aplicação proposta. Por esse motivo, escolheu-se essa topologia para desenvolver a análise do sistema.

Foram apresentados os modos de operação da UPS delta modificada para algumas condições da rede elétrica. Diagramas fasoriais e diagramas de fluxo de potência foram apresentados com o objetivo de ilustrar, didaticamente, o funcionamento do balanço de potências na topologia proposta.

Por fim, foram apresentados os controladores que fazem parte do sistema de controle. Ressalta-se que as malhas de controle projetadas foram concebidas de tal forma a permitir a verificação do comportamento do sistema por partes, ou seja, em malha aberta. Por esse motivo, algumas estruturas de controle e tomadas de decisões serão executadas com a utilização de microcontroladores tipo PIC, como será visto no Capítulo 5.

4

Modelagem e Projeto do Sistema

Neste capítulo são apresentados os procedimentos necessários à obtenção dos modelos matemáticos dos VSCs delta e principal e do conversor CC-CC bidirecional em meia ponte. Também são apresentados os procedimentos para o correto dimensionamento dos filtros capacitivos e indutivos usados nos conversores.

Ao final de cada modelo matemático obtido é realizado um exemplo de projeto para fins demonstrativos. As malhas de controle descritas no capítulo anterior são também dimensionadas na seção de projetos.

4.1 – Modulação SPWM

Na modelagem dos VSCs em ponte completa, a tensão de saída $v_{ab}(t)$ e os filtros passivos LC dependem do tipo de modulação e da frequência de chaveamento que será usada para comandar os interruptores estáticos. Neste trabalho, optou-se pela modulação PWM senoidal de três níveis ou unipolar (SPWM), por ser de rápida implementação em microcontroladores, apresentar uma tensão com conteúdo harmônico reduzido e, conseqüentemente, exigir um filtro de harmônicas simplificado, de baixo peso e volume. A Figura 4.1 mostra um exemplo da tensão $v_{ab}(t)$ nos terminais CA do VSC em ponte completa quando é usada a modulação SPWM unipolar.

A principal vantagem de se utilizar a modulação SPWM unipolar é que, apesar de fornecer uma forma de onda quadrada entre os terminais a e b do conversor, a filtragem das componentes de alta frequência se torna muito simples. Pois tais componentes surgem em múltiplos pares da frequência de chaveamento. A Figura 4.2 mostra o espectro de

frequência da tensão $v_{ab}(t)$, em que f_0 é a frequência da componente fundamental e f_s é a frequência de chaveamento.

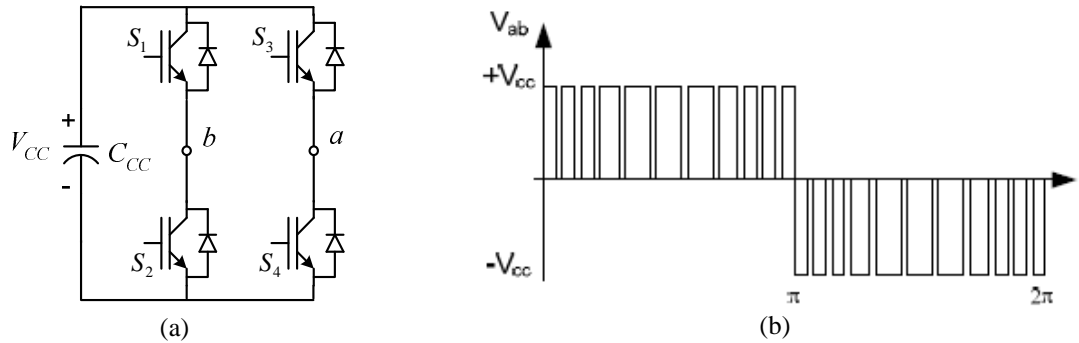


Figura 4.1 – (a) VSC monofásico em ponte completa; (b) Modulação SPWM unipolar

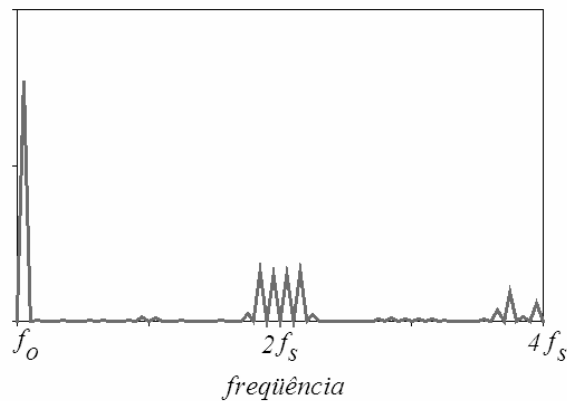


Figura 4.2 – Componentes harmônicas da tensão V_{ab} para modulação SPWM unipolar.

A modulação SPWM unipolar é obtida pela comparação de uma tensão de referência senoidal com duas portadoras triangulares defasadas de 180° entre si. A Figura 4.3 ilustra estes sinais, bem como os sinais de gatilho para os interruptores S_2 e S_4 .

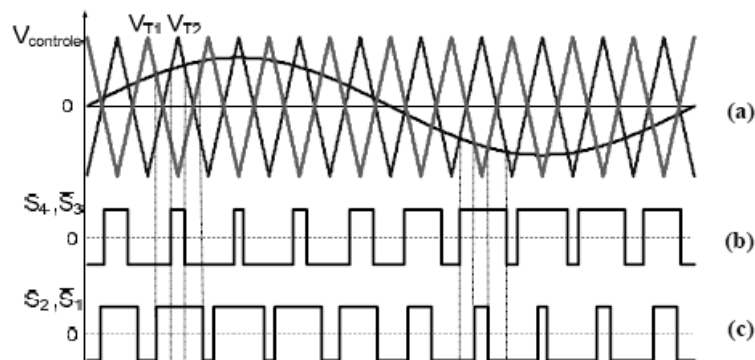


Figura 4.3 – (a) Portadoras triangulares e sinal de referência; (b) Comando dos interruptores S_3 e S_4 ; (c) Comando dos interruptores S_1 e S_2

Na Figura 4.3, o índice de modulação é definido como sendo a relação entre o valor de pico da portadora triangular e o valor de pico da tensão de referência senoidal, conforme descrito em

$$m_a = \frac{\hat{V}_{controle}}{\hat{V}_{tr}} \quad (4.1)$$

Definida a modulação a ser utilizada, parte-se para os modelos matemáticos dos conversores, como será visto nas seções seguintes.

4.2 – Modelagem do Conversor Principal

Algumas técnicas de modelagem podem ser usadas para se obter uma representação matemática do conversor principal. Em [26], a modelagem do VSC em ponte completa foi realizada usando a técnica do modelo equivalente da célula de comutação proposto por [35] e [36]. Por outro lado, em [25] e [28] utiliza-se a técnica por valores médios instantâneos.

Independente da técnica selecionada, os modelos matemáticos obtidos são de extrema importância para o cálculo das malhas de controle e para a definição dos projetos.

4.2.1 – Determinação das Funções de Transferência

A técnica aqui empregada será aquela que também utiliza os princípios do modelo por valores médios instantâneos, a qual faz uma simplificação do processo matemático ao considerar a tensão do lado CC do conversor isenta de ondulação.

Assim, serão considerados os valores médios das grandezas de interesse dentro de um período de comutação dos interruptores estáticos. Assume-se também, que a tensão da rede permanece com um valor constante durante este intervalo, dado que a frequência de chaveamento dos interruptores é muito superior à frequência da rede elétrica. Do exposto, pode-se escrever, para a tensão da rede:

$$v_s(t) = \hat{V}_s \text{sen}(\omega t) = V_s \quad (4.2)$$

onde \hat{V}_s é o valor de pico da tensão da rede em (V) e ω é frequência angular fundamental da rede elétrica em (rad/s).

Na modulação SPWM unipolar, a tensão $v_{ab}(t)$ varia entre 0 e $+V_{CC}$ para o intervalo $0 \leq \omega t \leq \pi$ e entre 0 e $-V_{CC}$ para o intervalo $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$, como mostra a Figura 4.4. Contudo, devido à simetria das formas de onda, faz-se necessária apenas a análise do primeiro intervalo.

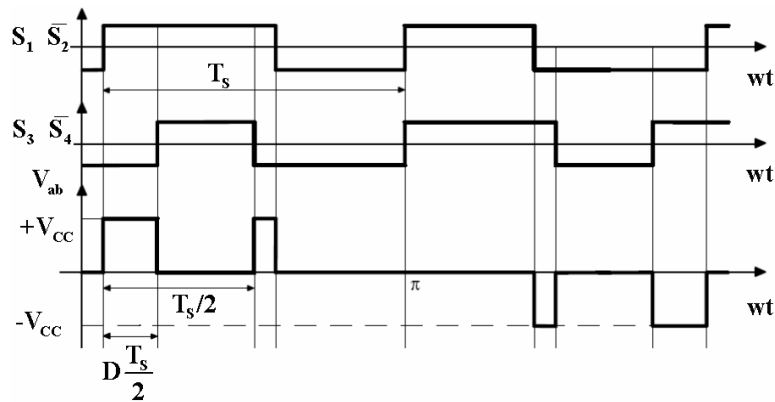


Figura 4.4 – Formas de onda para modulação SPWM unipolar

Durante o intervalo $0 \leq \omega t \leq \pi$, a tensão $v_{ab}(t)$ média para um período de comutação é calculada de acordo com a expressão:

$$\overline{v_{ab}}(t) = \frac{1}{T_s/2} \int_0^{D \frac{T_s}{2}} v_{ab}(t) d(t) = \frac{2}{T_s} \int_0^{D \frac{T_s}{2}} V_{CC} d(t) \quad (4.3)$$

onde V_{CC} é a tensão média CC do conversor em (V), T_s é o período fundamental de chaveamento e D é definida como a razão cíclica de chaveamento, ou seja, é a razão entre o tempo que o interruptor fica fechado em relação ao período de chaveamento T_s .

Resolvendo (4.3) tem-se (4.4).

$$\overline{v_{ab}}(t) = \frac{2}{T_s} \left(V_{CC} D \frac{T_s}{2} \right) = D(t) V_{CC} \quad (4.4)$$

Os resultados das expressões (4.2) e (4.4) serão usados para a obtenção das funções de transferência $\frac{\Delta i_p(s)}{\Delta D(s)}$ e $\frac{\Delta V_{CC}(s)}{\Delta i_f(s)}$

4.2.1.1 – Função de transferência $G_i(s) = \frac{\Delta i_p(s)}{\Delta D(s)}$

Com a hipótese simplificadora dada por (4.2) e com o valor médio da tensão $v_{ab}(t)$ dado por (4.4), pode-se representar o modelo elétrico equivalente para grandes sinais do conversor principal em função da razão cíclica D , como mostra a Figura 4.5.

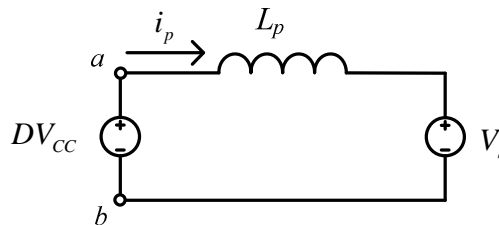


Figura 4.5 – Modelo de grandes sinais para três níveis da tensão $v_{ab}(t)$

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões no circuito da Figura 4.5 e tendo em mente que a tensão do barramento CC é sempre maior que o pico da tensão da rede, obtém-se a relação:

$$V_S + L_p \frac{di_p(t)}{dt} = D(t)V_{CC} \quad (4.5)$$

Desenvolvendo a expressão (4.5) a fim de isolar a derivada da corrente, tem-se:

$$\frac{di_p(t)}{dt} = \frac{D(t)V_{CC} - V_S}{L_p} \quad (4.6)$$

A função de transferência da corrente que passa pelo indutor L_p , em função da razão cíclica é obtida aplicando-se pequenas variações nestas duas grandezas do sistema.

$$\frac{d(i_p(t) + \Delta i_p(t))}{dt} = \frac{[D(t) + \Delta D(t)]V_{CC} - V_S}{L_P} \quad (4.7)$$

Desenvolvendo (4.7) obtém-se

$$\frac{di_p(t)}{dt} + \frac{d\Delta i_p(t)}{dt} = \frac{D(t)V_{CC} - V_S}{L_P} + \frac{\Delta D(t)V_{CC} - V_S}{L_P} \quad (4.8)$$

Substituindo (4.6) em (4.8), tem-se :

$$\frac{d\Delta i_p(t)}{dt} = \frac{\Delta D(t)V_{CC} - V_S}{L_P} \quad (4.9)$$

Aplicando a transformada de Laplace na expressão (4.9), obtém-se a função de transferência procurada.

$$G_i(s) = \frac{\Delta i_p(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_{CC}}{s L_P} \quad (4.10)$$

4.2.1.2 – Função de transferência $G_v(s) = \frac{\Delta V_{CC}(s)}{\Delta I_p(s)}$

O procedimento matemático a seguir descreve a relação entre a corrente e a tensão no capacitor acoplado no lado CC do conversor principal.

$$I_{CC}(t) = C_{CC} \frac{dV_{CC}(t)}{dt} \quad (4.11)$$

Aplicando-se pequenas variações nestas duas grandezas, obtém-se a relação:

$$I_{CC}(t) + \Delta I_{CC}(t) = C_{CC} \frac{d[V_{CC}(t) + \Delta V_{CC}(t)]}{dt} \quad (4.12)$$

Substituindo (4.11) em (4.12) e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se a expressão da variação da tensão V_{CC} em função da corrente I_{CC} :

$$\frac{\Delta V_{CC}(s)}{\Delta I_{CC}(s)} = \frac{1}{s C_{CC}} \quad (4.13)$$

Para modulação SPWM unipolar, o índice de modulação definido em (4.1) pode ser usado para expressar a relação entre a tensão de pico da rede e a tensão nos terminais CC do conversor, portanto:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{controle}}{\hat{V}_{tr}} = \frac{\hat{V}_S}{V_{CC}} \quad (4.14)$$

Segundo [25] e [27], para facilitar a análise, será considerado o conversor principal operando como retificador *Boost*, pois o que se deseja, nesse equacionamento, é achar a relação da tensão V_{CC} com o valor de pico da corrente \hat{I}_p que flui pelo indutor CA. Nessa situação, tem-se:

$$\frac{I_{CC}}{\hat{I}_p} = \frac{\hat{V}_S}{2V_{CC}} = \frac{m_a}{2} \quad (4.15)$$

Como as duas correntes são diretamente proporcionais, a perturbação de uma implica na perturbação direta da outra. Desta forma, utilizando-se a transformada de Laplace e aplicando-se pequenas variações nas duas correntes, obtém-se:

$$\Delta I_{CC}(s) = \Delta \hat{I}_p(s) \frac{m_a}{2} \quad (4.16)$$

Substituindo-se a expressão (4.16) em (4.13) obtém-se a função transferência procurada.

$$G_v(s) = \frac{\Delta V_{CC}(s)}{\Delta \hat{I}_p(s)} = \frac{1}{2} \frac{m_a}{s C_{CC}} \quad (4.17)$$

4.2.2 – Dimensionamento do indutor L_p

O indutor de filtragem tem por finalidade limitar a ondulação da corrente drenada do conversor paralelo. Quanto maior o valor da indutância, menor será a ondulação da corrente observada na saída do conversor paralelo. Por outro lado, o aumento do valor da indutância deixa a dinâmica de controle mais lenta e impossibilita uma correta compensação das correntes harmônicas da carga.

O valor do indutor L_p é então obtido pelo estudo da ondulação máxima da corrente que passa por ele. Novamente será considerada a tensão $v_{ab}(t)$ variando entre 0 e $+V_{CC}$ no intervalo $0 \leq \omega t \leq \pi$. Na Figura 4.6 quando as chaves S1 e S4 estão conduzindo, pode-se escrever a relação (4.18):

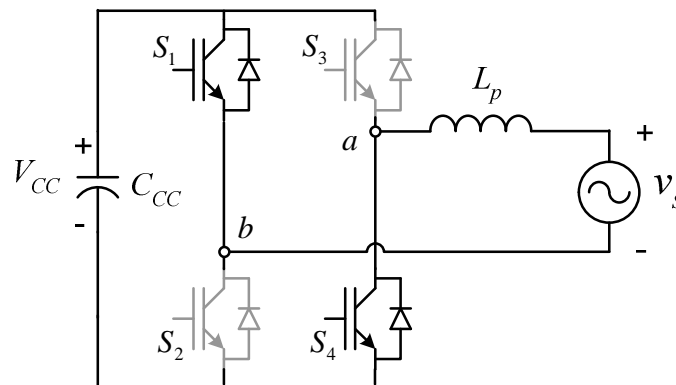


Figura 4.6 – VSC em ponte completa

$$V_{CC} - \hat{V}_s \text{sen}(\omega t) = L_p \frac{di_p(t)}{dt} \quad (4.18)$$

Supondo que no intervalo $\Delta t = D(t) \frac{T_s}{2}$, mostrado na Figura 4.4, a queda de tensão sobre o indutor não varia, (4.18) pode ser reescrita como:

$$V_{CC} - \hat{V}_s \text{sen}(\omega t) = L_p \frac{\Delta i_p(t)}{\Delta t} \quad (4.19)$$

Pelo conversor principal não deve circular potência ativa (apenas o suficiente para suprir as perdas) quando o mesmo estiver fazendo a compensação das componentes

harmônicas da corrente da carga. Assim, pode-se considerar que a tensão $v_{ab}(t)$ possui uma componente fundamental de mesma amplitude, frequência e fase que a tensão da rede. Portanto:

$$v_{abl}(t) = \hat{V}_s \text{sen}(\omega t) \quad (4.20)$$

Substituindo-se (4.4) em (4.20) obtém-se a função de modulação mostrada a seguir e válida para $0 \leq \omega t \leq \pi$:

$$D(t) = \frac{\hat{V}_s \text{sen}(\omega t)}{V_{CC}} \quad (4.21)$$

A expressão (4.21) define a razão cíclica para meio período da rede. Substituindo-se (4.21) em (4.19) e sabendo-se que $\Delta t = D(t) \frac{T_s}{2}$, obtém-se a expressão (4.22) para a ondulação no indutor.

$$\Delta i_p(t) = \frac{T_s V_{CC}}{2L_p} \left\{ \frac{\hat{V}_s}{V_{CC}} \text{sen}(\omega t) - \left[\frac{\hat{V}_s}{V_{CC}} \text{sen}(\omega t) \right]^2 \right\} \quad (4.22)$$

A expressão (4.22) pode ser reduzida escrevendo-se a relação entre o pico da tensão da rede e o valor da tensão no lado CC, em função do índice de modulação m_a .

$$\Delta i_p(t) = \frac{T_s V_{CC}}{2L_p} \left\{ m_a \text{sen}(\omega t) - [m_a \text{sen}(\omega t)]^2 \right\} \quad (4.23)$$

A ondulação de corrente é parametrizada em (4.24)

$$\Delta i_{p \text{ param}}(t) = \frac{2 \Delta i_p(t) L_p}{V_{CC} T_s} \quad (4.24)$$

Substituindo-se (4.24) em (4.23), tem-se a ondulação de corrente parametrizada, em função de m_a e ωt , para o semiciclo positivo de operação $0 \leq \omega t \leq \pi$.

$$\Delta i_{p \text{ param}}(t) = m_a \text{sen}(\omega t) - [m_a \text{sen}(\omega t)^2] \quad (4.25)$$

Através da expressão (4.25) traça-se o gráfico mostrado na Figura 4.7, que apresenta a ondulação de corrente parametrizada no indutor L_p para diferentes valores do índice de modulação m_a , durante o intervalo $0 \leq \omega t \leq \pi$.

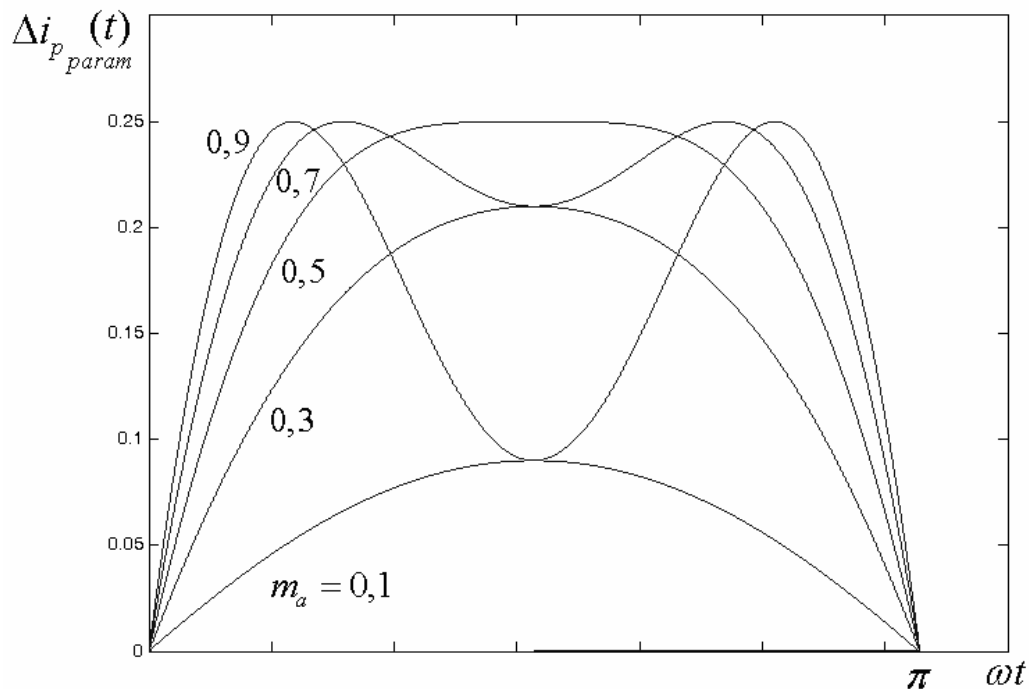


Figura 4.7 – Ondulação de corrente parametrizada

De acordo com o gráfico da Figura 4.7, percebe-se que, para modulação SPWM unipolar, a ondulação máxima de corrente parametrizada é igual a 0,25 e é dependente do índice de modulação m_a e de ωt . Assim, reescrevendo-se (4.24) tem-se a expressão (4.26), que será utilizada para o cálculo da indutância do conversor principal:

$$L_p \geq \frac{\overline{\Delta i_{p \text{ max}}} V_{CC}}{2 \Delta i_{p \text{ max}} f_s} \quad (4.26)$$

em que $f_s = 1/T_s$ é a frequência de chaveamento dos interruptores estáticos.

4.2.3 – Dimensionamento dos Capacitores C_{CC} e C_p

- **O Capacitor C_{CC} :**

O capacitor C_{CC} pode ser equacionado de duas maneiras. A primeira delas utiliza a relação que calcula a capacitância de um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo [41], dada por:

$$C_{CC} \geq \frac{P_0}{f(V_{CC \max}^2 - V_{CC \min}^2)} \quad (4.27)$$

em que P_0 é a potência ativa máxima processada pelo sistema, f é frequência da rede e a tensão V_{CC} é relacionada com seus valores máximos e mínimos.

