Antonio Ricardo Giaretta

ANÁLISE DE PROPOSTAS DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA ALGUMAS TOPOLOGIAS DE MULTICONVERSORES MONOFÁSICOS

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Engenharia.

São Paulo
2009

Antonio Ricardo Giaretta

ANÁLISE DE PROPOSTAS DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA ALGUMAS TOPOLOGIAS DE MULTICONVERSORES MONOFÁSICOS

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Engenharia.

Área de Concentração:
Eletrônica de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr.

São Paulo
2009

Para:

Meus queridos Pais
Juliana
Kaiser
Komatsu
Lourenço

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos Professores Doutores Wilson Komatsu, Walter Kaiser e Lourenço Matakas Jr. que foram mais que orientadores, foram amigos e companheiros nos momentos felizes e principalmente nos mais difíceis.

Agradeço aos meus Pais pelo suporte que me forneceram durante toda a minha vida sem jamais me desamparar.

Agradeço a Juliana por sempre ter sido paciente e saber esperar por este momento.

Agradeço a Texas Instruments e ao seu gerente Hamilton K. Ignácio pela doação dos módulos de DSP que possibilitaram a construção da plataforma experimental.

Agradeço a todos que de alguma forma contribuíram para este trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta as principais topologias de conversores multinível descritos na literatura. É feita uma revisão bibliográfica, apresentando as vantagens e as limitações de cada topologia. A seguir são apresentados os métodos mais usuais de modulação para conversores multinível, bem como os campos de aplicação na indústria e em sistemas de potência

As associações de conversores baseadas em conversores do tipo ponte completa monofásica foram escolhidas para um estudo mais detalhado. Para estas topologias são apresentados detalhes sobre as respectivas estratégias de controle e modulação.

Inicialmente são apresentados os detalhes da ponte completa monofásica com tensão de saída modulada em PWM com dois e três níveis. A seguir são estudadas as associações série e paralela com barramentos CC isolados.

O estudo da associação paralela com barramento CC único é a principal contribuição desta dissertação. Para esta topologia são propostas algumas estratégias de controle.

Para todos estes casos são apresentados resultados de simulação e experimentais obtidos com inversores operando com potência reduzida, controlados por DSP.

ABSTRACT

This work presents the main multilevel converter topologies described in the literature. A bibliography revision is presented, showing the advantages and limitations of each topology. The most usual multilevel modulation methods are also presented, as well as their fields of application in the industry as well as in power systems.

The one phase full bridge and its associations were chosen for detailed study. For this family of topologies, this dissertation presents details about control and modulation strategies.

Initially, details about the one phase full bridge with two and three levels PWM modulated output voltage are presented. Next, the series association is analyzed, followed by the parallel with isolated DC link.

The study of parallel connection with a single DC Link is the mainly contribution of this dissertation. For this topology are proposed some control strategies.

For all these cases, simulation and experimental results (with, small scale prototype controlled by DSP) are presented.

SUMÁRIO

RESUMO…….. IV
ABSTRACT……....V
SUMÁRIO……...……..……...…..VI
LISTA DE FIGURAS..... VIII
LISTA DE TABELAS.....XI
LISTA DE ABREVIATURAS.....XII

1. INTRODUÇÃO 1
2. CONVERSORES MULTINÍVEL – TOPOLOGIAS, APLICAÇÕES E MODULAÇÃO 4
2.1. Conversores multinível..... 4
2.2. Topologias dos conversores multinível 6
2.2.1. Conversor "*Diode-Clamped*"..... 7
2.2.2. Conversor Flying-Capacitor 11
2.2.3. Associação de células dois níveis..... 15
2.2.3.1. Associação série sem transformador 16
2.2.3.2. Associação série com transformador. 17
2.2.3.3. Associação paralela sem transformador. 18
2.2.3.4. Associação paralela com transformador. 19
2.2.3.5. Associação de células multinível. 19
2.2.4. Conversor multinível generalizado..... 20
2.2.5. Conversor multinível com comutação suave 21
2.2.6. Comparação entre topologias 21
2.3. Estratégias de modulação multinível..... 22
2.3.1. Modulação em escada 23
2.3.2. Eliminação seletiva de harmônicos..... 24
2.3.3. Modulação PWM com portadora triangular..... 25
2.3.4. Modulação Vetorial (Space Vector) Trifásico. 27
2.3.5. Modulação Sigma Delta (MSD)..... 29
2.4. Aplicações..... 29
2.4.1. Compensação estática de energia reativa 30
2.4.2. Filtros ativos..... 30

2.4.3. HVDC (High Voltage Direct Current Transmission) 31
2.4.4. FACTS 31
2.4.5. Sistema de Armazenamento de energia em supercondutores ... 32
2.4.6. Aplicações em fontes renováveis de energia..... 32
2.4.7. Retificadores com elevado fator de potência 32
2.4.8. Acionamento de motores CA 33
3. ESTUDO DOS CONVERSORES PONTE H (PONTE COMPLETA MONOFÁSICA) E SUAS ASSOCIAÇÕES SÉRIE E PARALELA. 34
3.1. Análise da modulação e dos espectros de tensão para diferentes associações de inversores..... 34
3.1.1. Inversor Ponte Completa Monofásica com chaveamento bipolar..... 34
3.1.2. Inversor Ponte Completa com chaveamento Unipolar..... 37
3.1.3. Associação série de inversores ponte completa..... 38
3.1.4. Associação Paralela de conversores ponte completa..... 43
3.2. Possibilidades de Interligação dos lados CC e CA dos conversores. 46
3.3. Modelagem e controle da associação de conversores ponte H..... 48
3.3.1. Associação série..... 48
3.3.2. Associação paralela..... 51
4. Verificação do Desempenho dos controladores estudados 59
4.1 Plataforma experimental 59
4.2 Inversor Ponte Completa Monofásica com chaveamento bipolar 61
4.3 Conversor Ponte Completa Monofásica Unipolar 64
4.4 Associação Série Simétrica de Conversores Ponte Completa Monofásica 66
4.5 Associação Paralela de Conversores Ponte Completa Monofásica com fontes isoladas..... 68
4.6 Associação Paralela de Inversores com fonte comum..... 71
5. CONCLUSÕES 74
6. BIBLIOGRAFIA 78

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1.1 – Conversor Genérico de cinco níveis..... 4
Figura 2.2.1 – Conversor NPC três níveis. 7
Figura 2.2.2– Chaveamento do Conversor NPC 8
Figura 2.2.3 – Conversor NPC cinco níveis..... 9
Figura 2.2.4 – Conversor flying-capacitor três níveis. 12
Figura 2.2.5 – Conversor flying-capacitor cinco níveis. 13
Figura 2.2.6 – Conversor Ponte completa de 5 níveis conectada em série 15
Figura 2.2.7 – Conversor Trifásico de 5 níveis conectados em Y 17
Figura 2.2.8 – Conversor Cascateado Trifásico de quatro níveis. 17
Figura 2.2.9 – Associação Série com Transformador 18
Figura 2.2.10– Associação Paralela sem Transformador..... 18
Figura 2.2.11 – Associação paralela com transformador 19
Figura 2.2.12– Conversor nove níveis composto por células flying-capacitor.. 20
Figura 2.2.13 – Estrutura do inversor multinível generalizado..... 20
Figura 2.3.1 – Classificação básica das estratégias de modulação. 23
Figura 2.3.2 - Tensão de saída em escada para um referência senoidal..... 24
Figura 2.3.3 – Tensão de saída para um conversor com x ângulos de comutação..... 24
Figura 2.3.4 – Variação da polaridade das portadoras para modulação 26
Figura 2.3.5 – Deslocamento angular das portadoras (simulado no MATLAB).27
Figura 2.3.6– Diagrama Vetorial para um conversor de três níveis..... 28
Figura 2.3.7– Diagrama de Blocos de um Modulador Sigma Delta Multinível.. 29
Figura 2.4.1 - Diagrama de um conversor multinível conectado a rede 31
Figura 3.1.1 - Esquema de Potência e modulação do inversor dois níveis. 35
Figura 3.1.2 – Tensões no inversor ponte completa monofásica dois níveis com Vd=0.5pu e índice de modulação M=1. 36
Figura 3.1.3 – Espectro da tensão de saída do inversor dois níveis para Vd=0.5pu e índice de modulação M=1. 36
Figura 3.1.4 - Esquema de Potência e modulação do inversor três níveis..... 37
Figura 3.1.5 - Tensões no conversor ponte completa monofásica três níveis com Vd=0.5pu e índice de modulação M=1. 38

Figura 3.1.6 – Espectro da tensão de saída do inversor três níveis para índice de modulação igual a 1 e Vd=0.5pu. 38
Figura 3.1.7 - Esquema de potência e modulação da associação série de dois Inversores..... 40
Figura 3.1.8 – Tensões da associação série de dois inversores com Vd=1 e índice de modulação M=1. 40
Figura 3.1.9 – Espectro da tensão de saída de uma associação série de dois inversores com Vd=1 e índice de modulação M=1..... 41
Figura 3.1.10 – Inversor multinível assimétrico híbrido. 42
Figura 3.1.11 – Tensões na associação assimétrica hibrida de dois inversores 43
Figura 3.1.12 – Espectro da tensão de saída para associação assimétrica hibrida de dois inversores com índice de modulação M=1..... 43
Figura 3.1.13 - Esquema de Potência e chaveamento da associação paralela de dois inversores. 45
Figura 3.1.14 – Correntes e tensões da associação paralela de dois inversores. 45
Figura 3.1.15 – Espectro da corrente de saída de uma associação paralela de dois inversores, ambos operando com índice de modulação m=1..... 46
Figura 3.3.1 – Circuito equivalente da associação série de N conversores ponte completa..... 49
Figura 3.3.2 – Controle da associação série de inversores utilizando fontes... 50
Figura 3.3.3 – Modelo da associação paralela de dois conversores ponte completa..... 52
Figura 3.3.4 – Controle da associação paralela de inversores utilizando fontes 54
Figura 3.3.5 – Simulação de controle da associação paralela de dois conversores com barramento CC único utilizando quatro controladores e sem erro de ganho e sem offset..... 56
Figura 3.3.6 – Simulação do controle da associação paralela de dois conversores com barramento CC único utilizando quatro controladores com erro de ganho de 1% e offset de 0.01A..... 56
Figura 3.3.7 – Controle da associação paralela de inversores utilizando fonte comum 57