A segunda forma de se equacionar C_{CC} é seguindo o projeto do conversor CC-CC, pois este capacitor será compartilhado por esses dois conversores. Na Seção 4.4.2 será demonstrada essa expressão segundo os parâmetros do conversor CC-CC.

- **O Capacitor C_p :**

Este capacitor e o indutor L_p constituem um filtro passivo de segunda ordem, responsável por filtrar as componentes harmônicas de ordem elevada da corrente da carga. No modo *backup*, este filtro também é responsável pela filtragem da tensão nos terminais da carga.

Algumas técnicas de dimensionamento podem ser aplicadas para se determinar o valor de C_p [28]. Neste trabalho fez-se a opção pela técnica baseada na fixação da frequência de ressonância do filtro f_{res} (que também é a frequência de corte), como mostra a expressão (4.28)

$$2\pi f_{res} = \sqrt{\frac{1}{L_p C_p}} \quad (4.28)$$

Isolando-se C_p :

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2 L_p} \quad (4.29)$$

4.2.4 – Exemplo de Projeto

A) Cálculo dos Parâmetros

A Tabela 4.1 mostra os parâmetros do conversor principal:

Tabela 4.1 – Parâmetros do conversor principal

Parâmetros	Valor
Tensão eficaz da rede	127V
Potência Ativa da carga, P_0	200W
Corrente eficaz de entrada	1,6A
Tensão no lado CC, V_{CC}	250V \pm 2%
Freq. de chaveamento, f_s	20kHz
Freq. de corte do filtro passivo, f_{res}	10kHz
Ondulação da Corrente, $\Delta i_{p\max}$	$0,25 \cdot i_{S\text{ pico}} = 0,55A$
Índice de modulação, m_a	$V_{s\text{ pico}} / V_{CC} = 0,72$

- **Cálculo do indutor L_p :**

Da Figura 4.7 observa-se que o valor máximo da ondulação da corrente parametrizada para $m_a = 0,72$ é 0,25. Portanto, utilizando-se os valores referenciados na Tabela 4.1, o indutor L_p é calculado de acordo com (4.26):

$$L_p \geq \frac{\overline{\Delta i_{p\max}} V_{CC}}{2 \Delta i_{p\max} f_s} \geq \frac{0,25 \cdot 250}{2 \cdot 0,55 \cdot 20000} \geq 2,84mH \rightarrow 3mH$$

- **Cálculo do capacitor C_{CC} :**

Da expressão (4.27) tem-se:

$$C_{CC} \geq \frac{P_0}{f_{rede} (V_{CC\max}^2 - V_{CC\min}^2)} \geq \frac{200}{60(250^2 - 240^2)} = 1mF$$

- **Cálculo do capacitor C_p :**

A frequência de corte do filtro passivo deve ser escolhida maior que a frequência de cruzamento de ganho do controlador de corrente, $f_{cg} = 5kHz$, e menor que a frequência de chaveamento, $f_s = 20kHz$. Por este motivo, para este projeto, adotou-se $f_{res} = 10kHz$. Substituindo-se os valores na expressão (4.29) obtém-se:

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2 L_p} = \frac{1}{(2\pi \cdot 10000)^2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 100nF$$

- **Função de transferência $G_i(s)$:**

A função de transferência (4.10) é então:

$$G_i(s) = \frac{\Delta i_p(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_{CC}}{s L_p} = \frac{250}{2,84 \cdot 10^{-3} s}$$

- **Função de transferência $G_v(s)$:**

$$G_v(s) = \frac{\Delta V_{CC}(s)}{\Delta \hat{I}_p(s)} = \frac{1}{2} \frac{m_a}{s C_{CC}} = \frac{0,72}{2 \cdot 10^{-3} s}$$

B) Malha de Controle

- **Controle de Corrente:**

A Tabela 4.2 mostra os parâmetros de um exemplo de projeto para o controlador de corrente (Figura 3.18) calculado de acordo com o procedimento descrito no Apêndice A. Define-se f_{cg} como sendo a frequência de cruzamento de ganho do controlador de corrente, MF a margem de fase e ω_z e ω_p como sendo a frequência dos zero e pólos da função de transferência do controlador, respectivamente.

Tabela 4.2 - Parâmetros de projeto

$f_{cg} = 5kHz$	$MF = 60^\circ$	$L_p = 3mH$
$V_{CC} = 250V$	$A = 2,21 \cdot 10^5$	$\omega_z = 1,34kHz$
$\omega_p = 18,66kHz$	$R_1 = 10k\Omega$	$R_2 = 20k\Omega$
$C_1 = 5,85nF$	$C_2 = 450pF$	

A expressão matemática para a função de transferência do controlador de corrente dada em (3.11) pode ser escrita, em função dos parâmetros da Tabela 4.2, como:

$$H_i(s) = \frac{A}{s} \left(\frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \right) = \frac{2,21 \cdot 10^5 s + 1,86 \cdot 10^9}{s^2 + 1,17 \cdot 10^5 s}$$

A FTMA é definida como:

$$FTMA = H_i(s) \cdot G_i(s) \cdot k_{PWM} \cdot k_{hall} = \frac{1,1 \cdot 10^7 s + 9,3 \cdot 10^{10}}{3 \cdot 10^{-3} s^3 + 352 s^2}$$

De posse de $G_i(s)$, $H_i(s)$ e $FTMA$ é possível traçar o diagrama de Bode do sistema, como mostra a Figura 4.8

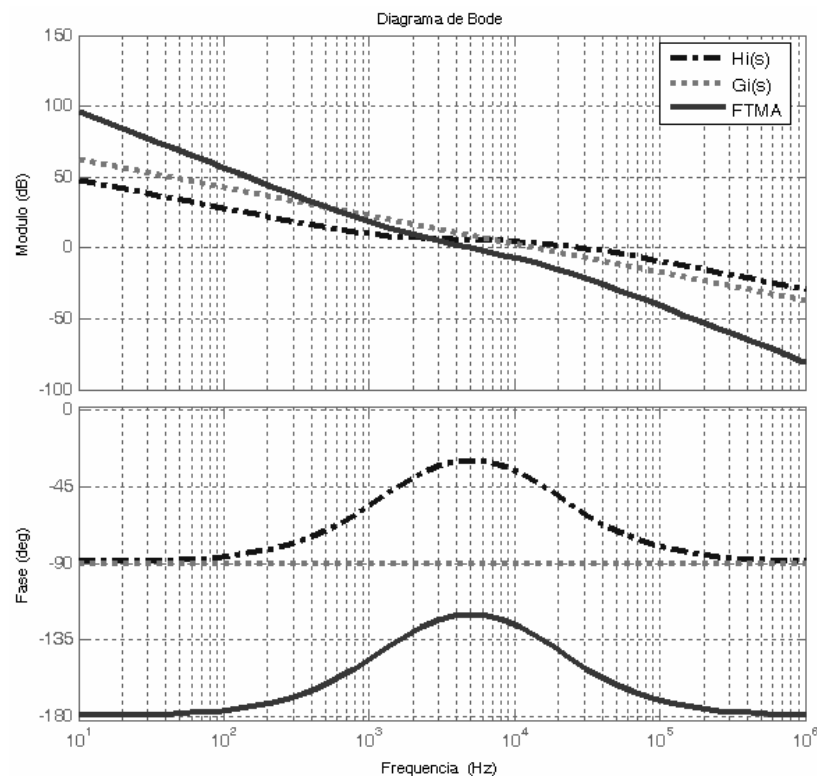


Figura 4.8 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente.

De acordo com diagrama de Bode da Figura 4.8, a FTMA apresentou uma fase de -120° para a frequência de cruzamento de ganho de $5kHz$. Tendo em vista que a FTMA responde adequadamente aos critérios de projeto do controlador de corrente, o sistema será estável.

- **Controle da Tensão:**

A Tabela 4.3 mostra os parâmetros de um exemplo de projeto para o controlador de corrente calculado de acordo com o procedimento descrito no Apêndice A:

Tabela 4.3 – Parâmetros de projeto

$f_{cg} = 2Hz$	$MF = 55^\circ$	$C_{CC} = 1mF$
$V_{CC} = 250V$	$A = 288,6$	$\omega_z = 0,63Hz$
$\omega_p = 6,34Hz$	$R_1 = 33k\Omega$	$R_2 = 265k\Omega$
$C_1 = 950nF$	$C_2 = 105nF$	

Para a malha de tensão, deve-se ter um compromisso entre velocidade, para limitar a sobretensão no terminal CC e desacoplamento com a malha de corrente. Portanto, a malha de controle da tensão deve ser lenta o suficiente para não interferir na dinâmica da malha de corrente. Assim sendo, adota-se uma frequência de cruzamento de ganho reduzida $f_{cg} = 2Hz$.

A função de transferência do controlador de tensão, em função dos parâmetros mostrados na Tabela 4.3, é dada por:

$$H_v(s) = \frac{A}{s} \left(\frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \right) = \frac{288,6s + 1144}{s^2 + 39,86s}$$

A FTMA é definida como:

$$FTMA = H_v(s) \cdot G_v(s) \cdot k_{FTMFi} \cdot k_v = \frac{1s + 3,97}{2 \cdot 10^{-3} s^3 + 79,7 \cdot 10^{-3} s^2}$$

De posse de $G_v(s)$, $H_v(s)$ e $FTMA$ a Figura 4.9 mostra o diagrama de Bode do sistema.

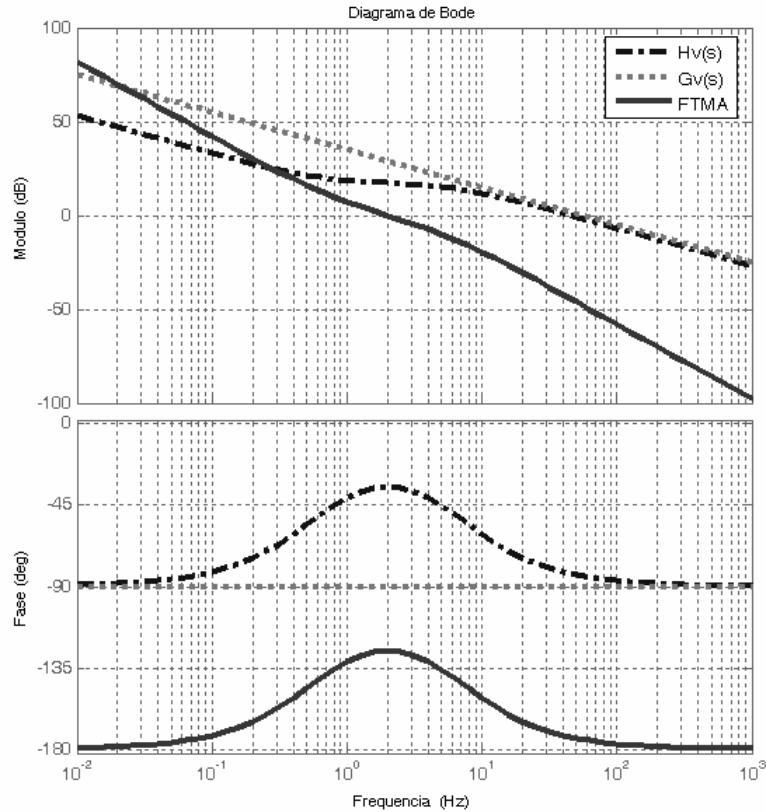


Figura 4.9 – Diagrama de Bode da malha de controle da tensão

De acordo com a Figura 4.9, a FTMA apresentou uma fase de -125° para a frequência de cruzamento de ganho de 2Hz . Isso significa que a margem de fase de 55° , escolhida no projeto do controlador de tensão, está sendo respeitada.

4.3 – Modelagem do Conversor Delta

Para determinar as funções de transferência mais relevantes do conversor delta, será adotada a mesma técnica dos valores médios instantâneos utilizada para modelagem do conversor principal.

Os filtros capacitivos e indutivos são modelados nesta seção, bem como um exemplo de projeto ao seu final.

4.3.1 – Determinação das Funções de Transferência

Na topologia proposta, o conversor delta irá desempenhar função semelhante à de um filtro ativo série, ou seja, tanto a compensação de harmônicos de tensão quanto a regulação da tensão da carga serão possíveis. Nesse sentido, faz-se necessário o conhecimento de duas relações importantes para o projeto do conversor delta. A primeira delas é a relação entre a tensão de compensação série, $v_c(t)$, e a razão cíclica D . E a segunda, é a relação da tensão do banco de baterias, V_b , com a tensão de compensação série $v_c(t)$.

A Figura 4.10 mostra o diagrama do conversor delta conectado em série com a carga. Para efeito de simplificação, o conversor principal foi desconsiderado neste diagrama por funcionar como uma fonte de corrente.

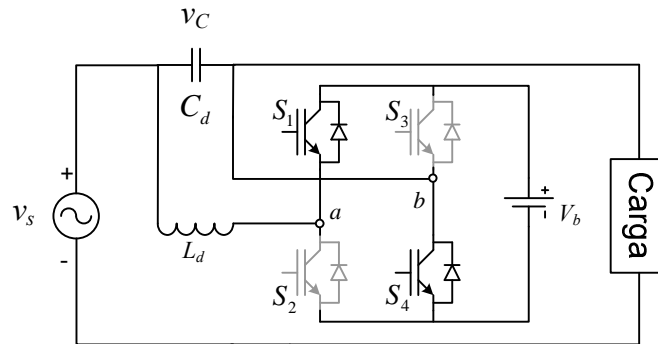


Figura 4.10 – Diagrama do conversor delta ligado em série com a carga.

4.3.1.1 – Função de transferência $G_a(s) = \frac{\Delta V_c(s)}{\Delta D(s)}$

O modelo do conversor delta, por seus valores médios, para grandes sinais, é mostrado na Figura 4.11. Estabelece-se que Z_L é uma carga com características de fonte de corrente. O valor médio da tensão $v_{ab}(t)$ é dado por $\overline{V_{ab}}(t) = D(t)V_b$.

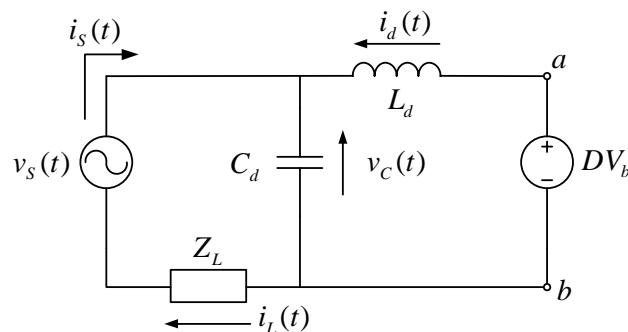


Figura 4.11 - Modelo de grandes sinais para três níveis da tensão V_{ab}

Aplicando-se a lei de Kirchoff das tensões no circuito da Figura 4.11 extraem-se as expressões:

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{DV_b - v_c(t)}{L_d} \quad (4.30)$$

$$i_s(t) = i_L(t) \quad (4.31)$$

$$i_s(t) = i_c(t) - i_d(t) \quad (4.32)$$

A função de transferência $\Delta V_C(s)/\Delta D(s)$ pode ser obtida quando se introduz pequenas variações na razão cíclica. Por consequência, as alterações produzidas na corrente $i_d(t)$, em virtude da perturbação em D , terão efeito sobre a corrente $i_c(t)$ que, por sua vez, modificará $v_c(t)$. Logo:

$$D = D + \Delta D \quad (4.33)$$

$$i_d(t) = i_d(t) + \Delta i_d(t) \quad (4.34)$$

$$i_c(t) = i_c(t) + \Delta i_c(t) \quad (4.35)$$

$$v_c(t) = v_c(t) + \Delta v_c(t) \quad (4.36)$$

Substituindo-se (4.33), (4.34) e (4.36) em (4.30), tem-se:

$$\frac{di_d(t)}{dt} + \frac{d\Delta i_d(t)}{dt} = \frac{D(t)V_b - v_c(t)}{L_d} + \frac{\Delta D(t)V_b - \Delta v_c(t)}{L_d} \quad (4.37)$$

Por comparação entre as expressões (4.30) e (4.37), obtém-se:

$$\frac{d\Delta i_d(t)}{dt} = \frac{\Delta D(t)V_b - \Delta v_c(t)}{L_d} \quad (4.38)$$

Reescrevendo-se (4.32) como se segue,

$$i_d(t) = i_c(t) - i_s(t), \quad (4.39)$$

E substituindo-se (4.34) e (4.35) em (4.39), tem-se:

$$i_d(t) + \Delta i_d(t) = i_c(t) - i_s(t) + \Delta i_c(t) \quad (4.40)$$

Comparando-se (4.39) e (4.40), determina-se a condição exposta em (4.41)

$$\Delta i_d(t) = \Delta i_c(t) \quad (4.41)$$

A tensão do capacitor C_d é dada por:

$$v_c(t) = \frac{1}{C_d} \int i_c(t) dt \quad (4.42)$$

Aplicando-se (4.35) e (4.36) em (4.42) resulta em:

$$v_c(t) + \Delta v_c(t) = \frac{1}{C_d} \int i_c(t) dt + \frac{1}{C_d} \int \Delta i_c(t) dt \quad (4.43)$$

Observando-se as expressões (4.42) e (4.43), conclui-se que a variação da tensão no capacitor C_d será dada por:

$$\Delta v_c(t) = \frac{1}{C_d} \int \Delta i_c(t) dt \quad (4.44)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (4.38), (4.41) e (4.44) e fazendo-se algumas manipulações algébricas chega-se à função de transferência desejada, dada a seguir:

$$G_a(s) = \frac{\Delta V_C(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_b}{s^2 L_d C_d + 1} \quad (4.45)$$

4.3.1.2 – Função de transferência $G_d(s) = \frac{\Delta V_b(s)}{\Delta V_C(s)}$

A obtenção da função de transferência $G_d(s)$ é possível considerando-se um capacitor C_b no lugar do banco de baterias [28]. Levando-se em consideração a Figura 4.4 e a Figura 4.12, no intervalo $DT_s/2$, os interruptores S_1 e S_4 estão ligados e conduzem a corrente que circula pelo capacitor C_b . O valor médio da corrente do capacitor C_b durante o período de comutação $T_s/2$ é expresso por (4.46):

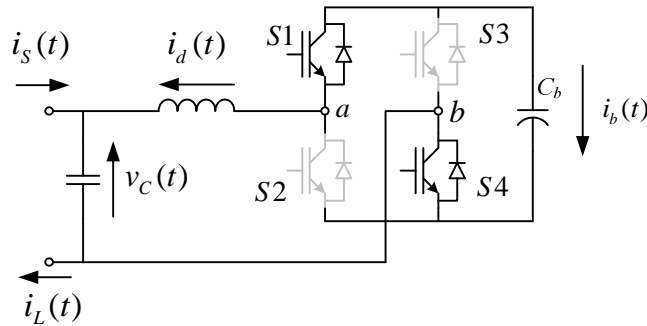


Figura 4.12 – Fluxo de correntes pelo VSC série.

$$\bar{i}_b(t) = \frac{2}{T_s} \left[\int_0^{D\frac{T_s}{2}} -i_d(t) dt \right] = -i_d D \quad (4.46)$$

em que i_d é o valor médio de $i_d(t)$ para o período considerado. A corrente no capacitor C_b também pode ser expressa por:

$$i_b(t) = C_b \frac{dv_b(t)}{dt} \quad (4.47)$$

Aplicando-se Laplace em (4.46) e (4.47), tem-se:

$$\bar{I}_b(s) = -I_d(s)D \quad (4.48)$$

$$I_b(s) = sC_b V_b(s) \quad (4.49)$$

Admitindo que a frequência de comutação do conversor seja superior à frequência da rede, pode-se aproximar $I_b(s)$ por seu valor médio $\bar{I}_b(s)$. Desse modo, substituindo (4.49) em (4.48), tem-se:

$$V_b(s) = \frac{-I_d(s)D}{sC_b} \quad (4.50)$$

Retornando-se à expressão (4.30) e provocando-se pequenas variações em $i_d(t)$, tem-se:

$$\frac{di_d(t)}{dt} + \frac{d\Delta i_d(t)}{dt} = \frac{D(V_b + \Delta V_b) - (v_C(t) - \Delta v_C(t))}{L_d} \quad (4.51)$$

Da comparação entre (4.51) e (4.30) obtém-se:

$$\frac{d\Delta i_d(t)}{dt} = \frac{D\Delta V_b - \Delta v_C(t)}{L_d} \quad (4.52)$$

Causando-se pequenas variações em V_b , a expressão (4.50) é reescrita como:

$$V_b(s) + \Delta V_b(s) = \frac{D[-I_d(s) + \Delta I_d(s)]}{sC_b} \quad (4.53)$$

Da expressão (4.53) retira-se a expressão de $\Delta V_b(s)$:

$$\Delta V_b(s) = \frac{D[-\Delta I_d(s)]}{sC_b} \quad (4.54)$$

Após algumas manipulações algébricas encontra-se a função transferência procurada:

$$G_d(s) = \frac{\Delta V_d(s)}{\Delta V_C(s)} = \frac{D}{s^2 L_d C_b + D^2} \quad (4.55)$$

4.3.2 – Dimensionamento do indutor L_d

Uma das finalidades do inversor série é a compensação das possíveis distorções presentes na tensão da rede, como descrito anteriormente. Por esse motivo, segundo [28], é válido supor, para um correto dimensionamento de L_d , que a tensão da rede seja composta não apenas por uma senóide em 60Hz, mas também por componentes harmônicas. Supõe-se ainda que a ordem destas harmônicas seja elevada o suficiente para produzir uma onda quadrada conforme mostra a Figura 4.13. Fica estabelecido que $f(t)$ será a tensão de entrada a ser considerada, com amplitude máxima V_q , período $T = 1/60s$ e $\omega = 2\pi/T$. A expressão (4.56) descreve matematicamente $v_s(t)$:

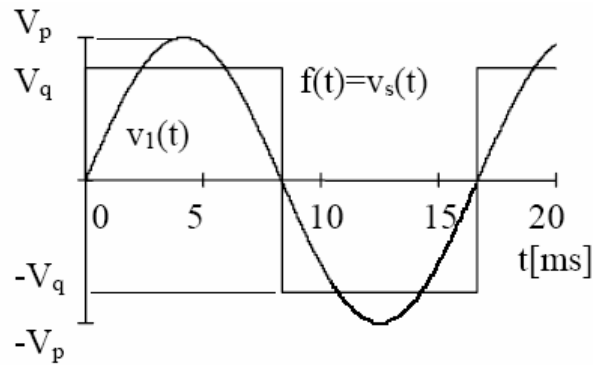


Figura 4.13 – Padronização da tensão de entrada

$$v_s(t) = \sum_{n=1}^m \frac{1}{2n-1} \text{sen}[(2n-1)\omega t] \quad (4.56)$$

Separando a componente fundamental das componentes harmônicas em (4.56) obtém-se:

$$v_s(t) = \frac{4V_q}{\pi} \text{sen}(\omega t) + \frac{4V_q}{3\pi} \left\{ \sum_{n=2}^m \frac{1}{2n-1} \text{sen}[(2n-1)\omega t] \right\} \quad (4.57)$$

Fazendo $(4/\pi)V_q = V_p$, reescreve-se (4.57) como:

$$v_s(t) = V_p \text{sen}(\omega t) + V_p \left\{ \sum_{n=2}^m \frac{1}{2n-1} \text{sen}[(2n-1)\omega t] \right\} = v_1(t) + v_h(t) \quad (4.58)$$

em que $v_h(t)$ é a componente harmônica de $v_s(t)$ que deve ser anulada pelo conversor série.

A tensão de compensação série é dada por (4.59), supondo que no compensador série não haja circulação de potência ativa (apenas o suficiente para suprir a perdas dos componentes empregados):

$$v_c(t) = -\frac{4V_q}{\pi} \left\{ \sum_{n=2}^v \frac{1}{2n-1} \text{sen}[(2n-1)\omega_c t] \right\} \quad (4.59)$$

Similarmente à $v_c(t)$, a tensão entre os terminais a e b , $v_{ab}(t)$, também é formada por m harmônicas, como descreve (4.60).

$$v_{ab}(t) = -\frac{4V_q}{\pi} \left\{ \sum_{n=2}^m \frac{1}{2n-1} \text{sen}[(2n-1)\omega_{ab} t] \right\} \quad (4.60)$$

Supondo ainda que a frequência de comutação dos interruptores seja superior à frequência da componentes harmônica de mais alta ordem a ser compensada, admite-se que o valor médio de $\overline{V_{ab}}(t)$ seja igual a (4.60), para meio período de chaveamento. Sabendo-se que para modulação SPWM unipolar o valor médio de $v_{ab}(t)$ é $\overline{V_{ab}}(t) = D(t)V_b$, combina-se esse resultado com a expressão (4.60), que resulta em (4.61):

$$D(t) = -\frac{4V_q}{V_b \pi} \left\{ \sum_{n=2}^m \frac{1}{2n-1} \text{sen}[(2n-1)\omega_{ab} t] \right\} \quad (4.61)$$

Quando as chaves S_1 e S_4 estão fechadas pode-se escrever a seguinte expressão para a tensão no indutor:

$$V_b - v_c(t) = L_d \frac{di_d(t)}{dt} \quad (4.62)$$

Considerando-se que a tensão sobre o indutor não varie dentro do intervalo de análise, a expressão (4.62) pode ser reescrita como:

$$V_b - v_C(t) = L_d \frac{\Delta i_d(t)}{\Delta t} \quad (4.63)$$

onde o intervalo de tempo Δt é definido como:

$$\Delta t = D(t) \frac{T_s}{2} \quad (4.64)$$

Sabendo-se que $\overline{V_{ab}}(t) = D(t)V_b$, substitui-se (4.64) em (4.63), o que resulta na expressão (4.65), para a variação máxima da corrente:

$$\Delta i_d(t) = \frac{T_s}{2L_d} \left(v_{ab}(t) - \frac{v_{ab}(t)v_C(t)}{V_b} \right) \quad (4.65)$$

Desprezando-se os harmônicos de ordem elevadas, supõe-se que $v_C(t) = v_{ab}(t)$ para efeito de simplificação. Assim, substituindo-se (4.59) e (4.60) em (4.65), obtém-se:

$$\Delta i_d(t) = \frac{T_s}{2L_d} \left\{ \frac{4V_q}{\pi} \left\{ \sum_{n=2}^m \frac{1}{2n-1} \text{sen}[(2n-1)\omega_{ab}t] \right\} - \frac{(4V_q)^2}{V_b \pi^2} \left\{ \sum_{n=2}^m \frac{1}{2n-1} \text{sen}[(2n-1)\omega_{ab}t] \right\}^2 \right\} \quad (4.66)$$

Para facilitar o desenvolvimento de (4.66) adotam-se as designações apresentadas em (4.67):

$$A_n = \frac{1}{2n-1} ; B_n = [(2n-1)\omega_{ab}t] ; m_{ad} = \frac{V_q}{V_b} \quad (4.67)$$

Portanto, (4.66) pode ser escrita como:

$$\Delta i_d(t) = \frac{V_b T_s}{2L_d} \left\{ \frac{4m_{ad}}{\pi} \left\{ \sum_{n=2}^m A_n \text{sen}(B) \right\} - \left(\frac{4m_{ad}}{\pi} \right)^2 \left\{ \sum_{n=2}^m A_n \text{sen}(B) \right\}^2 \right\} \quad (4.68)$$

A ondulação de corrente parametrizada é apresentada em (4.69)

$$\overline{\Delta i_d}(t) = \frac{2\Delta i_d(t)L_d}{V_b T_s} \quad (4.69)$$

Ou ainda, em função de m_{ad} e ωt , para o semiciclo positivo de operação ($0 \leq \omega t \leq \pi$):

$$\overline{\Delta i_d}(t) = \frac{4m_{ad}}{\pi} \left\{ \sum_{n=2}^m A_{sen}(B) \right\} - \left(\frac{4m_{ad}}{\pi} \right)^2 \left\{ \sum_{n=2}^m A_{sen}(B) \right\}^2 \quad (4.70)$$

Através da expressão (4.70) pode-se traçar o gráfico da Figura 4.14, que apresenta a ondulação de corrente parametrizada no indutor L_d para diferentes valores do índice de modulação m_{ad} .

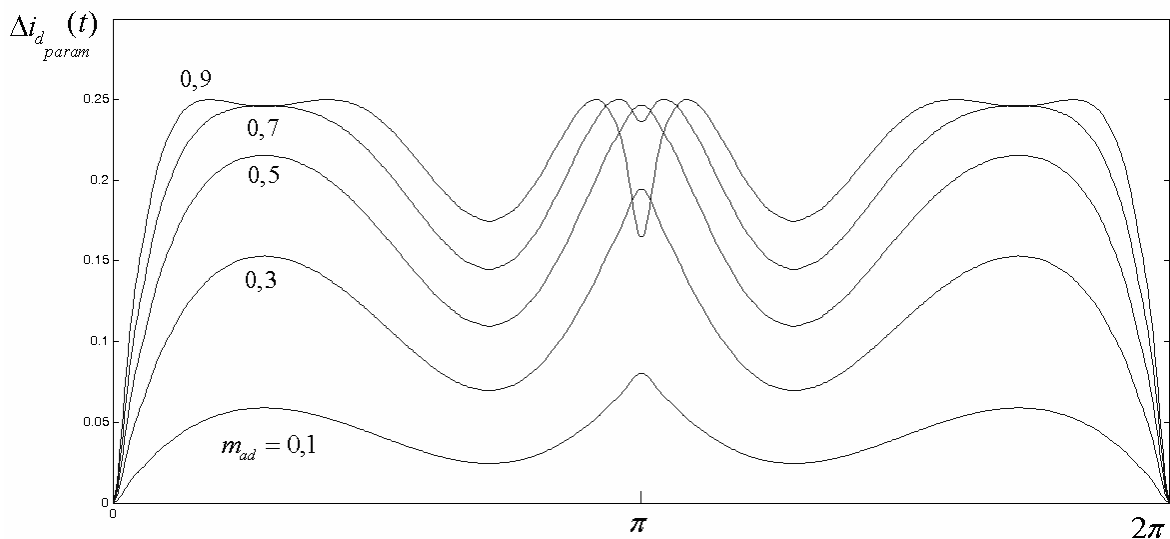


Figura 4.14 – Ondulação de corrente parametrizada.

De acordo com o gráfico da Figura 4.14, a ondulação máxima de corrente parametrizada é igual a 0,25 sendo dependente do índice de modulação m_{ad} e do instante de tempo ωt . Assim, a indutância do conversor delta pode ser calculada por:

$$L_d \geq \frac{\overline{\Delta i_d}_{\max} V_b}{2 \Delta i_{d\max} f_s} \quad (4.71)$$

Apesar da metodologia usada para dimensionar o indutor L_d ser um pouco diferente daquela adotada para o indutor do conversor principal, a expressão (4.71) é idêntica a (4.26). Isso justifica o fato de que, em alguns projetos práticos, o dimensionamento dos interruptores, indutores e capacitores para aplicação em VSC ligado em paralelo é também usado quando este VSC é ligado em série.

No entanto, como já discutido nos capítulos anteriores, não se pode esquecer que o conversor delta é dimensionado para funcionar com 20% da potência nominal do sistema.

4.3.3 – Exemplo de Projeto

A) Cálculo dos Parâmetros

A Tabela 4.4 mostra os principais parâmetros do conversor delta:

Tabela 4.4 - Parâmetros do conversor delta

Parâmetros	Valor
Tensão eficaz da rede (RMS)	127V
Potência da carga, P_0	200W
Corrente eficaz de entrada	1,6A
Tensão das baterias, V_b	48V
Tensão eficaz máxima de compensação série	20V
Freq. de chaveamento, f_s	20kHz
Ondulação da Corrente, $\Delta i_{f \max}$	$0,25 \cdot i_{s \text{ pico}} = 0,55$
Índice de modulação, m_{ad}	$m_{ad} = 0,6$
Capacitor C_d	$1\mu F$

- **Cálculo do indutor L_d :**

Da Figura 4.14 observa-se que o valor máximo da ondulação da corrente parametrizada para $m_{ad} = 0,6$ é aproximadamente 0,25. Portanto, utilizando-se os valores referenciados na Tabela 4.4, o indutor L_d é calculado de acordo com (4.71):

$$L_d \geq \frac{\overline{\Delta i_{d \max}} V_b}{2 \Delta i_{d \max} f_s} \geq \frac{0,25 \cdot 48}{2 \cdot 0,55 \cdot 20000} \geq 550 \mu H$$

- Função de transferência $G_a(s)$:

A função de transferência exibida em (4.45) é dada por:

$$G_a(s) = \frac{\Delta V_C(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_b}{s^2 L_d C_d + 1} = \frac{48}{0,55 \cdot 10^{-9} s^2 + 1}$$

4.4 – Modelagem do Conversor CC-CC

De acordo com as análises realizadas no Capítulo 3, e por questões práticas, escolheu-se o conversor CC-CC bidirecional não isolado para a modelagem matemática. A seguir, serão mostrados os modelos que governam a dinâmica do conversor CC-CC e também a técnica de controle em malha fechada que assegura a estabilidade do sistema.

4.4.1 – Determinação das Funções de Transferência

Na literatura pesquisada, algumas técnicas de modelagem são mais utilizadas do que outras. Em [38] e [39] são apresentadas os princípios da técnica baseada na Média de Espaço de Estados e em [35] e [36] são propostos modelos equivalentes lineares da célula de comutação chave PWM.

Em [37] e [38], a partir das equações de Média de Espaço de Estados, é construído um modelo equivalente generalizado de alguns conversores CC-CC. A Figura 4.15 mostra o circuito equivalente enquanto a Tabela 4.5 mostram os parâmetros para os conversores *buck* e *boost*.

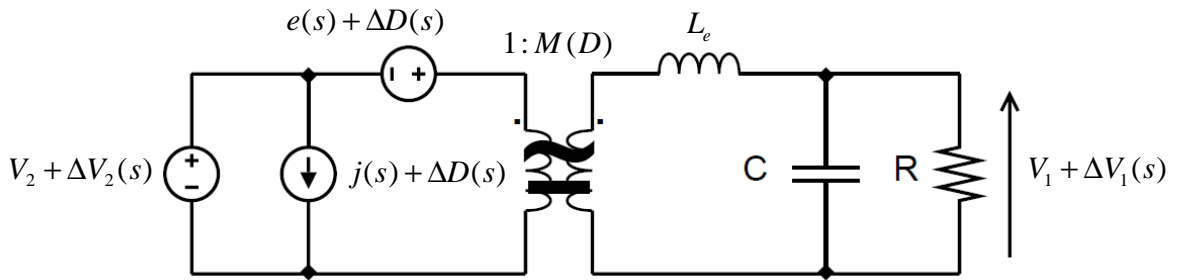


Figura 4.15 – Circuito equivalente para conversores estáticos

Tabela 4.5 – Parâmetros do circuito equivalente

Conversor	$M(D)$	L_e	$e(s)$	$j(s)$
<i>Buck</i>	D	L	$\frac{V_1}{D^2}$	$\frac{V_1}{R}$
<i>Boost</i>	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{L}{(1-D)^2}$	$V_1 \left(1 - \frac{sL}{(1-D)^2 R} \right)$	$\frac{V_1}{(1-D)^2 R}$

No circuito equivalente, variações das tensões de entrada e saída e variações na razão cíclica são modeladas por fontes dependentes. Já as relações dos parâmetros de entrada (tensão e corrente) e de saída (tensão) do circuito são modeladas por um transformador CC-CC ideal, através da relação fictícia de espiras $1:M(D)$. O comportamento do circuito mediante variações na razão cíclica, $D + \Delta D(s)$, também é contemplado pelo modelo.

4.4.1.1 – Funções de transferência das etapas *Buck* e *Boost*

Com o modelo equivalente dos conversores CC-CC em mãos, a análise de circuitos lineares pode ser aplicada para se encontrar as funções de transferência de pequenos sinais para as relações controle-saída e entrada-saída.

Em (4.72) é expressa a relação controle-saída entre $v_1(s)$ e $D(s)$ fazendo-se $v_2(s)$ nulo. Já em (4.73) a relação entrada-saída entre $v_1(s)$ e $v_2(s)$ é obtida fazendo-se $D(s)$ nulo.

$$G_b(s) = \frac{\Delta v_1(s)}{\Delta D(s)} = G_{d0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (4.72)$$

$$G_g(s) = \frac{\Delta v_1(s)}{\Delta v_2(s)} = G_{g0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (4.73)$$

Os parâmetros generalizados de (4.72) e (4.73) são referenciados na Tabela 4.6:

Tabela 4.6 – Parâmetros da função de transferência de pequenos sinais

Conversor	G_{g0}	G_{d0}	ω_0	Q	ω_z
<i>Buck</i>	D	$\frac{V_1}{D}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$R\sqrt{\frac{C}{L}}$	∞
<i>Boost</i>	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{V_1}{1-D}$	$\frac{1-D}{\sqrt{LC}}$	$(1-D)R\sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{(1-D)^2 R}{L}$

4.4.2 – Dimensionamento do indutor e do capacitor do conversor CC-CC

Neste trabalho será verificado apenas o funcionamento do conversor CC-CC na etapa *boost*, ou seja, está-se querendo verificar a UPS funcionando no modo *backup*. Um estudo apurado sobre o processo de recarga do banco de baterias usando a topologia *buck-boost* como circuito carregador foi elaborado em [29], [30] e [31]. Por este motivo, tal estudo não será contemplado aqui.

Portanto, o dimensionamento do indutor e do capacitor será feito para a topologia *boost* como será visto a seguir. A Figura 4.16 mostra a topologia do conversor *boost*.

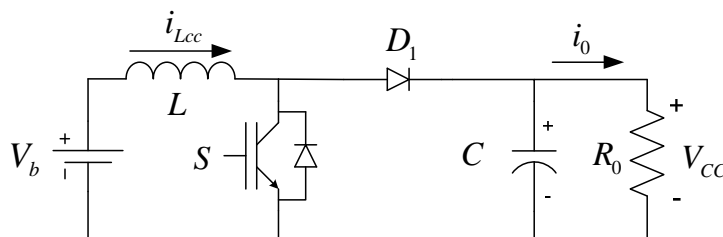


Figura 4.16 – Topologia do conversor CC-CC *boost*

4.4.2.1 – Dimensionamento do Indutor *Boost*:

O dimensionamento do indutor do conversor *boost* foi obtido considerando-se o circuito funcionando no limiar dos modos de operação contínuo e descontínuo, CCM e DCM, respectivamente. Nessa situação a corrente sobre o indutor é mostrada na Figura 4.17.

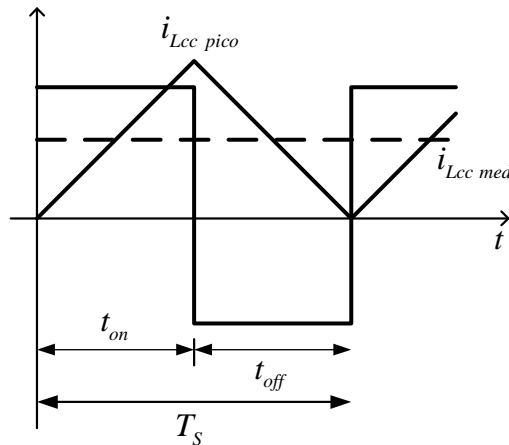


Figura 4.17 – Corrente no indutor no limite entre CCM e DCM

A Figura 4.18 mostra os subcircuitos resultantes da operação do conversor *boost* para os tempos t_{on} (interruptor conduzindo) e t_{off} (interruptor desligado).

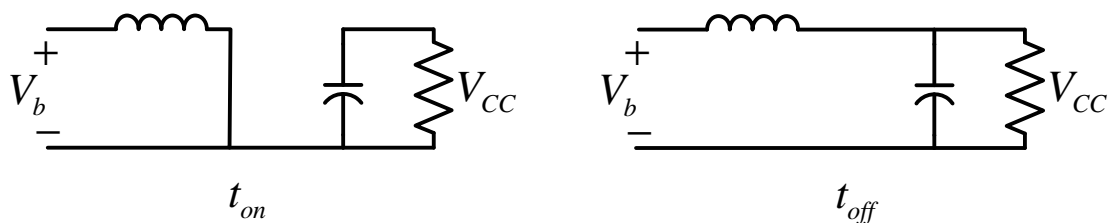


Figura 4.18 – Diagrama simplificado do circuito *boost* para o interruptor conduzindo e desligado

O valor médio da corrente pode ser escrito como:

$$i_{Lcc} = \frac{1}{2} i_{Lcc \text{ pico}} \quad (4.74)$$

mas:

$$V_b = L \frac{\Delta i_{Lcc}}{\Delta t} = L \frac{i_{Lcc \text{ pico}}}{t_{on}} \quad (4.75)$$

Isolando-se $i_{L_{cc} \text{ pico}}$ na expressão (4.75) e substituindo-se em (4.74), tem-se:

$$i_{L_{cc}} = \frac{1}{2} \frac{V_b}{L} t_{on} \quad (4.76)$$

mas como $t_{on} = DT_S$ e sabendo-se que

$$\frac{V_{CC}}{V_b} = \frac{1}{1-D} \quad (4.77)$$

a expressão (4.76) pode ser reescrita em função de (4.77):

$$i_{L_{cc}} = \frac{T_S V_{CC}}{2L} D(1-D) \quad (4.78)$$

Supondo $i_{L_{cc}} = i_0$ e substituindo-se (4.77) em (4.78), obtém-se o valor mínimo do indutor para o circuito não operar em DCM.

$$L \geq \frac{(1-D)^2 DR_0}{2f_s} \quad (4.79)$$

em que D é a razão cíclica, R_0 é a resistência da carga e f_s é a frequência de chaveamento.

4.4.2.2 – Dimensionamento do capacitor *Boost*:

O dimensionamento do capacitor do conversor *boost* é realizado com base na ondulação da tensão de saída: quanto menor a ondulação, maior será o valor deste componente. A expressão (4.80) determina o valor de C_{CC} em função da ondulação máxima pretendida no projeto e da razão cíclica, segundo [40]:

$$C_{CC} = \frac{D}{k_v \cdot f_s \cdot R_0} \quad (4.80)$$

em que k_v é a ondulação máxima da tensão em valor percentual.

Conforme exposto anteriormente, C_{CC} pode ser expresso também por (4.27). Por essa razão sempre será escolhido o maior valor C_{CC} dado por essas duas expressões.

4.4.3 – Exemplo de Projeto

A) Dimensionamento dos Parâmetros

Os parâmetros para o dimensionamento da etapa *boost* do conversor CC-CC são mostrados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Parâmetros do conversor CC-CC *boost*

Parâmetros <i>boost</i>	Valor
Tensão CC de entrada V_b	48V
Tensão CC de saída V_{CC}	250V
Ondulação máx de V_{CC} , k_v	1%
Potência da carga, P_0	200W
Freq. de chaveamento, f_s	20kHz
Razão cíclica, D	0,8
Resistência da carga	313Ω

- **Cálculo do indutor**

Dados os parâmetros de projeto selecionados, a indutância L é calculada segundo (4.79). Assim, tem-se:

$$L \geq \frac{(1-D)^2 DR_0}{2f_s} \geq \frac{(1-0,8)^2 0,8 \cdot 313}{2 \cdot 20000} \geq 250 \mu H$$

- **Cálculo do Capacitor C_{CC}**

Com base em (4.80), o capacitor C_{CC} será definido como:

$$C_{CC} = \frac{D}{k_V \cdot f_s \cdot R_0} = \frac{0,8}{0,01 \cdot 20000 \cdot 313} = 13 \mu F$$

Portanto, como a expressão (4.27) retornou um valor de C_{CC} maior que a expressão (4.80), a primeira será considerada.

- **Função de Transferência $G_b(s)$**

A determinação da função de transferência é dada pela substituição dos parâmetros em (4.72).

$$G_b(s) = \frac{\left(\frac{V_0}{(1-D)} \right) \left(1 - \left(\frac{L}{(1-D)^2 R_0} \right) s \right)}{\left(1 + \left(\frac{L}{(1-D)^2 R_0} \right) s + \left(\frac{LC_{CC}}{(1-D)^2} \right) s^2 \right)}$$

$$G_b(s) = \frac{\left(\frac{250}{0,2} \right) \left(1 - \left(\frac{250 \cdot 10^{-6}}{(0,2)^2 \cdot 313} \right) s \right)}{\left(1 + \left(\frac{250 \cdot 10^{-6}}{(0,2)^2 \cdot 313} \right) s + \left(\frac{250 \cdot 10^{-6} \cdot 13 \cdot 10^{-6}}{(0,2)^2} \right) s^2 \right)} = \frac{-0,025s + 1250}{81,2 \cdot 10^{-9} s^2 + 20 \cdot 10^{-6} s + 1}$$

B) Malha de Controle

A Tabela 4.8 mostra os parâmetros de um exemplo de projeto para o controlador de tensão (Figura 3.12) calculado de acordo com o procedimento descrito no Apêndice A:

Tabela 4.8 - Parâmetros de projeto

$f_{cg} = 3kHz$	$MF = 30^\circ$	$L_p = 250\mu H$
$C_{CC} = 13\mu F$	$D = 0,8$	$A = 2,21 \cdot 10^5$
$\omega_z = 1,34kHz$	$\omega_p = 18,66kHz$	$R_1 = 10k\Omega$
$R_2 = 20k\Omega$	$C_1 = 5,85nF$	$C_2 = 450pF$

A expressão matemática para a função de transferência do controlador de tensão dada em (3.12) pode ser escrita, em função dos parâmetros, como:

$$H_v(s) = \frac{A (s + \omega_z)(s + \omega_z)}{s (s + \omega_p)(s + \omega_p)} = \frac{1,8 \cdot 10^6 s^2 + 1,2 \cdot 10^{10} s + 2 \cdot 10^{13}}{s^3 + 2,13 \cdot 10^5 s^2 + 1,13 \cdot 10^{10} s}$$

A FTMA é definida como:

$$FTMA = H_v(s) \cdot G_b(s) \cdot k_{PWM} \cdot k_{sensor}$$

Portanto:

$$FTMA = \frac{-313,4s^3 + 1,36 \cdot 10^7 s^2 + 1 \cdot 10^{11} s + 1,74 \cdot 10^{14}}{38,12 \cdot 10^{-8} s^5 + 17,3 \cdot 10^{-3} s^4 + 927 s^3 + 4,4 \cdot 10^5 s^2 + 1,13 \cdot 10^{10} s}$$

De posse de $G_b(s)$, $H_v(s)$ e $FTMA$ é possível traçar o diagrama de Bode do sistema, como mostra a Figura 4.8

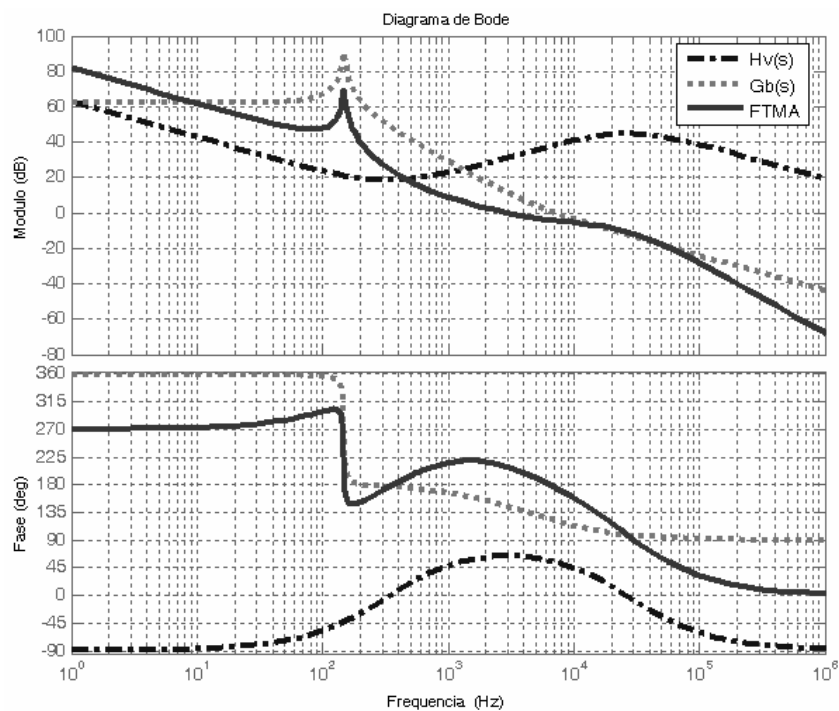


Figura 4.19 – Diagrama de Bode da malha de controle de tensão para o conversor *boost*.

De acordo com a Figura 4.19, a FTMA apresentou uma fase de 215° ou -150° para a frequência de cruzamento de ganho de $3kHz$. Isso significa que a margem de fase de 30° escolhida no projeto do controlador de tensão está sendo respeitada, tornando o sistema estável.

4.5 – Conclusões Parciais

Nesse capítulo foram descritos os procedimentos necessários à obtenção dos modelos matemáticos dos conversores embarcados na UPS delta modificada. Foi descrito também, como os capacitores e indutores devem ser projetados para atender às especificações do sistema.

A estratégia de disparo dos interruptores estáticos é um tópico de extrema relevância no projeto da UPS. Neste trabalho, optou-se pela modulação PWM senoidal unipolar por apresentar características importantes ao projeto e pela facilidade de implementação em microcontroladores de baixo custo. Dentre as características importantes, ressaltam-se: 1) a ordem das componentes harmônicas acontece para múltiplos pares da frequência de chaveamento; 2) a facilidade de filtragem das componentes harmônicas, dada a frequência elevada.

As funções de transferência dos conversores também são influenciadas pela escolha da modulação. A técnica de modelagem empregada, tanto para o VSC série quanto para o VSC paralelo, foi a dos princípios dos valores médios instantâneos. Nesta técnica, é feita a suposição da não variação dos parâmetros para um período de comutação dos interruptores estáticos.

Na modelagem do conversor CC-CC bidirecional foi utilizada a técnica da média de espaços de estado. A partir das equações obtidas nesta técnica, é construído o modelo equivalente generalizado que pode ser equacionado utilizando-se as técnicas tradicionais de modelagem de circuitos lineares.

Ao final de cada seção, um exemplo de projeto foi executado para ilustrar a utilização dos modelos matemáticos obtidos. O dimensionamento das malhas de controle discutidas no Capítulo 3 foi executado em função dos parâmetros dos exemplos de projeto. Os diagramas de Bode dos controladores foram apresentados para mostrar o comportamento do sistema após a inserção da realimentação.

5

Simulações e Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados resultados de simulações digitais e experimentais da UPS delta modificada usada para alimentar uma carga não-linear de 200W.

O projeto dos conversores, bem como o dimensionamento dos componentes, que serão utilizados para a realização das análises de simulação será o mesmo utilizado para a realização dos testes experimentais. Assim, a comparação entre os resultados teóricos e práticos permite melhores conclusões.

Conforme já exposto nos capítulos anteriores, o objetivo deste trabalho não é testar o funcionamento dinâmico da UPS. Por isso, os resultados de simulação foram obtidos consideradas as análises individuais das estruturas série e paralela dos conversores estáticos. Os resultados experimentais devem comprovar algumas formas de ondas obtidas nos testes de simulação. Alguns processos de controle e supervisão serão implementados com microcontroladores PIC.

Detalhes dos circuitos auxiliares, como sensores, condicionadores de sinais, drivers e circuitos de disparo serão apresentados para um perfeito entendimento do processo de validação experimental. Informações a respeito do microcontrolador PIC também serão apresentadas, além do fluxograma contendo o resumo das funções do algoritmo projetado.

5.1 – Resultados de Simulação

Os resultados de simulação foram obtidos com o *software* PSIM (versão 6.0) Este programa tem como características a facilidade de uso e a velocidade de simulação. As

formas de ondas geradas, mesmo considerando-se o circuito ideal, foram suficientes para uma análise qualitativa e quantitativa das estruturas.

Os resultados de simulação, portanto, serão divididos em três partes: simulação do conversor principal, simulação do conversor delta e simulação do modo *backup*.

Para todos os casos simulados, foi levado em consideração a UPS alimentando carga não-linear (retificador de onda completa com filtro capacitivo e carga resistiva) com potência de 200W. Os parâmetros dos elementos usados na simulação foram os mesmos utilizados no exemplo de projeto do capítulo anterior. No entanto, foram feitos arredondamentos dos valores encontrados para os valores comerciais mais próximos. Considerou-se também a disponibilidade dos componentes em laboratório.

5.1.1 – Simulação do Conversor Principal

O circuito do conversor principal simulado no PSIM é mostrado na Figura 5.1. A malha de controle contendo os controladores de tensão e de corrente também é mostrada nessa figura. Os valores das indutâncias, capacitâncias e resistências dos circuitos estão indicados no circuito.

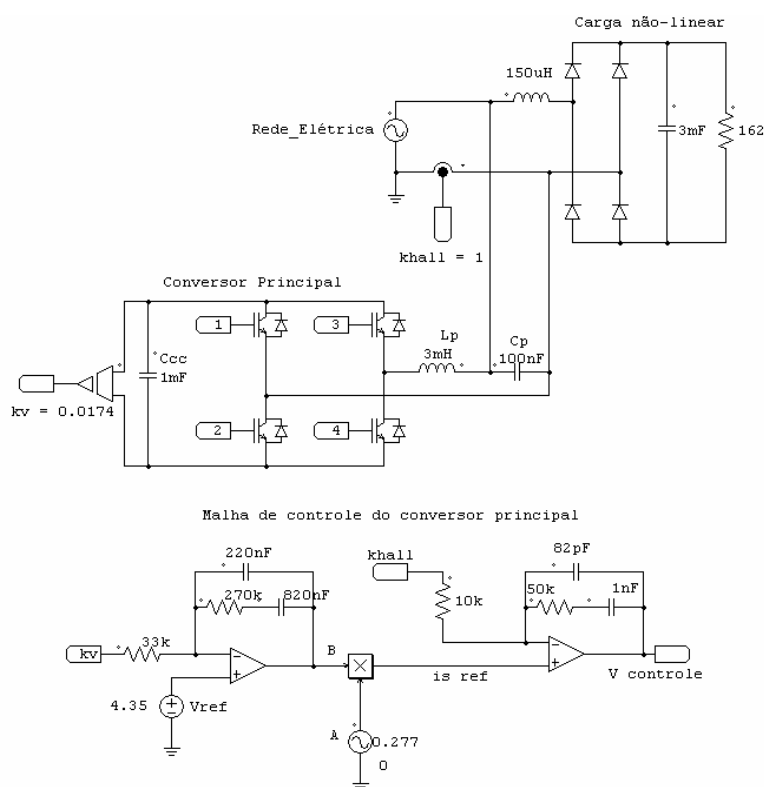


Figura 5.1 – Diagrama esquemático do circuito do conversor principal.

A Figura 5.2 mostra o circuito do modulador PWM unipolar que gera os pulsos de disparo para os interruptores 1-2 e 3-4. Nesta simulação a frequência da portadora triangular foi escolhida igual a 20kHz.

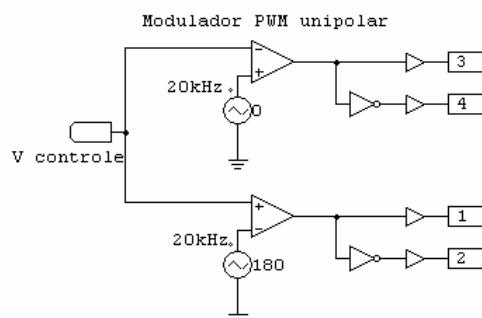


Figura 5.2 – Malha de controle do modulador PWM do conversor principal.

Supondo a rede elétrica operando em condições normais, o conversor principal é controlado para compensar as componentes harmônicas de corrente e corrigir o fator de potência da carga. A Figura 5.3 (a) mostra a tensão da rede elétrica e a corrente consumida pela carga não-linear de 200W. Para melhor visualização da forma de onda da corrente da carga, esta foi multiplicada por um fator dez. Observa-se também, pela Figura 5.3 (b), o valor elevado da taxa de distorção harmônica (THD) da corrente da carga, próximo a 180%.

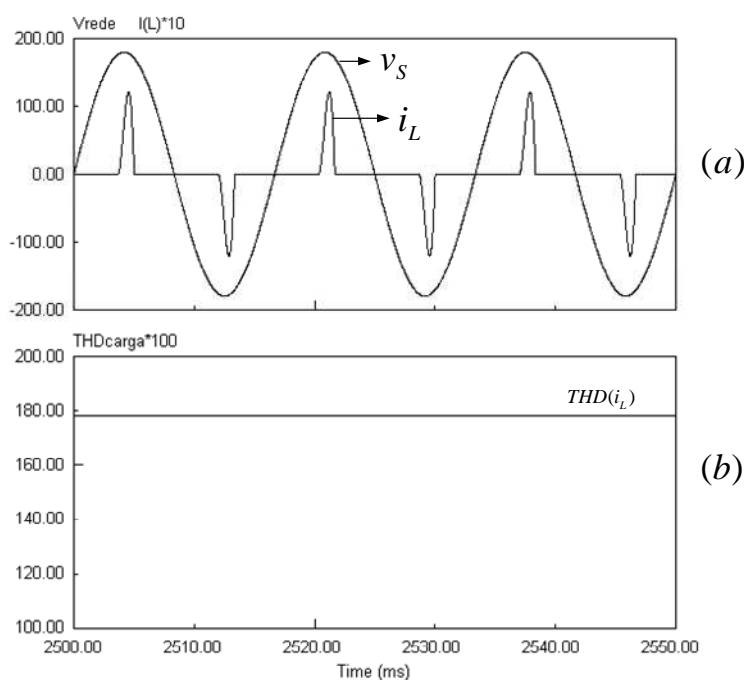


Figura 5.3 – (a) tensão da rede elétrica e corrente da carga não-linear; (b) THD na corrente da carga.

A Figura 5.4 (a)-(d) permite observar o desempenho, em regime permanente, da malha de controle do conversor principal. A corrente de entrada i_S é praticamente senoidal e está em fase com a tensão da rede v_S . A corrente do conversor principal é gerada de forma a compensar as componentes harmônicas presentes na corrente da carga.

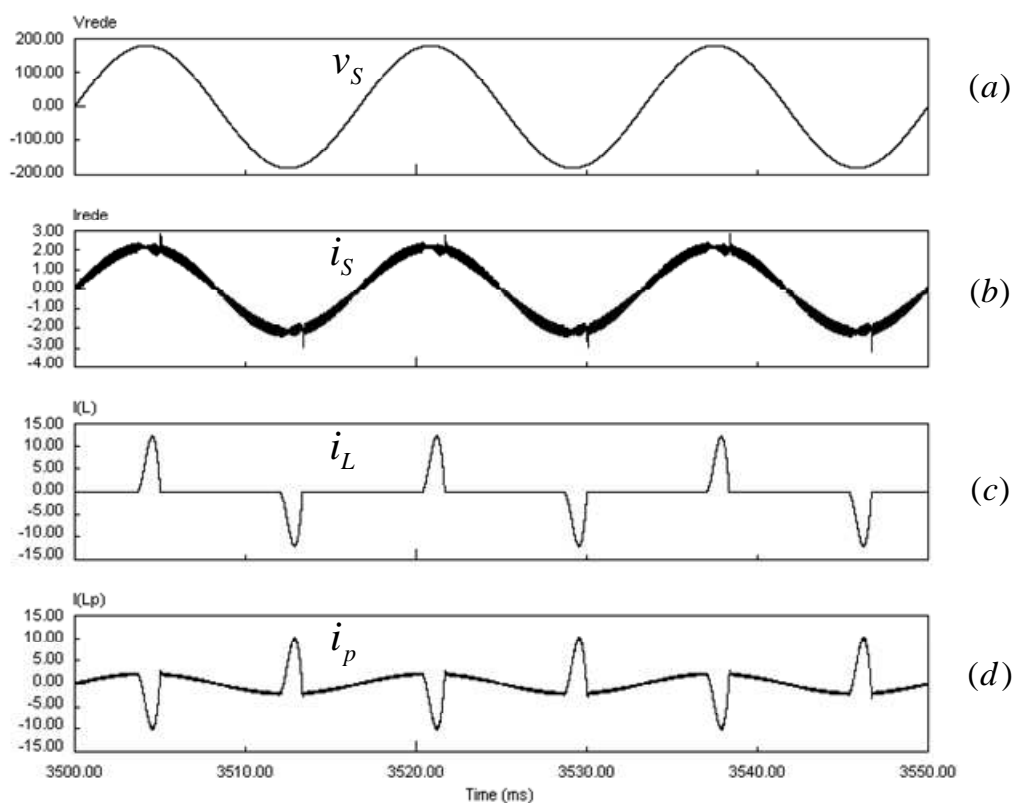


Figura 5.4 – Formas de onda nos terminais da carga e do conversor principal: (a) tensão de entrada; (b) corrente de entrada (c) corrente na carga; (d) corrente do conversor principal.

Apesar da componente fundamental da corrente da carga não-linear estar praticamente em fase com a tensão da rede, o fator de potência desse tipo de carga é próximo de 0,5. Na Figura 5.5 (a) fica claro a característica indutiva da carga não-linear e pode-se observar o desempenho em regime permanente do controlador de corrente para a correção do fator de potência do sistema. O fator de potencia de entrada é indicado por FP_{IN} , enquanto o fator de potência da carga é indicado por FP_{OUT} .

A THD da corrente de entrada i_S também é mostrada na Figura 5.5 (b). O valor desta taxa sofreu redução considerável, caindo para 9%, graças a ação da malha de controle do conversor principal.

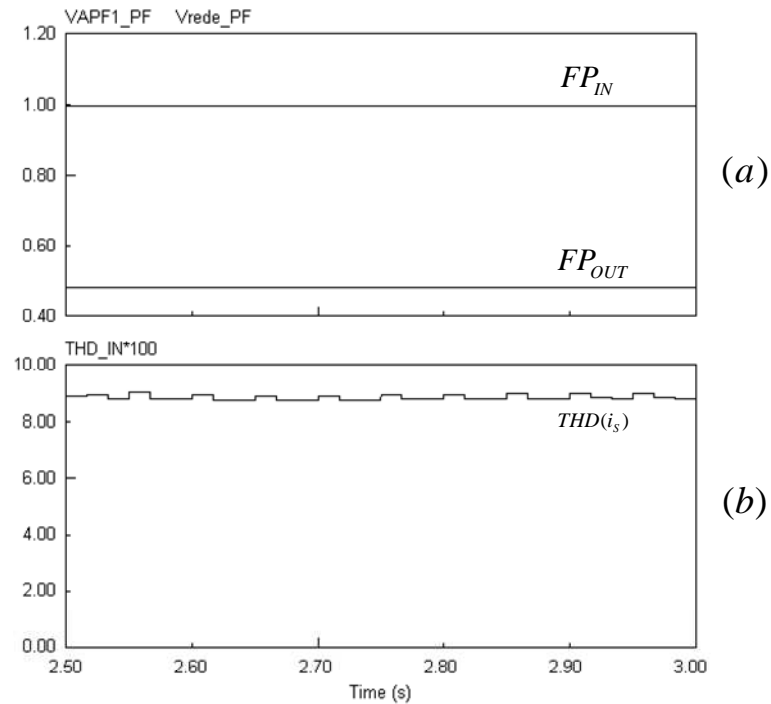


Figura 5.5 – (a) Fator de potência de entrada e fator de potência da carga não-linear; (b) THD da corrente de entrada.

A tensão V_{ab} que caracteriza a modulação a SPWM unipolar é mostrada na Figura 5.6 (a) juntamente com uma ampliação da tensão do terminal CC do conversor principal, mostrada na Figura 5.6 (b). O controlador de tensão se mostra eficiente para manter estabilizada a tensão V_{CC} em 250V.

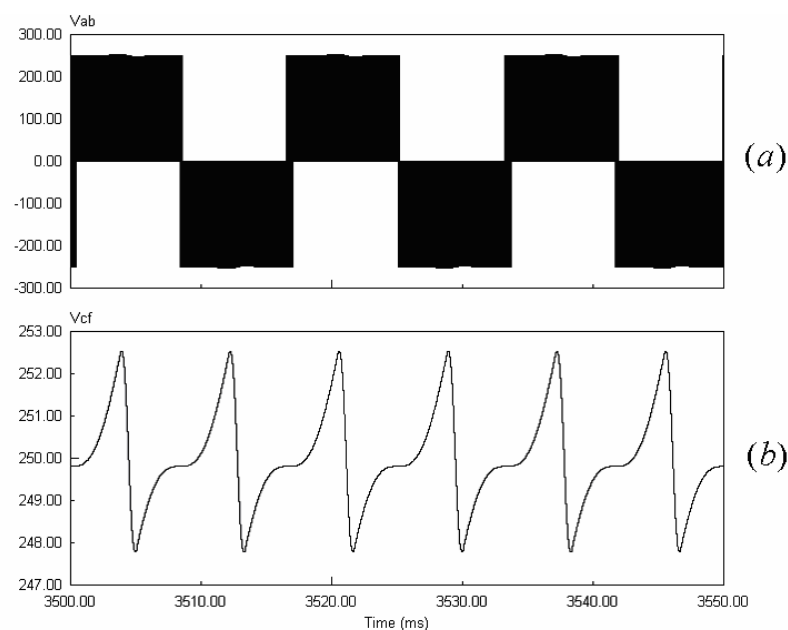


Figura 5.6 – (a) Tensão nos terminais a e b ; (b) detalhe da tensão nos terminais CC.

5.1.2 – Simulação do Conversor Delta

Para a simulação do conversor delta foi montado o circuito mostrado na Figura 5.7 no PSIM. Nessa figura o indutor L_d e o capacitor C_d formam um filtro passivo responsável por filtrar os harmônicos produzidos pela operação do conversor delta. Nos resultados que serão apresentados a frequência da portadora triangular usada para gerar o padrão de chaveamento dos interruptores do conversor delta é igual 20kHz.

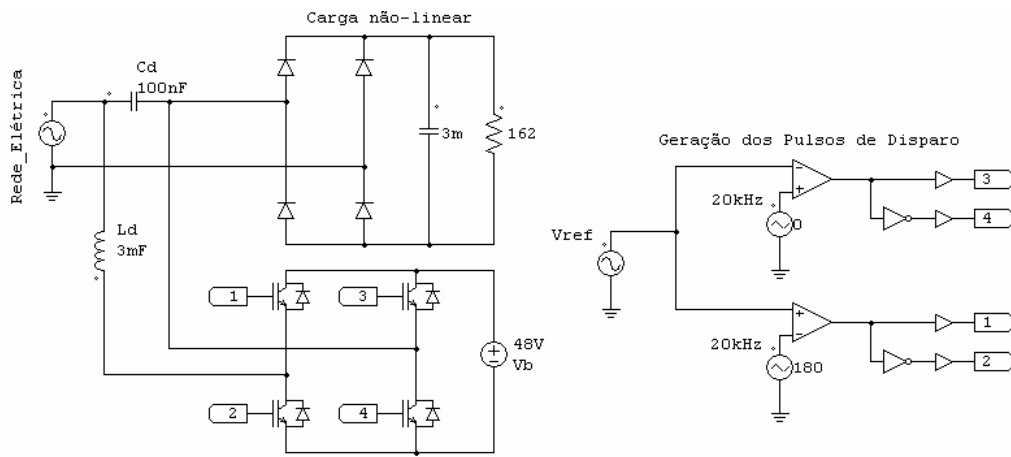


Figura 5.7 – Circuito do conversor delta simulado.

A metodologia utilizada para a geração dos pulsos de disparo consiste em aplicar um sinal senoidal cuja amplitude depende do valor de pico da portadora triangular e do índice de modulação [37] e [40], como mostrado a seguir:

$$\hat{V}_{ref} = m_{ad} \hat{V}_{tr} \quad (5.1)$$

em que o fator de modulação de amplitude m_{ad} é definido por:

$$m_{ad} = \frac{\hat{V}_c}{V_b} \quad (5.2)$$

em que V_b é o valor médio da tensão CC e \hat{V}_c é o valor de pico da tensão de compensação do conversor delta, respectivamente.

Quando ocorre subtensão na rede elétrica o conversor delta gera uma tensão série cuja amplitude é proporcional à subtensão observada na rede. A fase da tensão de compensação série v_c deve ser a mesma da tensão da rede elétrica v_s . Desta forma fica

garantida a regulação da tensão na carga v_L dentro da faixa nominal. A Figura 5.8 mostra a tensão de compensação série do conversor delta para $\hat{V}_S = 153V$, $\hat{V}_C = 27V$ e $\hat{V}_L = 180V$.

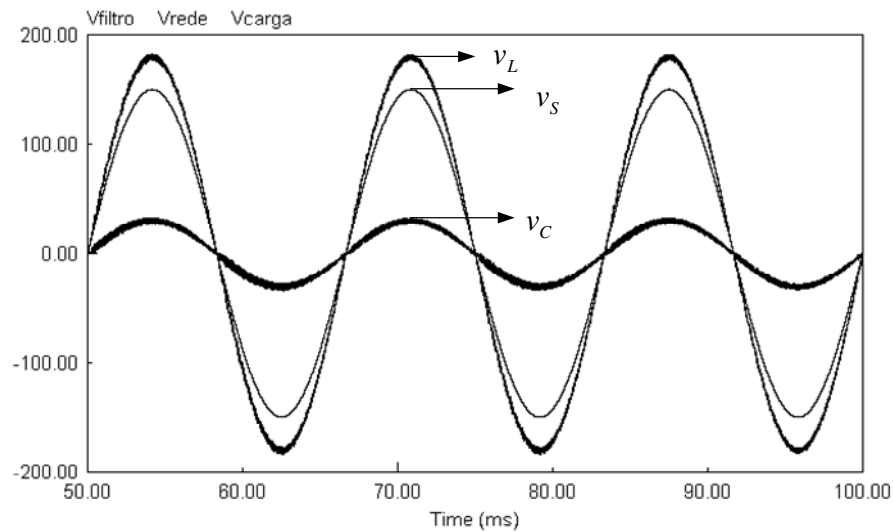


Figura 5.8 – Compensação série para ocorrência de subtensão da rede elétrica.

A Figura 5.9 mostra a situação contrária, quando a rede opera com sobretensão sustentada de 11%. Neste caso, a tensão de compensação série v_C deve ser defasada de 180° da tensão da rede v_S . Na figura, o valor de pico das formas de onda mostradas são:

$\hat{V}_S = 200V$, $\hat{V}_C = 20V$ e $\hat{V}_L = 180V$.

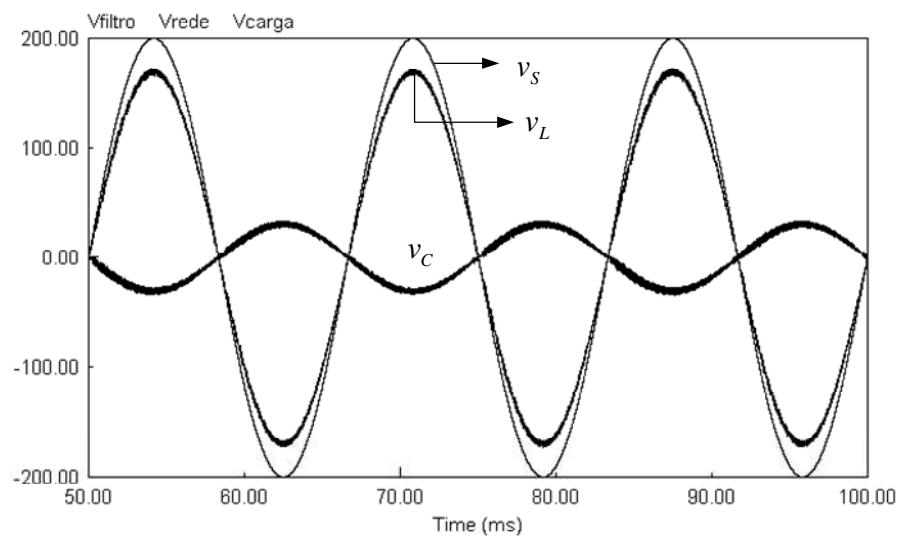


Figura 5.9 - Compensação série para ocorrência de sobretensão da rede elétrica.

Do exposto nas Figuras 5.8 e 5.9, se pode notar que o projeto do filtro passivo $L_p C_p$ foi adequado para extrair, da tensão de compensação série, os harmônicos provenientes do chaveamento dos interruptores do conversor delta.

5.1.3 – Simulação do Modo *Backup*

Na simulação do modo *backup* será investigado tanto o funcionamento do conversor *boost* quanto o funcionamento do conversor principal no modo de tensão. Ressalta-se, mais uma vez, que o projeto dos elementos dos circuitos foi realizado de acordo com os valores comerciais dos componentes inicialmente projetados e das disponibilidades dos mesmos no laboratório; o mesmo projeto será usado para a obtenção dos resultados experimentais.

A Figura 5.10 mostra o circuito montado para a análise do modo de operação *backup*.

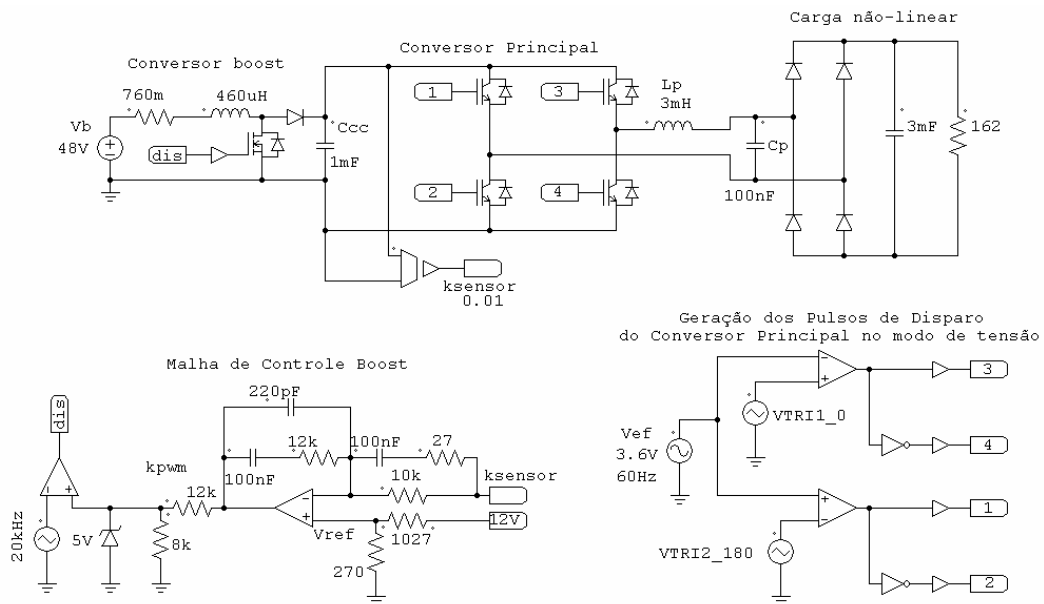


Figura 5.10 – Diagrama esquemático do circuito usado para simulação do modo *backup*.

O sinal de referência para geração dos pulsos de comando dos interruptores do conversor principal, funcionando em modo de tensão, é calculado segundo (5.3) e (5.4).

$$\hat{V}_{ref} = m_{ap} \hat{V}_{tr} \quad (5.3)$$

em que:

$$m_{ap} = \frac{\hat{V}_L}{V_{CC}} \quad (5.4)$$

em que: $V_{CC} = 250V$ e $\hat{V}_L = 180V$.

Para alimentar a carga com a energia armazenada no banco de baterias o conversor CC-CC deve funcionar em sua etapa *boost*. Nesta etapa, a tensão de 48V do banco é elevada para 250V. A Figura 5.11 mostra a tensão nos terminais CC do conversor principal, enquanto a Figura 5.12 mostra a corrente no indutor do conversor *boost*. Ressalta-se, que o indutor foi projetado apenas para garantir o funcionamento do circuito no modo de condução contínua, CCM e, por este motivo, não se está preocupado com o *ripple* de corrente neste elemento.

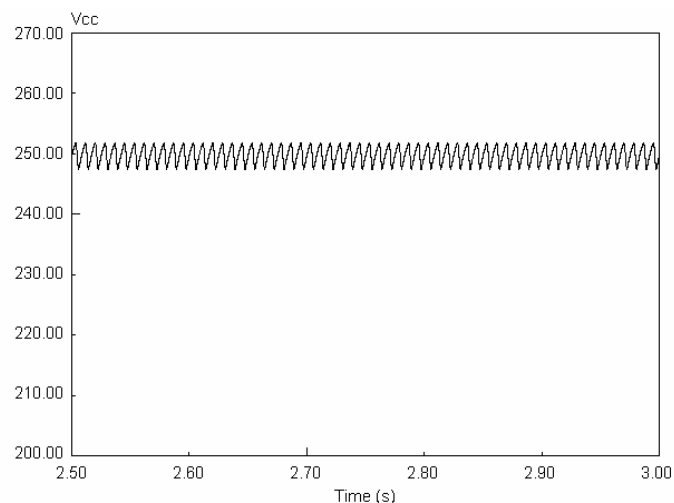


Figura 5.11 – Tensão no banco de baterias e tensão nos terminais CC do conversor principal.

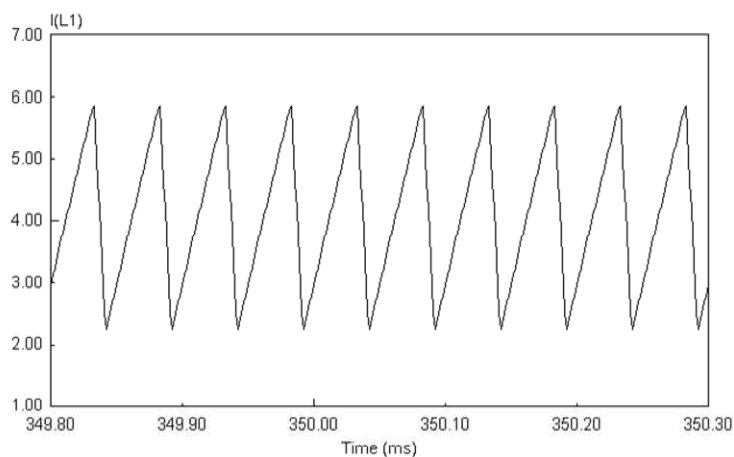


Figura 5.12 - Corrente no indutor do conversor CC-CC *boost*.

Supondo uma carga puramente resistiva, a Figura 5.13 mostra a tensão chaveada V_{ab} nos terminais de saída do conversor principal e a tensão nos terminais da carga. Da observação da Figura 5.13 (b) pode constatar a eficácia do filtro passivo LC para filtrar as componentes harmônicas provenientes do chaveamento dos interruptores, que neste caso foi projetado com uma frequência de corte igual a 9kHz.

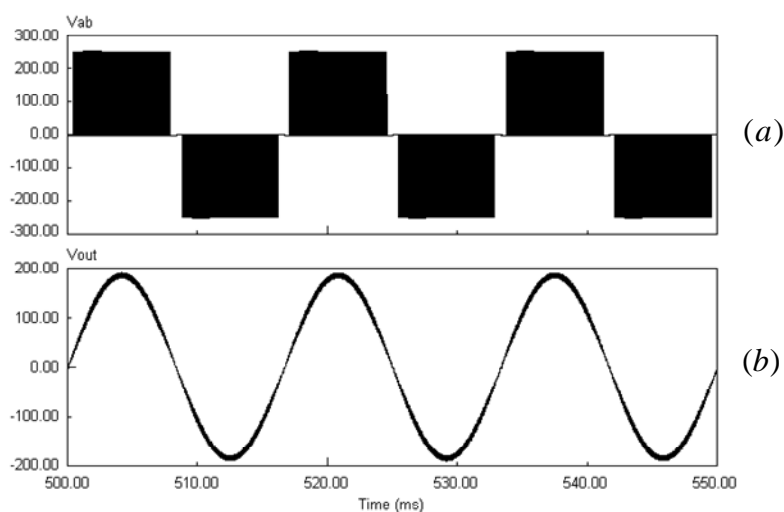


Figura 5.13 – (a) Tensão nos terminais de saída do VSC; (b) tensão nos terminais da carga.

Contudo, quando é alimentada uma carga não-linear, a forma de onda da tensão de saída fica comprometida devido as componentes harmônicas da corrente drenada pela carga, com frequências inferiores a frequência de corte do filtro passivo LC. Esse comportamento pode ser observado na Figura 5.14. A Figura 5.15 mostra o espectro harmônico dessa tensão.

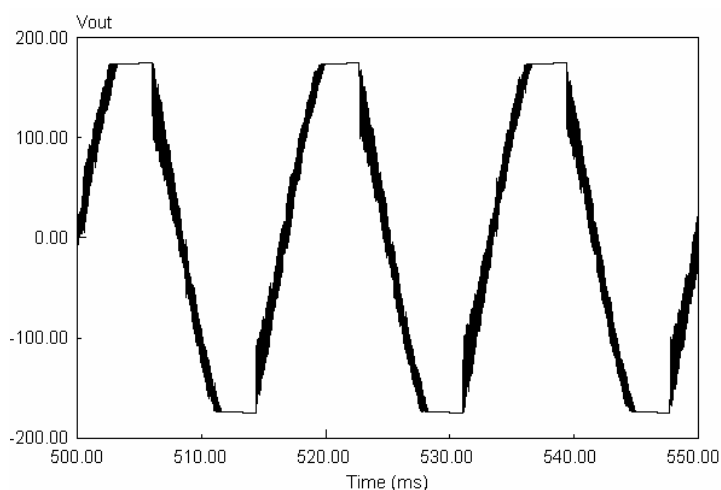


Figura 5.14 – Tensão de saída para carga não-linear.

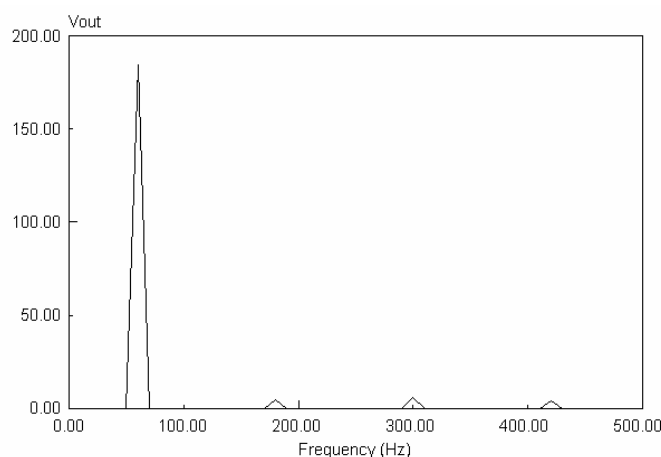


Figura 5.15 – Espectro harmônico da tensão de saída.

A taxa de distorção harmônica da tensão nos terminais da carga é da ordem de 9%, como mostra a Figura 5.16.

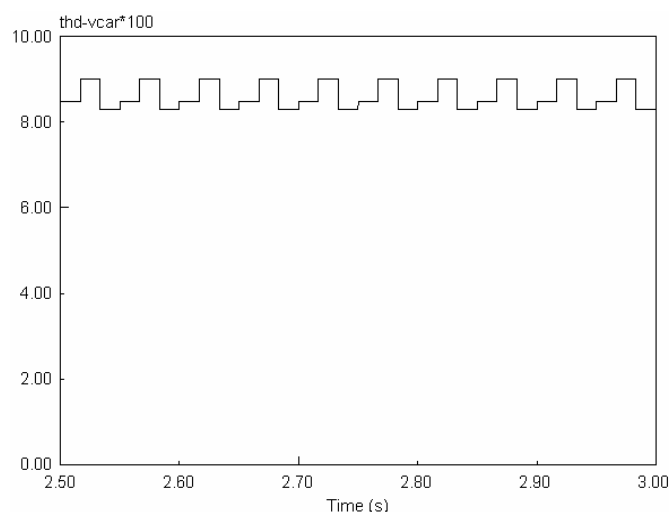


Figura 5.16 – THD da forma de onda da tensão de saída.

Para se corrigir as distorções harmônicas da tensão de saída, é necessário reduzir a frequência de corte do filtro LC. No entanto, tal procedimento gera uma incompatibilidade no projeto do conversor principal, quando este opera como fonte de corrente. A diminuição da frequência de corte do filtro passivo reduziria a capacidade do conversor principal para sintetizar correntes harmônicas para compensar a corrente da carga.

Em [42] são realizados testes em modelos comerciais de UPS's de espera passiva, de dupla conversão e interativa. Nesses testes, ficou claro que, no modo de operação *backup*, a carga não-linear prejudica a qualidade da forma de tensão de saída.

5.2 – Protótipo

Para a comprovação prática dos estudos realizados foi construído um protótipo de 200W, cujos resultados serão apresentados na sequência. A Figura 5.17 mostra as fotos do protótipo construído para a realização dos testes.

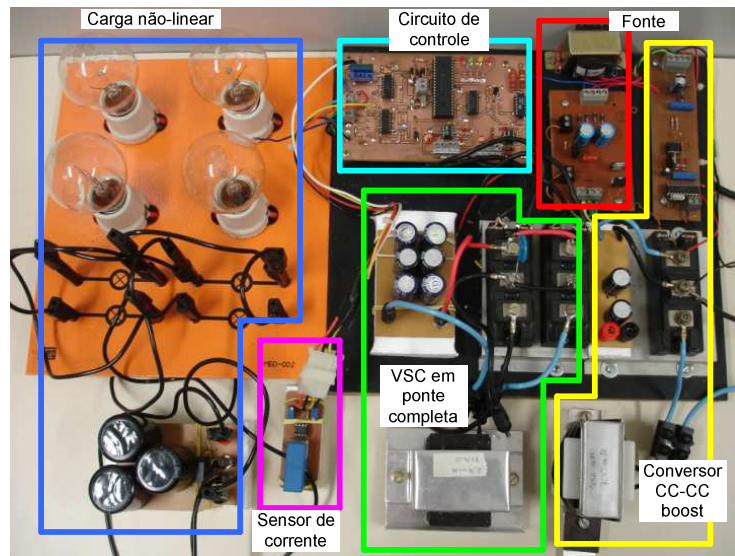


Figura 5.17 – Fotos do protótipo implementado em bancada.

Os interruptores estáticos foram implementados a partir de módulos Toshiba MG25N2YS1, compostos por dois IGBT`s (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistors*), cuja montagem interna é feita na configuração em meia ponte, como mostra a Figura 5.18. As especificações do módulo são mostradas na Tabela 5.1 [42].

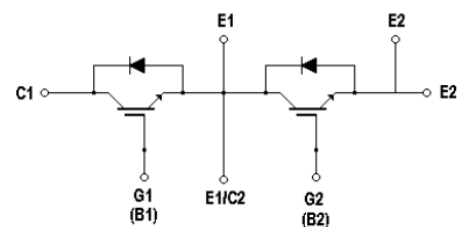


Figura 5.18 – Módulo Toshiba MG25N2YS1.

Tabela 5.1 – Características do módulo Toshiba MG25N2YS1

<i>Especificações</i>	<i>Valor (dados referentes a 25°C)</i>
Corrente contínua	25A
Corrente de pico	50A
Tensão V_{CES} e tensão reversa no diodo	1000V
Tempo de subida (T_R)	$1\mu s$
Tempo de descida (T_f)	$1\mu s$

Tendo em vista os testes individuais de cada circuito, os mesmos módulos IGBT's usados nos testes experimentais do conversor principal também podem ser usados nos testes do conversor delta. Para isso, deve-se reconfigurar as ligações do acordo com a topologia de cada estrutura.

Os circuitos auxiliares que compõem a placa do circuito de controle (Figura 5.17) são esquematizados na Figura 5.19 e descritos em detalhes nas seções seguintes.

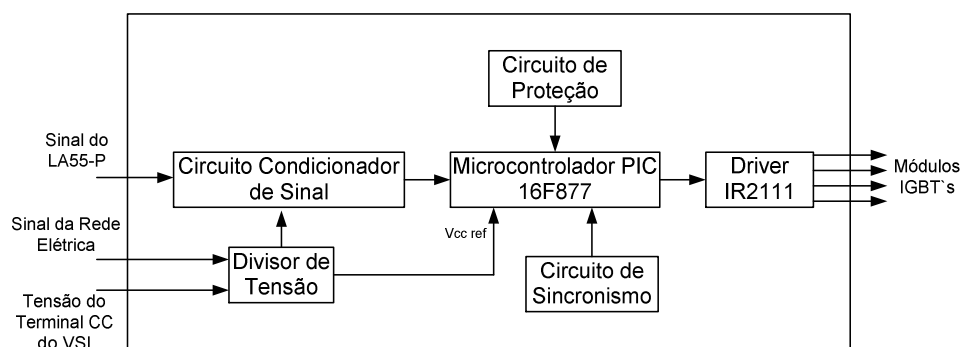


Figura 5.19 – Diagrama de blocos do circuito de controle.

5.2.1 – Circuitos Auxiliares

A) Driver:

O circuito de *driver*, ou *driver* apenas, é responsável por amplificar e condicionar os pulsos de comando gerados pelo microcontrolador, além de promover isolamento entre os circuitos de controle e o circuito de potência. Na implementação dos protótipos foram usados dois tipos de *drivers*.

O primeiro deles é empregado no disparo do interruptor do conversor CC-CC *boost*. Este *driver* usa o circuito integrado (C.I.) optoacoplador TLP-250 mostrado na Figura 5.20 [44].

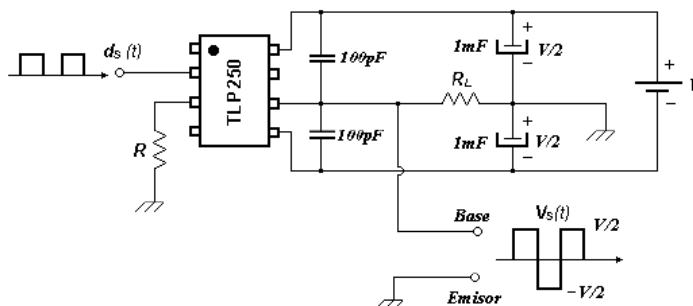


Figura 5.20 – Driver para disparo do interruptor do conversor boost.

Para o disparo dos interruptores dos VSC em ponte completa foi usado um outro C.I., mais adequado à esta operação, o IR2111. Este C.I. é dedicado ao condicionamento dos pulsos de disparos para módulos em meia ponte. Outra vantagem da utilização desse componente vem do fato dele incorporar internamente um circuito de tempo morto (*dead-time*) [45]. Esse circuito é fundamental para garantir a integridade operacional do VSC já que, antes de disparar um interruptor de um ramo, ele corta ou desliga o outro. A Figura 5.21 mostra o diagrama esquemático de ligação desse C.I.

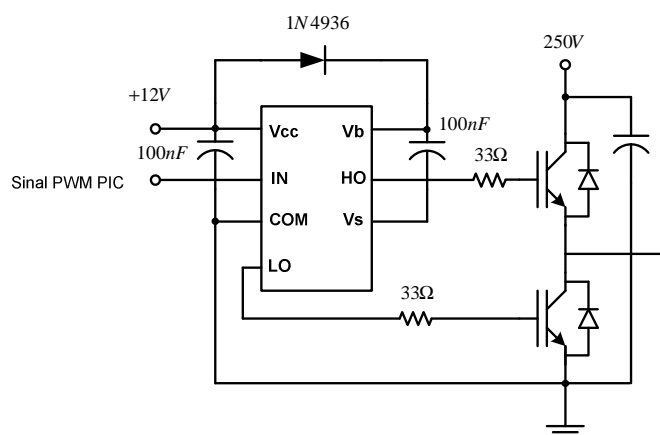


Figura 5.21 – Diagrama esquemático do driver para disparo do módulo Toshiba MG25N2YS1.

B) Sensor de Corrente:

Para amostrar a corrente de entrada $i_s(t)$ foi usado o sensor de efeito *hall* LA-55P da LEM [45]. Este sensor permite leituras de corrente até 50A, tendo como saída uma

corrente de fundo de escala de 50mA. Como a corrente a ser medida tem amplitude baixa e o sensor utiliza uma relação de 1:10, foi usado um circuito amplificador na configuração não inversora para ajustar o ganho do LA 55-P para a unidade. A Figura 5.22 mostra o esquema de ligação do circuito.

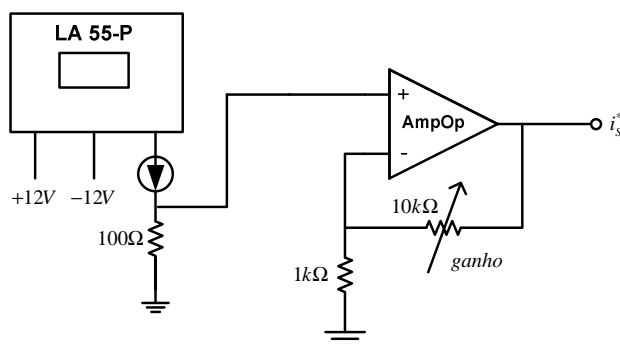


Figura 5.22 – Sensor de corrente.

C) Condicionador de Sinal:

Tendo em vista a utilização de microcontroladores para a geração dos comandos de disparo dos módulos IGBT's e sabendo-se que estes CI's não operam com tensões negativas, é necessário condicionar os sinais de entrada usados para alimentar os algoritmos de controle dos conversores.

Para este fim foi montado o circuito somador não-inversor mostrado na Figura 5.23.

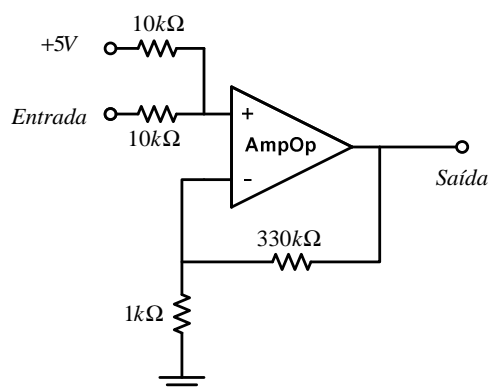


Figura 5.23 – Circuito condicionador de sinal.

Este circuito fornece na saída a combinação linear das entradas com uma atenuação de 50%, como mostra a Figura 5.24.

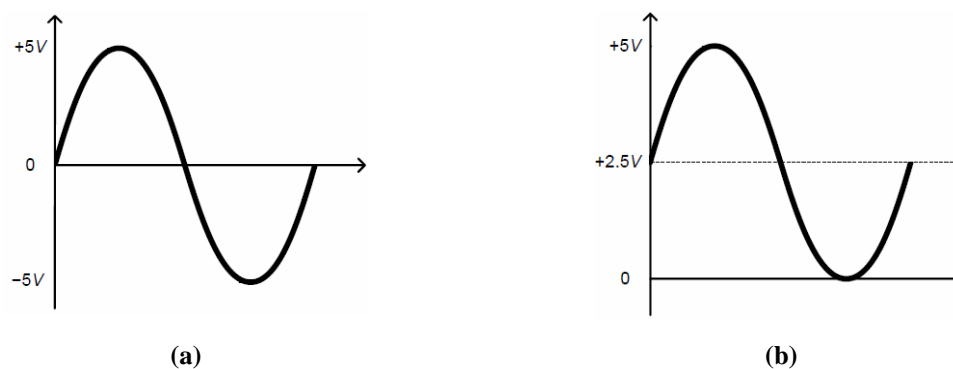


Figura 5.24 - (a) sinal de entrada do condicionador; (b) sinal de saída do condicionador

D) Circuito de Sincronismo

O circuito de sincronismo é usado para informar o microcontrolador do ciclo de operação da rede elétrica. Com este sinal, o microcontrolador estima a fase da tensão da rede elétrica e assim adequa os pulsos de comando dos interruptores estáticos.

A implementação deste circuito é feita com amplificador operacional configurado como comparador de tensão. Toda vez que o sinal de referência da rede for maior que zero, a saída do circuito de sincronismo vai para 5V. O circuito *buffer* é usado para impedir que a impedância do sinal de entrada interfira no circuito comparador. A Figura 5.25 mostra o arranjo do circuito de sincronismo.

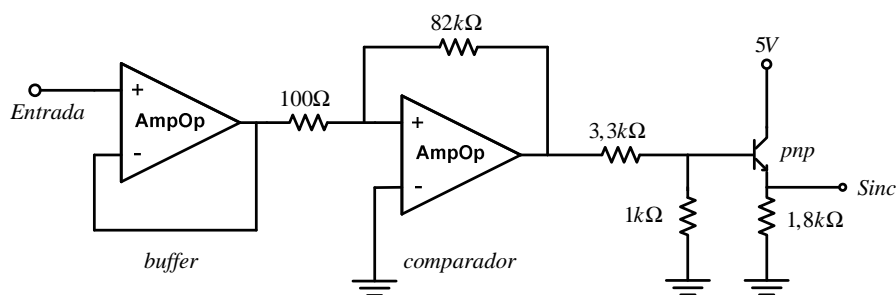


Figura 5.25 – Circuito de Sincronismo.

E) Circuito de Proteção

De modo a proteger o capacitor do terminal CC do conversor principal contra sobretensão, foi implementado um circuito de proteção, projetado com a mesma metodologia adotada para o circuito de sincronismo. A tensão V_{CC} deve ser sempre inferior

à referência pré-estabelecida; caso contrário, o circuito gera na saída um pulso de 5V. O circuito implementado é mostrado na Figura 5.26.

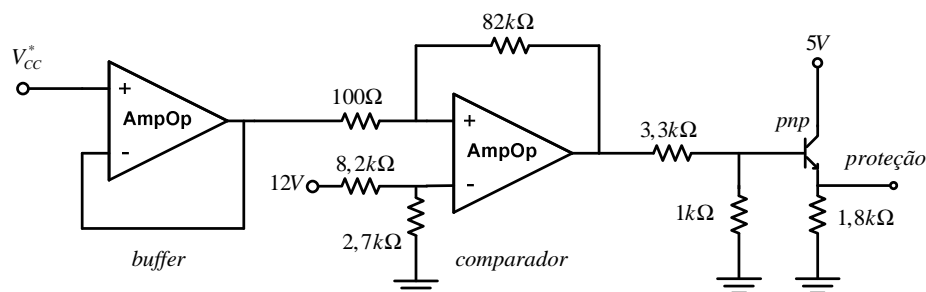


Figura 5.26 – Diagrama esquemático do circuito de proteção contra sobretensão CC do conversor principal.

F) Microcontrolador PIC

Dada a simplicidade de programação dos microcontroladores PIC, estes foram selecionados para realizar tarefas de supervisões simples e geração dos pulsos de disparo dos interruptores estáticos, a partir dos sinais de referência das malhas de controle ou de referências externas ajustadas manualmente.

Para a realização dos testes experimentais, dois modelos de PIC foram utilizados. O primeiro deles é o 16F690, cujas características principais são os conversores A/D de 10bits e módulo PWM de *hardware* de 20kHz, também de 10bits [47]. O 16F690 foi utilizado para geração dos pulsos de disparo do conversor CC-CC trabalhando na etapa *boost*. A Figura 5.27 mostra o fluxograma do algoritmo gravado no 16F690.

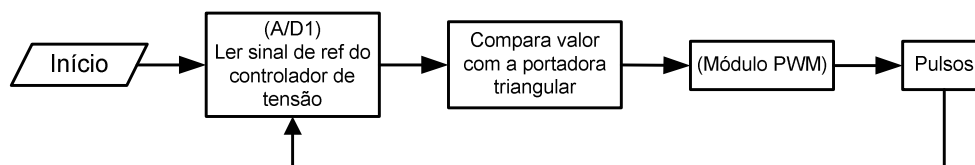


Figura 5.27 – Fluxograma para geração dos pulsos de disparo.

O segundo modelo, 16F877, é um microcontrolador mais robusto, cujas características principais englobam oito conversores A/D de 10bits e dois módulos PWM de *hardware* de 20kHz [48]. A frequência de *clock* deste modelo também é maior que o do 16F690, 20MHz contra 8MHz do 16F690.

O 16F877 é usado para a geração dos pulsos de disparo do conversor principal e do conversor delta. Quando o VSC é ligado em paralelo com a carga, a malha de controle de corrente gera o sinal de referência para o 16F877 (Figura 3.16). A Figura 5.28 mostra o fluxograma do algoritmo usado no conversor principal quando este opera como fonte de corrente.

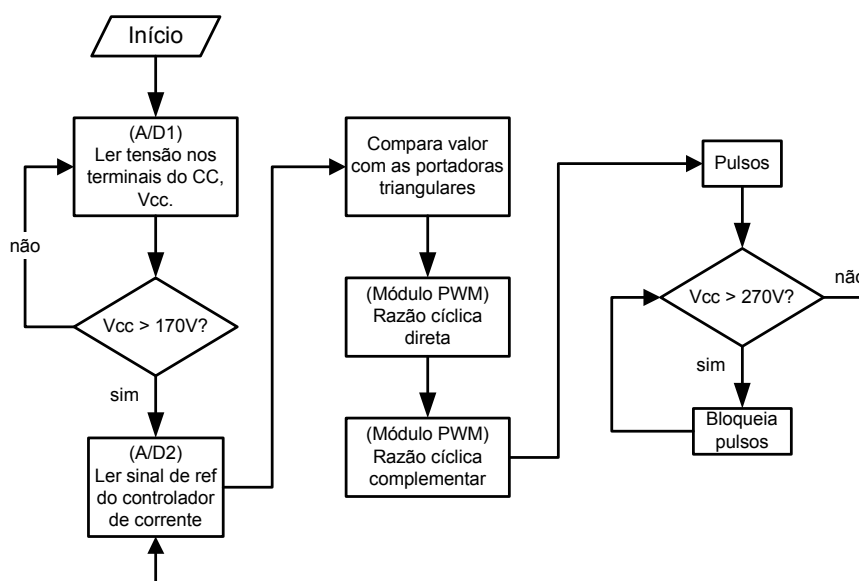


Figura 5.28 – Fluxograma para geração dos pulsos de disparo do conversor principal.

Quando o VSC é ligado em série com a carga não-linear, o sinal de referência para o 16F877 comandar os disparos dos interruptores estáticos é gerado externamente (Figura 3.21). O fluxograma do algoritmo é mostrado na Figura 5.29.

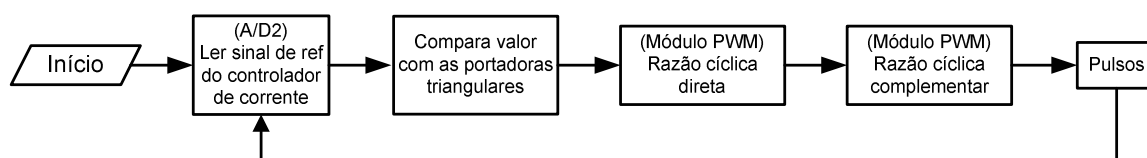


Figura 5.29 – Fluxograma para geração dos pulsos de disparo do conversor delta

No modo de operação *backup*, a geração dos pulsos de disparo do conversor principal também é realizada pelo 16F877. No entanto, o sinal de referência é gerado internamente pelo PIC, a partir de um vetor de dados contendo 90 amostras de um sinal senoidal. A amplitude do sinal é dada em função do índice de modulação conforme mostrado em (5.1), enquanto a fase é dada em função do comando *Timer0* do

microcontrolador. A Figura 5.30 mostra o fluxograma do algoritmo implementado para o modo de operação backup.

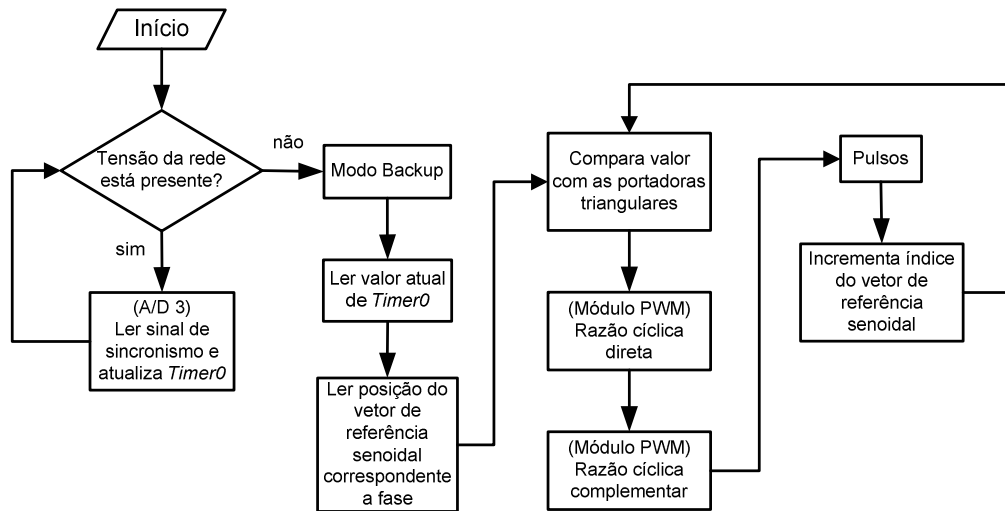


Figura 5.30 - Fluxograma para geração dos pulsos de disparo do conversor principal no modo de operação *backup*.

5.3 – Resultados Experimentais

Em vista da complexidade do sistema, dada em função dos vários parâmetros de projeto e controle, optou-se, neste trabalho, por verificar experimentalmente a etapa de operação do modo *backup* e a compensação de tensão série promovida pelo conversor delta.

Os resultados são mostrados em três etapas, como será visto a seguir.

A) Resultados Experimentais do Conversor CC-CC *Boost*

Os pulsos de disparo gerados pelo PIC 16F690 e os pulsos condicionados pelo driver TLP-250 na frequência de 20KHz são mostrados na Figura 5.31.

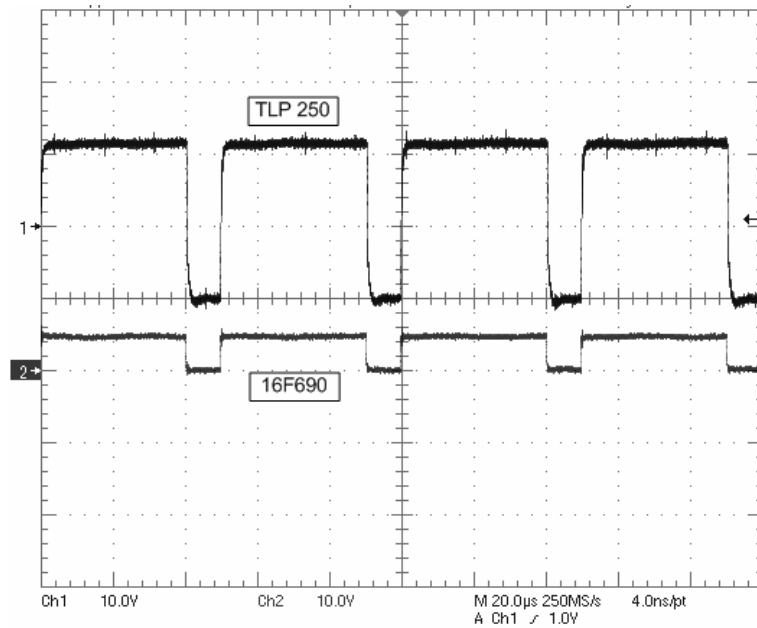


Figura 5.31 - Pulsos de comando do interruptor estático do conversor CC-CC (escala vertical: 10V / div ; escala horizontal: 20µS / div).

A Figura 5.32 mostra a corrente no indutor do conversor CC-CC. Fica claro que o projeto deste componente ficou adequado para o conversor operar no modo de condução contínua, CCM.

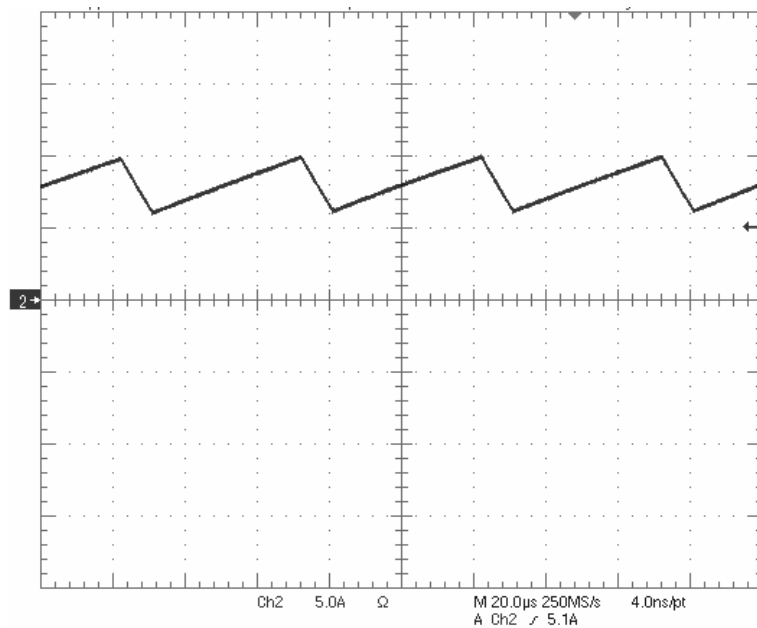


Figura 5.32 – Corrente no indutor do conversor CC-CC operando em CCM (escala vertical: 5A / div).

A Figura 5.33 mostra a tensão de entrada V_B e saída V_{CC} do conversor CC-CC trabalhando na etapa *boost*.

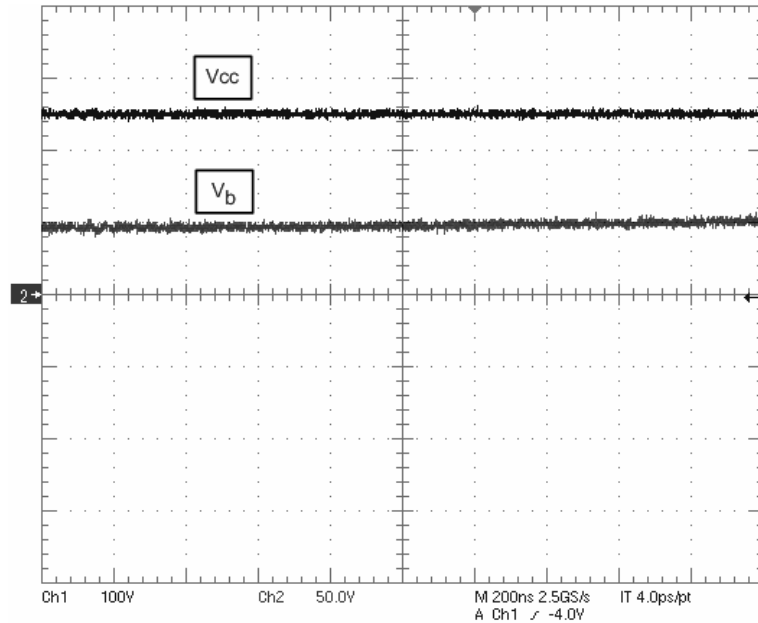


Figura 5.33 – Tensão no banco de baterias V_B e nos terminais CC do conversor principal V_{CC} (escala vertical: $V_b = 50V / div$; $V_{CC} = 100V / div$).

B) Resultados Experimentais do Modo Backup

Os pulsos de comando dos interruptores inferiores S2 e S4 (Figura 5.10) do conversor principal, para modulação SPWM unipolar, são mostrados na Figura 5.34. Pode-se notar, por essa figura, que os pulsos do interruptor S4 são complementares e defasados de 180° dos pulsos do interruptor S2.

A Figura 5.35 mostra o detalhe do tempo morto implementado pelo *driver* IR2111 para os pulsos de comando dos interruptores de um mesmo braço do VSC. Quando o interruptor superior é desligado, o interruptor inferior é acionado apenas no momento em que a tensão de polarização do gate do IGBT alcança seu valor mínimo de 5V [43]. Essa característica implementada do driver IR2111 diminui as perdas por chaveamento do módulo MG25N2YS1.

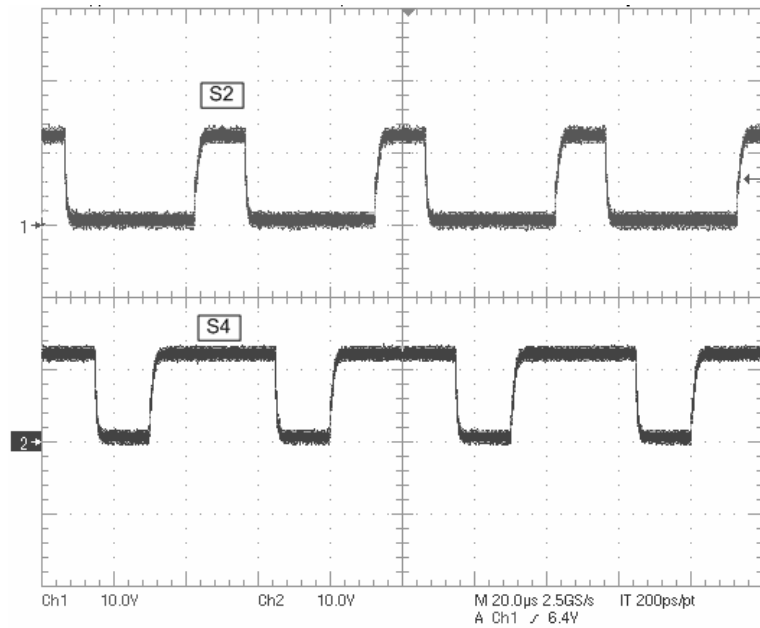


Figura 5.34 - Pulsos de comando dos interruptores inferiores do VSC (escala vertical: 10V / div).

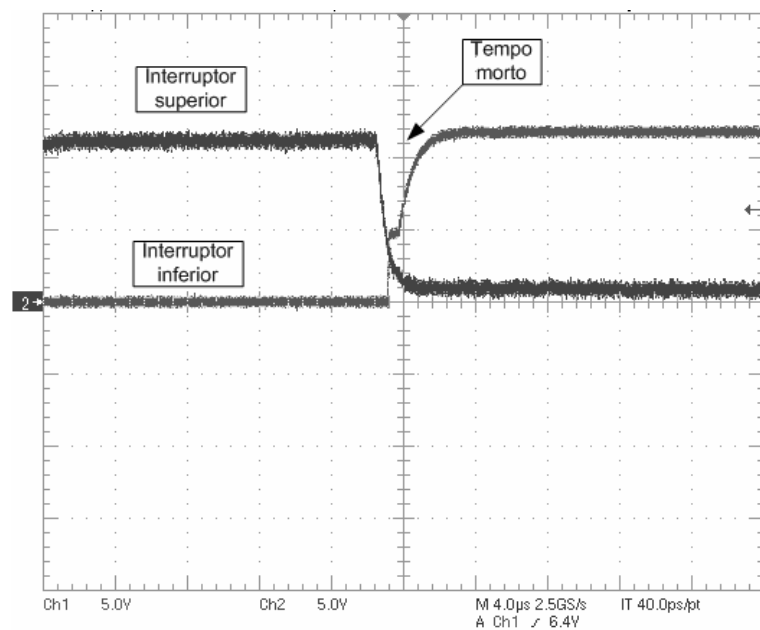


Figura 5.35 – Detalhe do tempo morto implementado pelo IR2111 nos interruptores de um mesmo braço do VSC (escala vertical: 5V / div).

Para uma carga puramente resistiva, a Figura 5.36 mostra a tensão de três níveis nos terminais do conversor principal, típica da modulação SPWM unipolar. É mostrada também a tensão nos terminais da carga; constata-se, por essa figura, a eficácia do filtro passivo LC projetado para uma frequência de corte igual a 9kHz.

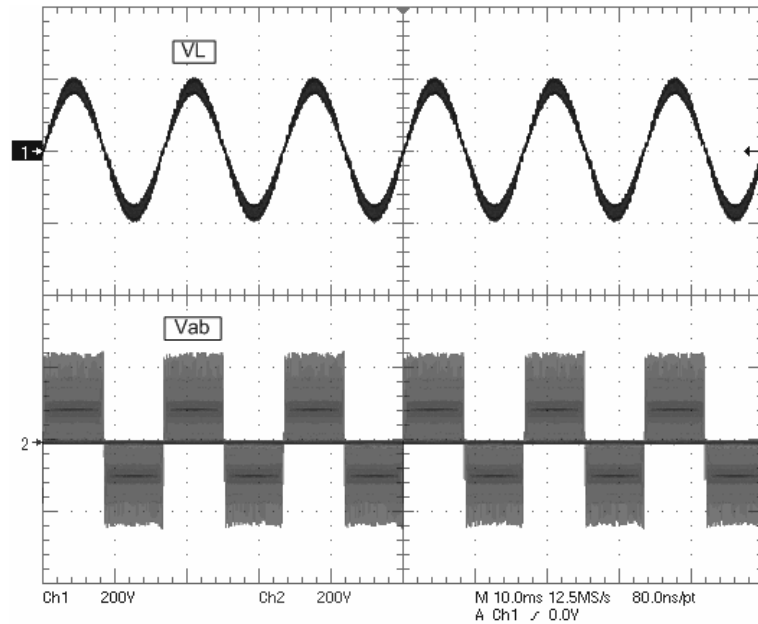


Figura 5.36 - Tensão nos terminais da carga V_L e tensão nos terminais de saída do VSC, V_{ab} (escala vertical: $V_L = 200V / div$; $V_{ab} = 200V / div$).

Tendo em vista a semelhança dos resultados de simulação com os resultados experimentais, comprova-se o correto projeto dos conversores, malhas de controle e algoritmos. Fica evidenciado também, que o arranjo proposto para o conversor CC-CC, interligando o banco de baterias e o conversor principal, é possível de ser implementado.

C) Resultados Experimentais da Compensação Série do Conversor Delta

A Figura 5.37 e a Figura 5.38 mostra o comportamento do conversor delta quando a rede elétrica opera com 15% de subtensão e sobretensão, respectivamente. Estas formas de ondas experimentais foram obtidas quando a UPS proposta alimenta carga não-linear de 200W.

O algoritmo projetado para controlar o disparo dos interruptores do conversor delta, descrito no fluxograma da Figura 5.29, mostrou-se adequado para a realização dos testes experimentais, tendo em vista a amplitude e a fase das formas de ondas obtidas.

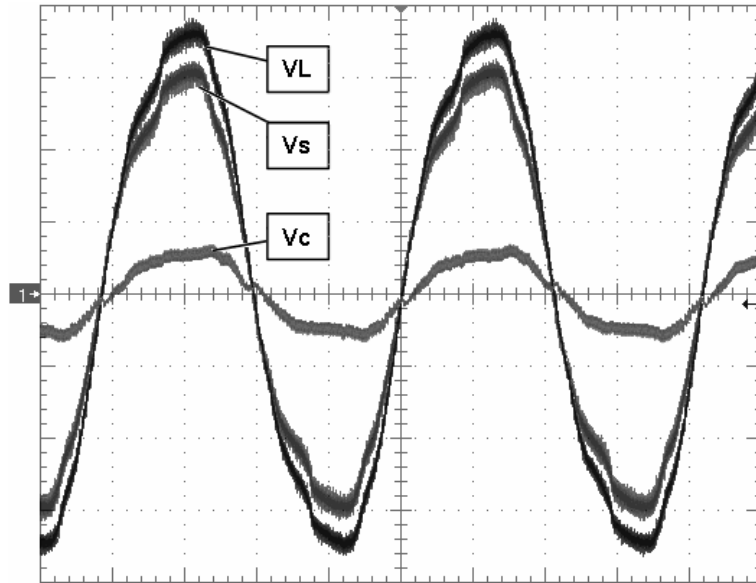


Figura 5.37 - Compensação série na presença de subtensão de 15%: V_s tensão da rede elétrica, V_L tensão na carga, V_c tensão de compensação série (escala vertical: 50V / div).

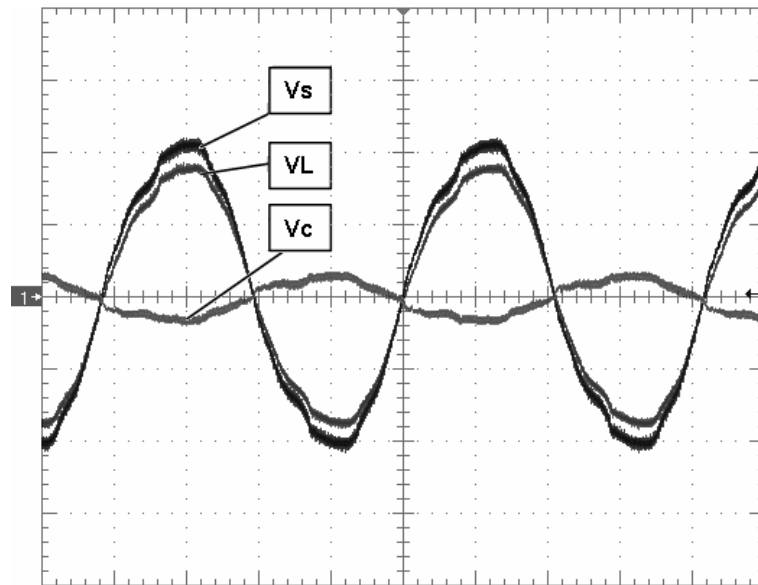


Figura 5.38 - Compensação série na presença de sobretensão de 15%: V_s tensão da rede elétrica, V_L tensão na carga, V_c tensão de compensação série (escala vertical: 100V / div).

5.4 – Conclusões Parciais

Neste capítulo, a partir dos estudos teóricos anteriores, foram executados os projetos de dimensionamento dos VSC em ponte completa e do conversor CC-CC, com a finalidade de comprovação dos princípios de funcionamento da UPS delta modificada.

Os resultados simulados provaram o correto funcionamento das malhas de controle dos conversores. A malha de controle de tensão do conversor *boost* operou adequadamente, haja vista a manutenção da tensão nos terminais CC do conversor principal em 250V, com *ripple* na faixa de 1%. Ficou provado também que o controle de tensão faz o conversor CC-CC *boost* operar em CCM.

A malha de controle de corrente do conversor principal foi eficaz na compensação das componentes harmônicas da corrente da carga não-linear, além de promover a correção do fator de potência do sistema. Ficou provado, portanto, o papel fundamental do conversor principal, operando como fonte de corrente, para melhorar a qualidade da energia na instalação onde a UPS delta modificada for ligada.

Nos testes de simulação do conversor delta, ficou claro que as modificações propostas para a UPS são válidas. Mesmo com o suprimento do transformador série do sistema, o conversor delta é capaz de promover a regulação de tensão para a carga, por meio de um correto comando dos interruptores.

Foram mostrados ainda nesse capítulo, os circuitos necessários à implementação em bancada do protótipo da UPS delta modificada. Enquanto os circuitos auxiliares analógicos desempenham funções de controle e adequação dos sinais medidos, os microcontroladores digitais executam as tarefas de supervisão e geração dos pulsos de controle dos interruptores estáticos. Os algoritmos necessários ao funcionamento do protótipo foram também mostrados.

Por fim, foram apresentados os resultados experimentais do sistema operando no modo *backup* e operando como compensador de tensão série. Com esses resultados comprovou-se o correto e eficiente funcionamento dos conversores, malhas de controle e algoritmos projetados, dada a semelhança com os resultados de simulação.

6

Conclusões

6.1 – Conclusões Finais

Este trabalho propôs uma análise em duas topologias alternativas à UPS série-paralela ou UPS de conversão delta, como é popularmente conhecida. A motivação do estudo destas topologias tem como objetivo reduzir custos, volume, peso e para atender cargas críticas com potência inferior a 1kVA.

A configuração das topologias analisadas prevê a supressão do transformador série de baixa frequência e a inserção de um conversor CC-CC bidirecional interligando o banco de baterias e o conversor principal. Esta configuração dada ao sistema garante flexibilidade, a ponto de possibilitar a utilização de um banco de baterias com menor tensão terminal. Além disso, o conversor CC-CC bidirecional pode ser implantado a partir de duas tecnologias diferentes, podendo ser um conversor *flyback* ou um conversor com arranjo em meia ponte, cuja estrutura ora funciona como conversor *buck*, durante o ciclo de recarga das baterias, ora como conversor *boost*, durante o modo de operação *backup* em que a carga é alimentada pelo banco de baterias.

O conversor *flyback* bidirecional possui a característica de manter um isolamento entre a carga e o banco de baterias, por meio de um transformador de alta frequência. A topologia bidirecional em meia ponte, apesar de ser uma estrutura não isolada, possui metodologia de controle de inversão de fluxo bastante simples e adequada para a aplicação proposta. Uma segunda vantagem da topologia em meia ponte é a possibilidade de trabalhar com uma razão cíclica complementar para acionar os interruptores. Essa alternativa garante um regime de condução contínuo e simplifica o projeto dos controladores desse conversor. Por esse motivo, escolheu-se essa topologia para desenvolver a análise do sistema.

Além das alterações físicas da topologia proposta, o sistema de controle teve de ser reconfigurado para atender as novas especificações. O conversor delta foi reprojeto para ser uma fonte de tensão, cuja função principal é promover a regulação da tensão nos terminais da carga. Ao conversor principal foram reservadas três funções distintas: eliminar as componentes harmônicas de corrente, corrigir o fator de potência da carga e promover a recarga do banco de baterias.

A análise das topologias alternativas contempla ainda os modelos matemáticos dos conversores envolvidos no sistema proposto. Estes modelos foram obtidos supondo a utilização da técnica de modulação SPWM unipolar como estratégia de disparo dos interruptores estáticos dos VSC's em ponte completa.

As funções de transferência envolvidas na modelagem matemática foram de extrema importância no desenvolvimento dos projetos das malhas de controle de tensão e corrente dos conversores. Ressalta-se que os controladores projetados foram implementados de forma a permitir a verificação do comportamento do sistema por partes.

Nesse sentido, foram conduzidos os testes simulados e experimentais de modo a comprovar o desempenho individual de cada estrutura da UPS.

Nos resultados simulados, ficou clara a validade dos modelos matemáticos responsáveis pelo dimensionamento dos conversores e das malhas de controle. Constatou-se que o suprimento do transformador de baixa frequência e a inserção do conversor CC-CC foram soluções adequadas e atenderam aos objetivos iniciais do estudo.

Para a obtenção dos resultados experimentais, foram apresentados os circuitos necessários à implementação em bancada do protótipo da UPS delta modificada. Tendo em vista a complexidade do sistema como um todo, optou-se nesse trabalho por testar experimentalmente o modo de operação *backup* e a compensação de tensão série. A semelhança obtida entre os resultados de simulação e os resultados experimentais evidencia o correto projeto realizado.

6.2 – Trabalhos Futuros

Como proposição para trabalhos futuros, são relacionados os seguintes temas, a saber:

- da malha de controle do conversor principal, quando este opera como fonte de tensão no modo *backup*.

- Implementação da malha de controle de tensão para conversor delta e da malha de controle de corrente, de modo a verificar a regulação de tensão para a carga e a compensação das correntes harmônicas, respectivamente.
- Implementação do sistema de controle em malha fechada para estudo do comportamento dinâmico da UPS.
- Estudo comparativo entre a metodologia de controle usada pela UPS delta convencional e a metodologia adotada na UPS delta modificada.
- Implementação do conversor CC-CC *flyback* para posterior comparação com o conversor CC-CC em meia ponte.
- Digitalização das malhas de controle, aproveitando melhor a utilização do microcontrolador, o que tornaria o projeto mais simples, barato e com uma maior imunidade a ruídos.

6.3 – Publicação Originada deste Trabalho

- Ghetti, F. T. ; Braga, H. A. C. ; Barbosa, P. G. . A STUDY ON SINGLE-PHASE DELTA UPS TOPOLOGICAL ALTERNATIVES. In: X Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2009, Bonito, MS. X Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2009.

Referências Bibliográficas

- [1] WANG, M., MAMISHEV, A. V., “Classification of Power Quality Events Using Optimal Time-Frequency Representations - Part 1: Theory”, IEEE Transactions on Power Delivery, v. 19, n. 3, pp. 1488–1495, 2004.
- [2] IEC Standard 61000-2-2, “Compatibility Levels for Low Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low Voltage Power Supply Systems.”, 2003.
- [3] IEEE Standard 1159-1995, “IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality”, IEEE, New York, 1995.
- [4] IEEE Standard 519-1992, “Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems” IEEE, New York, 1992.
- [5] IEEE Transactions on Industry Applications, “Voltage Sags in Industrial Systems”, March/April 1993.
- [6] Richard P. Bingham, “Sags – Swells”, Dranetz Technologies Inc, 1998, USA.
- [7] ANSI C84.1-1989, “American National Standard for Electric Power Systems and Equipment – Voltage Ratings (60 Hertz)”.
- [8] IEEE Std 446-1987, Recommended Practice for Emergency and Standby Power for Industrial and Commercial Applications.
- [9] IEC Standard 1000-4-7, “General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.”
- [10] Hung, W.W.; McDowell, G.W.A., “Hybrid UPS for standby power systems”, Power Engineering Journal, v. 4, Issue 6, pp. 281 – 291, Nov. 1990.
- [11] A. Kusko and S. Fairfax, “Survey of rotary uninterruptible power supplies,” Proc. IEEE Telecommunications Energy Conf., Boston, MA, pp. 416–419, Oct., 1996.
- [12] Guerrero J. M, Vicuna L. G, Uceda J, “Uninterruptible power supply systems provide protection” IEEE, Industrial Electronics Magazine, pp(s): 28-38, spring 2007.

- [13] F. Kamran and T. G. Habetler, "A novel on-line UPS with universal filtering capabilities," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp.410–418, May 1998.
- [14] S. Rathmann and H. A. Warner, "New generation UPS technology, the delta conversion principle," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1996, pp. 2389–2395.
- [15] S. J. Jeon and G. H. Cho, "A series-parallel compensated uninterruptible power supply with sinusoidal input current and sinusoidal output voltage," in *Proc. IEEE PESC'97*, 1997, pp. 297–303.
- [16] Ke Dai; Peiguo Liu; Jian Xiong; Jian Chen., "Study on dual-DSP-controlled three-phase series-parallel compensated line-interactive UPS system (delta-conversion UPS)", in *Conf. Electric Machines and Drives. IEMDC'03. IEEE*, vol. 1, pp. 436 – 442, June 2003.
- [17] Bong-Hwan Kwon; Jin-Ha Choi; Tae-Won Kim, "Improved single-phase line-interactive UPS", in *IEEE Trans. Industry Electron.*, vol. 48, pp.804–811, Aug. 2001.
- [18] S. A. O. da Silva, P. F. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo, and P. F. Seixas, "A three-phase line interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities," *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol. 38, pp. 1581–1590, Nov./Dec. 2002.
- [19] S. Karve, "Three of a kind," *IEE Rev.*, vol. 46, no. 2, pp. 27–31, Mar. 2000.
- [20] Farrukh Kamran, Thomas G. Hbetler, "Combined Deadbeat Control of a Series-Parallel Converter Combination Used as a Universal Power Filter", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 13, No.1, pp. 160-168, 1998.
- [21] S. A. O. da Silva, P. F. Donoso-Garcia, and P. C. Cortizo, "A Three-Phase Series-Parallel Compensated Line-Interactive UPS System with Sinusoidal Input Current and Sinusoidal Output Voltage," *IEEE/IAS 2000*, pp. 826–832, June 2000.
- [22] S. A. O. da Silva, P. F. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo, and P. F. Seixas, "A Comparative Analysis of Control Algorithms for Three-Phase Line-Interactive UPS Systems with Series-Parallel Active Power-Line Conditioning Using SRF Method", *IEEE/PESC 2000*, pp. 1023-1028, June 2000.
- [23] Tsai, M.T. and Liu, C.H, "Design and Implementation of a Cost-Effective Quasi Line-Interactive UPS with Novel Topology" *IEEE Trans Power Electron*, vol. 18, No.4, pp. 1002-1011, July 2003.

- [24] A. Emadi, A. Nasiri and S. Bekiarov *Uninterruptible power supplies and active filters*, Boca Raton, FL: CRC Press, 2005.
- [25] SOUZA, Fabiana Pöttker: “Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos”, Tese de Doutorado, PPGEEL-UFSC, Florianópolis – SC, 2000.
- [26] F.L. Lírio, “Análise e Modelagem do Filtro Ativo de Potência PWM Monofásico” Dissertação de M. E. E., Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), Juiz de Fora - MG, 2000.
- [27] M. P. Fenili, “Estudo e Implementação de um Filtro Ativo Paralelo Monofásico de 8kVA”, Dissertação de M. E. E., Universidade Federal de Santa Catarina, (UFSC), Florianópolis-SC, 2007.
- [28] E. R. Ribeiro., “Filtros Ativos Série para a Compensação de Harmônicas de Tensão”, Tese de Doutorado, PPGEEL-UFSC, Florianópolis-SC, 2003.
- [29] A. C. H. Damasceno, “Controle preditivo de corrente aplicado a um controlador de carga de baterias baseado em conversor CC-CC bidirecional” Dissertação de M. E. E., Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), Juiz de Fora - MG, 2008.
- [30] A.C.H. Damasceno, H.A.C. Braga and P.G. Barbosa, “Battery charge system based on bidirectional dc-dc converter employing a digital current-mode controller for photovoltaic applications”, *Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2007)*, Blumenau, SC, Brasil, 2007, p. 388-394.
- [31] R. H. Rosemback., “Conversor CC-CC Bidirecional Buck-Boost Atuando Como Controlador de Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico” Dissertação de M. E. E., Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), Juiz de Fora - MG, 2004.
- [32] Venable, H. D., “The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis”, Proc. Of Powercon 10, San Diego, USA, March 1983.
- [33] Biesecker, T. E., “Optimum Feedback Amplifier Design for Control Systems”, Venable Technical Paper #3, Venable Industries, www.venable.biz.
- [34] Ogata, K., Engenharia de Controle Moderno. Editora LTC, 1995.
- [35] V. Vorperian, “Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch part i: Continuous conduction mode,” *IEEE Transactions on Aerospace*

- and Electronic Systems, vol. 26, no. 3, pp. 490–496, May 1990, DOI: 10.1109/7.106126.
- [36] V. Vorperian, “Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch part ii: Discontinuous conduction mode,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 26, no. 3, pp. 497–505, May 1990, DOI: 10.1109/7.106127.
- [37] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman & Hall, 1997.
- [38] R. W. Erickson, “DC-DC power converters,” *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, 1998.
- [39] R. D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modeling switching converter power stages,” in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 1976, pp. 18–34.
- [40] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 3rd ed. John Wiley, 2003.
- [41] Barbi. Ivo, *Projetos de Fontes Chaveadas*, apostila do curso, Florianópolis, 1990.
- [42] <http://ixbtlabs.com/articles2/ups-test-dec2k2/>(acessado em 05/05/2009).
- [43] Toshiba MG25N2YS1, IGBT Modules, <http://alldatasheet.com> (acessado em 05/05/2009).
- [44] TLP 250, IGBT/Power MOS FET Gate Drive, <http://toshiba.com> (acessado em 05/05/2009).
- [45] IR 2111, Half Bridge Driver, International Rectifier, <http://www.irf.com> (acessado em 05/05/2009).
- [46] LA 55-P, Current Transducer, LEM Components, <http://www.lem.com> (acessado em 05/05/2009).
- [47] Microcontrolador PIC 16F690, Microchip, <http://www.microchip.com> (acessado em 05/05/2009).
- [48] Microcontrolador PIC 16F877, Microchip, <http://www.microchip.com> (acessado em 05/05/2009).

A

Projeto de Controladores

A.1 – Tipos de Controladores

O projeto de um controlador é feito para garantir que o sistema controlado atenda a determinadas especificações, como rejeição a distúrbios, resposta transitória e estabilidade.

Existem vários tipos e configurações de controladores que são capazes de atender às especificações desejadas. Neste trabalho, serão apresentadas as técnicas de projeto de dois tipos de controladores, que reúnem características adequadas à compensação dinâmica de conversores estáticos. As técnicas de projeto de outros tipos controladores podem ser encontradas em [34] e [37].

O projeto destes controladores é baseado no conceito do fator K, desenvolvido em [32]. Esta ferramenta matemática fornece uma forma rápida e fácil para o projeto de controladores. A base para esta técnica de projeto é desenvolvida sobre controladores Tipo 1 (integradores) [32] e [33].

A) Controlador Tipo 2:

O controlador Tipo 2 possibilita uma compensação em avanço de um sistema realimentado, além de possuir características integrativas [34]. Sua função de transferência é descrita por (A.1) e seu diagrama de Bode é mostrado na Figura A.1.

$$G_v(s) = \frac{A}{s} \left(\frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \right) \quad (\text{A.1})$$

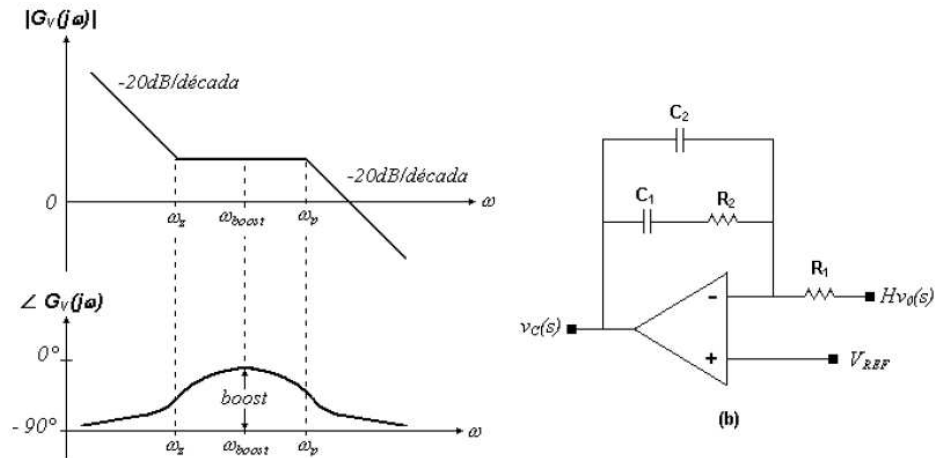


Figura A.1 – Diagrama de Bode do controlador Tipo 2.

Este controlador apresenta um pólo na origem adicionado de um par pólo-zero. Nas baixas frequências, o controlador atua como um integrador, fazendo com que o erro de estado estacionário do sistema seja nulo. O par pólo-zero provoca uma região de ganho constante no diagrama de Bode, correspondente a um aumento (“boost”) na fase, ou seja, uma região com um deslocamento de fase reduzido. Para as altas frequências o controlador se comporta como um filtro passa-baixas, proporcionando uma boa rejeição dos ruídos existentes devido ao chaveamento do conversor. O controlador Tipo 2 é usado para compensar sistemas que necessitem de um avanço de fase de, no máximo, 90°. A frequência onde ocorre o máximo avanço de fase, ω_{boost} , é a média geométrica entre as frequências do zero e do pólo, ou seja:

$$\omega_{boost} = \sqrt{\omega_z \omega_p} \tag{A.2}$$

A relação entre os parâmetros da função de transferência e os valores dos componentes do circuito são dados por:

$$A = \frac{1}{R_1 C_2} \tag{A.3}$$

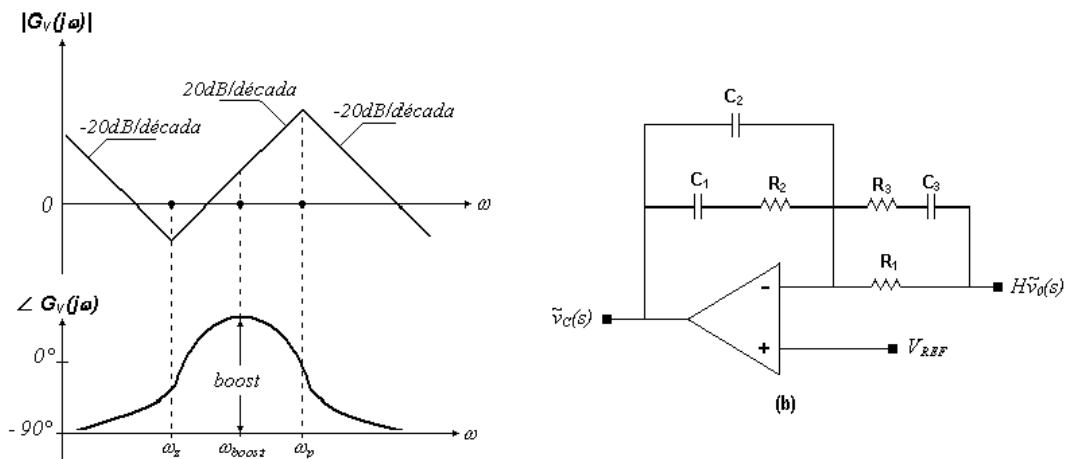
$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} \tag{A.4}$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \tag{A.5}$$

B) Controlador Tipo 3:

Este controlador também proporciona uma compensação em avanço e possui características integrativas [34]. Sua função de transferência é dada por (A.6), enquanto o diagrama de Bode é mostrado na Figura A.2.

$$G_v = \frac{A (s + \omega_z)(s + \omega_z)}{s (s + \omega_p)(s + \omega_p)} \tag{A.6}$$



O controlador Tipo 3 possui um pólo na origem, acrescido de dois pares pólo-zero. Os dois zeros são coincidentes e os dois pólos são também coincidentes, resultando em uma região de inclinação +20 dB/década entre estes pólos e zeros e uma correspondente região de deslocamento de fase reduzido. Nas baixas frequências este controlador apresenta características integrativas. Entre os zeros e pólos pode-se observar uma característica derivativa. Para altas frequências este tipo de controlador se comporta como um filtro, rejeitando os ruídos devido ao chaveamento. O controlador Tipo 3 é usado para compensar sistemas que necessitem de um avanço de fase maior que 90°. A frequência na qual ocorre o máximo avanço de fase, ω_{boost} , também é dada por (A.2).

A relação entre os parâmetros da função de transferência e os valores dos componentes do circuito são dados por:

$$A = \frac{R_2 C_1}{R_1 R_3 C_2 C_3} \quad (\text{A.7})$$

$$\omega_z = \frac{1}{(R_1 + R_3) C_3} \quad (\text{A.8})$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_1 R_3 C_3} \quad (\text{A.9})$$

A.2 – Procedimentos de Projeto

Nessa seção serão descritos os passos necessários para projetar os controladores Tipo 2 e Tipo 3 utilizando o conceito do fator K [32] e [33].

Passo 1: Traçar o diagrama de Bode de módulo e fase do conversor

O traçado do diagrama de Bode do conversor, sem a malha de realimentação, pode ser feito através das funções de transferência desenvolvidas analiticamente no Capítulo 4.

Passo 2: Escolher a frequência de cruzamento de ganho

A frequência de cruzamento de ganho ω_c deve ser a máxima possível, observando as restrições de cada projeto. Valores de ω_c entre 1/4 e 1/10 da frequência de chaveamento são, geralmente, razoáveis. No final do projeto, a frequência de cruzamento de ganho será coincidente com a frequência em que ocorre o maior avanço de fase proporcionado pelo controlador, ou seja, $\omega_c = \omega_{boost}$.

Passo 3: Escolher a margem de fase desejada

Para a maioria das aplicações, uma margem de fase MF entre 30° e 60° é suficiente para garantir uma resposta transitória adequada ao projeto.

Passo 4: Determinar o avanço de fase necessário (“boost”)

Para impor ao sistema a margem de fase desejada, é preciso que o controlador promova um determinado avanço de fase (“boost”), diminuindo o atraso na fase da FTMA do sistema realimentado. Considerando que as funções de transferência do modulador PWM k_{PWM} do sensor de tensão (ou corrente) k_{sensor} sejam apenas ganhos, o avanço de fase necessário é dado por:

$$boost = MF - \left| \underline{G_d(j\omega_c)} \right| - 90^\circ \quad (\text{A.10})$$

em que, $\left| \underline{G_d(j\omega_c)} \right|$ é a fase da função de transferência do conversor em questão.

Passo 5: Escolher o tipo de controlador

De uma forma geral, o controlador Tipo 2 pode ser usado para valores de boost menores que 90° . Na prática, recomenda-se não utilizar este tipo de controlador para valores de boost maiores que 70° (embora possível). O controlador Tipo 3 pode ser usado para valores de boost entre 90° e 180° .

Passo 6: Calcular o fator K

Para controladores Tipo 2, o fator K é dado por:

$$K = \text{tg} \left(\frac{boost}{2} + 45^\circ \right) \quad (\text{A.11})$$

O par pólo-zero do controlador Tipo 2 ficará posicionado em:

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{K} \quad (\text{A.12})$$

$$\omega_p = K\omega_c \quad (\text{A.13})$$

Para controladores Tipo 3, tem-se:

$$K = \left[\operatorname{tg} \left(\frac{\text{boost}}{4} + 45^\circ \right) \right]^2 \quad (\text{A.14})$$

Os zeros deste tipo de controlador ficarão posicionados em:

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\sqrt{K}} \quad (\text{A.15})$$

Um pólo fica na origem e os outros dois em:

$$\omega_p = \sqrt{K} \omega_c \quad (\text{A.16})$$

Passo 7: Calcular o módulo da FTMA, sem o controlador, na frequência de cruzamento de ganho

O módulo da FTMA, excluindo o controlador $G_v(s)$, convencionada como $T_1(s)$, na frequência de cruzamento de ganho é dado por:

$$|T_1(j\omega_c)| = |G_d(j\omega_c)| \cdot k_{PWM} \cdot k_{sensor} \quad (\text{A.17})$$

Para impor a frequência de cruzamento de ganho desejada, faz-se com que o ganho do controlador, nessa frequência, $|G_v(j\omega_c)|$ seja o inverso de $|T_1(j\omega_c)|$.

Passo 8: Calcular os valores dos componentes

Para ambos tipos de controladores, o valor do resistor R1 é escolhido arbitrariamente. Em geral, valores de resistência entre 10kΩ e 20kΩ são escolhas razoáveis para esse componente.

Controlador Tipo 2:

Os componentes do Controlador Tipo 2 são calculados de acordo com as equações (A.18), (A.19) e (A.20).

$$C_2 = \frac{|T_1(j\omega_c)|}{KR_1\omega_c} \quad (\text{A.18})$$

$$C_1 = C_2(K^2 - 1) \quad (\text{A.19})$$

$$R_2 = \frac{K}{C_1\omega_c} \quad (\text{A.20})$$

Controlador Tipo 3:

Os componentes do Controlador Tipo 3 são calculados de acordo com as equações (A.21) a (A.25).

$$C_2 = \frac{|T_1(j\omega_c)|}{R_1\omega_c} \quad (\text{A.21})$$

$$C_1 = C_2(K - 1) \quad (\text{A.22})$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{K}}{C_1\omega_c} \quad (\text{A.23})$$

$$R_3 = \frac{R_1}{K - 1} \quad (\text{A.24})$$

$$C_3 = \frac{1}{R_3\omega_c\sqrt{K}} \quad (\text{A.25})$$

A.3 – Projeto do Controlador de Corrente do Conversor Principal

Para ilustrar o procedimento descrito, será realizado o projeto do controlador de corrente do conversor principal $H_i(s)$, cujos parâmetros são encontrados nas Tabelas 4.1 e 4.2.

Passo 1:

A função transferência do conversor principal é dada por:

$$G_i(s) = \frac{\Delta i_p(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_{CC}}{s L_p} = \frac{250}{3 \cdot 10^{-3} s}$$

Passo 2:

A frequência de chaveamento do conversor principal é de 20kHz. Será adotada uma frequência de cruzamento de ganho 4 vezes menor, ou seja:

$$f_{cg} = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{20000}{4} = 5kHz$$

equivalente a $\omega_c = \pi \cdot 10^4 \text{ rad} / s$.

Passo 3:

Será adotada uma margem de fase de: $MF = 60^\circ$.

Passo 4:

O valor do *boost* é dado por: $boost = 60^\circ - (-90^\circ) - 90^\circ = 60^\circ$.

Passo 5:

O controlador escolhido é o Tipo 2, em função do boost de 60° .

Passo 6:

Para o controlador Tipo 2, o fator K encontrado é de: $K = 3,73$ e $A = 2,21 \cdot 10^5$.

Passo 7:

Considerando $k_{PWM} = 0,2$ e o ganho do sensor de corrente como sendo $k_{sensor} = 1$, tem-se:

$$|T_1(j\omega_c)| = |G_i(j\omega_c)| \cdot k_{PWM} \cdot k_{sensor} = 2,65 \cdot 0,2 \cdot 1 = 0,53$$

$$|H_i(j\omega_c)| = \frac{1}{|T_1(j\omega_c)|} = 1,88$$

Passo 8:

Adotando $R_1 = 10k\Omega$, os valores dos componentes do controlador de corrente são:

$$C_2 = \frac{|T_1(j\omega_c)|}{KR_1\omega_c} = 450pF$$

$$C_1 = C_2 (K^2 - 1) = 5,85nF$$

$$R_2 = \frac{K}{C_1\omega_c} = 20k\Omega$$

A.4 – Projeto do Controlador de Tensão do Conversor Principal

Para a realização do projeto do controlador de tensão do conversor principal $H_v(s)$, serão adotados os parâmetros dispostos nas Tabelas 4.1 e 4.3.

Passo 1:

A função transferência do conversor principal para o dimensionamento do controlador de tensão é dada por:

$$G_v(s) = \frac{\Delta V_{CC}(s)}{\Delta \hat{I}_p(s)} = \frac{1}{2} \frac{m_a}{s C_{CC}} = \frac{0,72}{2 \cdot 10^{-3} s}$$

Passo 2:

Para garantir o desacoplamento entra a malha de controle da tensão e a malha de controle da corrente, será adotada uma frequência de cruzamento de ganho de 2Hz, equivalente a $\omega_c = 4\pi \text{ rad/s}$.

Passo 3:

Será adotada uma margem de fase de: $MF = 55^\circ$.

Passo 4:

O valor do *boost* é dado por: $boost = 55^\circ - (-90^\circ) - 90^\circ = 55^\circ$.

Passo 5:

O controlador escolhido é o Tipo 2, em função do boost de 55°.

Passo 6:

Para o controlador de tensão, o fator K encontrado é de: $K = 3,17$ e $A = 288,6$.

Passo 7:

Considerando $k_{PWM} = 0,277$ e o ganho do sensor de tensão como sendo $k_{sensor} = 0,0174$, tem-se:

$$|T_1(j\omega_c)| = |G_v(j\omega_c)| \cdot k_{PWM} \cdot k_{sensor} = 28,64 \cdot 0,277 \cdot 0,0174 = 0,1381$$

$$|H_v(j\omega_c)| = \frac{1}{|T_1(j\omega_c)|} = 7,24$$

Passo 8:

Adotando $R_1 = 10k\Omega$, os valores dos componentes do controlador de tensão são fornecido a seguir:

$$C_2 = \frac{|T_1(j\omega_c)|}{KR_1\omega_c} = 105nF$$

$$C_1 = C_2 (K^2 - 1) = 950nF$$

$$R_2 = \frac{K}{C_1\omega_c} = 265k\Omega$$

A.5 – Projeto do Controlador de Tensão do Conversor CC-CC

Para a realização do projeto do controlador de tensão do conversor CC-CC $H_v(s)$, serão adotados os parâmetros dispostos nas Tabelas 4.7 e 4.8.

Passo 1:

A função transferência do conversor CC-CC que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica é dada por:

$$G_b(s) = \frac{\Delta V_{CC}(s)}{D(s)} = \frac{-0,025s + 1250}{81,2 \cdot 10^{-9} s^2 + 20 \cdot 10^{-6} s + 1}$$

Passo 2:

Será adotada uma frequência de cruzamento de ganho de 3kHz, equivalente a $\omega_c = 6 \cdot \pi \cdot 10^3 \text{ rad} / \text{s}$.

Passo 3:

Será adotada uma margem de fase de: $MF = 30^\circ$.

Passo 4:

O valor de *boost* é dado por: $boost = 30^\circ - (-214,6^\circ) - 90^\circ = 154,6^\circ$.

Passo 5:

O controlador escolhido é o Tipo 3, em função do boost de 154,6°.

Passo 6:

Para o controlador de tensão do conversor CC-CC o fator K encontrado é de: $K = 80,8$ e $A = 5,83 \cdot 10^7$.

Passo 7:

Considerando $k_{PWM} = 0,7$ e o ganho do sensor de tensão como sendo $k_{sensor} = 0,01$, tem-se:

$$|T_1(j\omega_c)| = |G_b(j\omega_c)| \cdot k_{PWM} \cdot k_{sensor} = 3,73 \cdot 0,7 \cdot 0,01 = 0,0261$$

$$|H_v(j\omega_c)| = \frac{1}{|T_1(j\omega_c)|} = 38,3$$

Passo 8:

Adotando $R_1 = 10k\Omega$, os valores dos componentes do controlador de tensão são fornecido a seguir:

$$C_2 = \frac{|T_1(j\omega_c)|}{R_1\omega_c} = 138\text{pF}$$

$$C_1 = C_2(K-1) = 11\text{nF}$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{K}}{C_1\omega_c} = 43\text{k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_1}{K-1} = 125\Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{R_3\omega_c\sqrt{K}} = 47\text{nF}$$

B

Esquemas dos Circuitos

B.1 – Circuito de Controle do Conversor CC-CC *boost*:

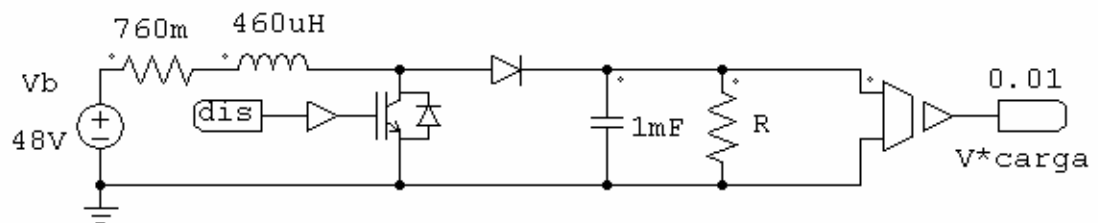


Figura B.1 – Diagrama esquemático de ligação do conversor CC-CC *boost*.

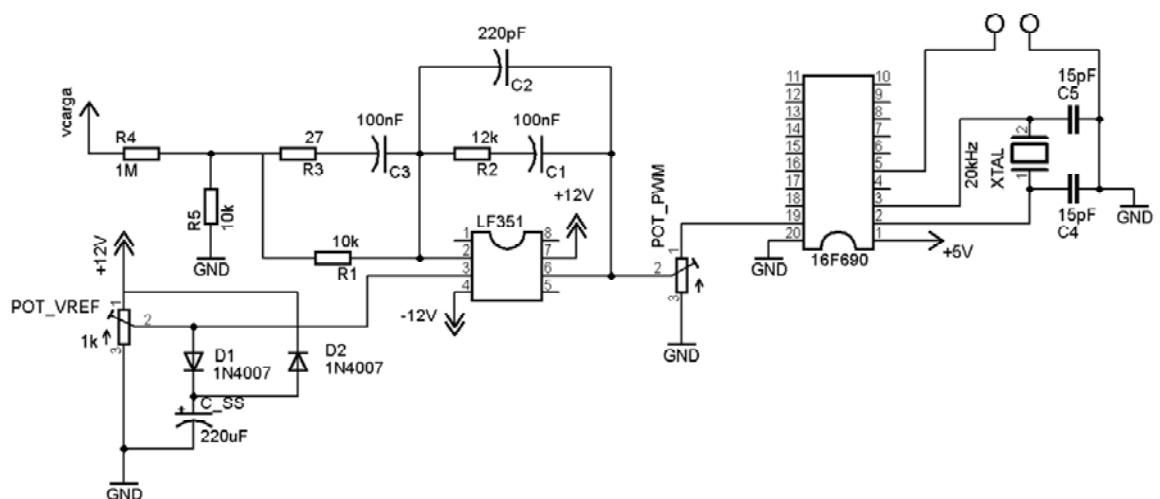


Figura B.2 – Diagrama esquemático do circuito de controle do conversor CC-CC *boost*.

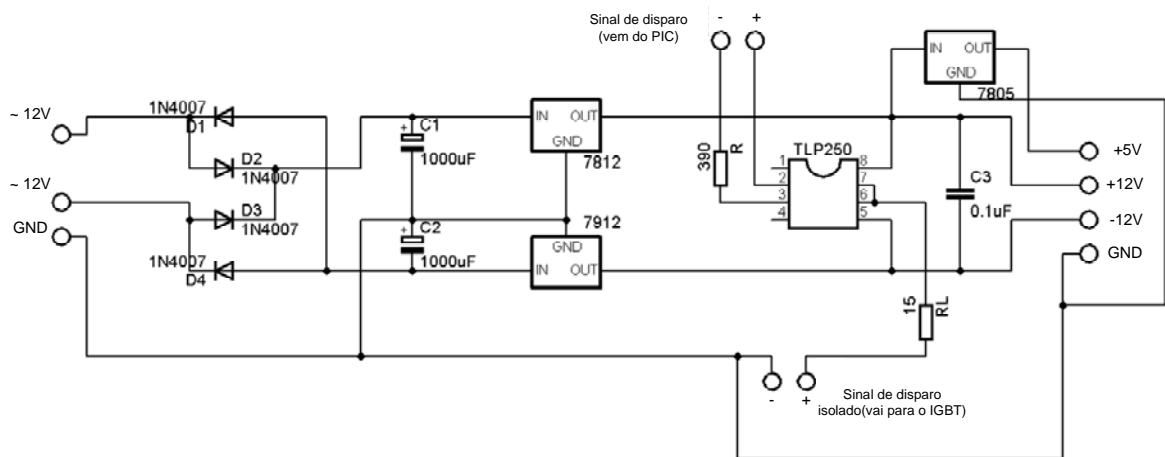


Figura B.3 – Diagrama esquemático da fonte de alimentação e do circuito de *driver*.

B.2 – Circuito de Controle do Conversor Delta e Principal:

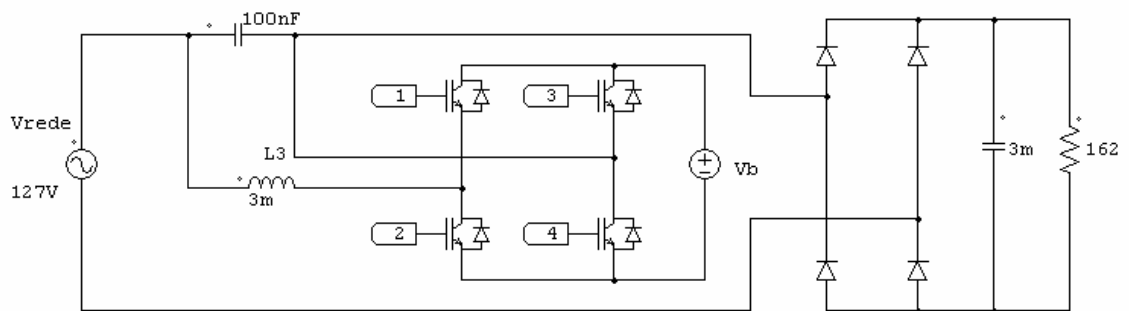


Figura B.4 – Diagrama esquemático de ligação do conversor Delta.

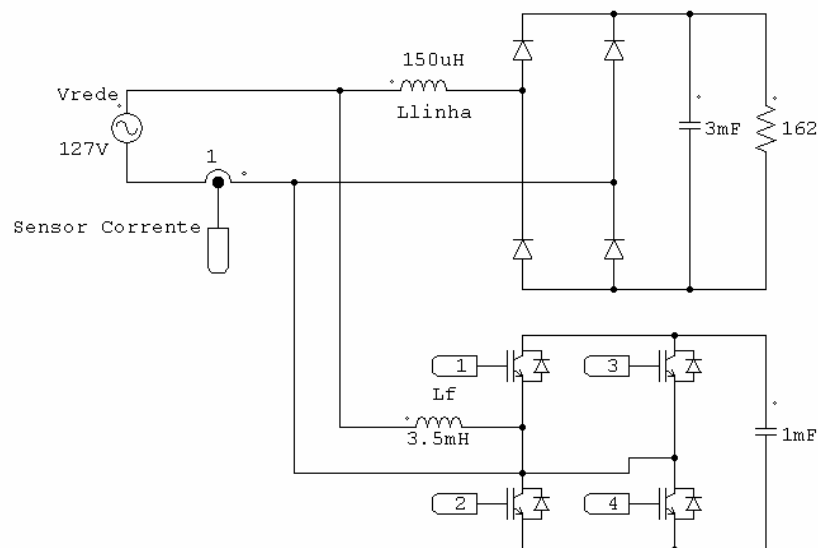


Figura B.5 – Diagrama esquemático de ligação do conversor Principal.