Figura 4.1.1–Plataforma Experimental. 60
Figura 4.1.2 – Diagrama da Montagem experimental. 61
Figura 4.1.3 - EVM TMS320LF2407A 61
Figura 4.2.1– Esquema de controle implementado para o inversor dois níveis 62
Figura 4.2.2– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) do conversor ponte completa operando com PWM Bipolar. 63
Figura 4.2.3– Espectro da simulação (esquerda) e experimental (direita) do conversor ponte completa operando com PWM Bipolar. 63
Figura 4.3.1– Esquema de controle implementado para o inversor três níveis 64
Figura 4.3.2– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) do conversor ponte completa operando com PWM Bipolar. 65
Figura 4.3.3– Espectro da simulação (esquerda) e experimental (direita) do conversor ponte completa operando com PWM Bipolar. 65
Figura 4.3.4 – Resultado da Simulação do conversor ponte H com tensão de barramento CC de 400V..... 66
Figura 4.4.1– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação série..... 67
Figura 4.4.2– Espectros da simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação série de dois conversores ponte completa. 68
Figura 4.5.1– Controlador de Corrente PI com anti-windup. 69
Figura 4.5.2– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação paralela de dois conversores ponte completa. 70
Figura 4.5.3– Espectros da simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação paralela de dois conversores ponte completa. 70
Figura 4.6.1– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação paralela de dois conversores ponte completa. 71
Figura 4.6.2– Espectros da simulação (Acima) e experimental (Abaixo) da associação paralela de dois conversores ponte completa com barramento CC único..... 73
Figura 4.6.3 – Resultado de simulação sem às quedas de tensão das chaves 73

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.2-1 – Tabela de comutação para o conversor NPC três níveis. 8
Tabela 2.2-2 – Tabela de comutação para o conversor NPC cinco níveis. 9
Tabela 2.2-3 – Tabela de comutação para o conversor flying-capacitor três níveis. 12
Tabela 2.2-4 – Tabela de comutação para o conversor flying-capacitor cinco níveis 13
Tabela 3.1-1 – Número de níveis possíveis para topologia cascata assimétrica. 42
Tabela 3.2-1 – Possibilidades da conexão série de dois conversores. 47
Tabela 3.2-2 – Possibilidades da conexão paralela de dois conversores. 48
Tabela 4.2-1 - Dados da implementação do conversor Ponte Completa. 62
Tabela 4.3-1 - Dados da implementação do conversor Ponte Completa Monofásica unipolar. 64
Tabela 4.4-1 Dados da implementação da Associação série. 66
Tabela 4.5-1- Dados da implementação da Associação paralela. 69
Tabela 4.6-1- Dados da implementação da Associação paralela com fonte CC única. 71

LISTA DE ABREVIATURAS

CC	Tensão ou corrente contínua.
CA	Tensão ou corrente alternada.
DVR	Dynamic Voltage Restorer
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems
f_A	Frequência de Amostragem
f_C	Frequência de Chaveamento
HVDC	High Voltage Direct Current
$i_{A1}(t)$	Corrente do Conversor 1 braço A.
$i_{A2}(t)$	Corrente do Conversor 2 braço A.
$i_{B1}(t)$	Corrente do Conversor 1 braço B.
$i_{B2}(t)$	Corrente do Conversor 2 braço B.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
K_I	Ganho Integral
K_P	Ganho Proporcional
M	Índice de modulação
MSD	Modulação Sigma Delta
n	Numero de níveis da tensão de saída do conversor.
N	Número de conversores ponte completa utilizados
NPC	Neutral Point Clamped (Ponto Neutro Grampeado)
NTV	Nearest Three Vectors
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por largura de Pulso)
SVC	Static Voltage Compensator (Compensador de Tensão Reativa)
SVG	Static Voltage Generetor (Gerador de Tensão Reativa)
TA	Período de amostragem

THD	Total Harmonic Distortion
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
UPFC	Unified Power Flow Controller
$\mathbf{v_{A1}(t)}$	Tensão do Conversor 1 braço A.
$\mathbf{v_{A2}(t)}$	Tensão do Conversor 2 braço A.
$\mathbf{v_{B1}(t)}$	Tensão do Conversor 1 braço B.
$\mathbf{v_{B2}(t)}$	Tensão do Conversor 2 braço B.
$\mathbf{V_{CC}}$	Tensão do barramento CC.
x	Número de ângulos de comutação em um quarto de período
ZOH	Zero Order Holder

1. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos tem se notado um aumento na exigência dos índices de qualidade de energia elétrica e uma demanda por conversores estáticos com potências cada vez maiores, atingindo atualmente o nível de centenas de megawatts. Estes conversores são utilizados no acionamento de cargas finais como motores de médio e grande porte, em sistemas de potência com a função de filtro ativo para eliminação de harmônicos e reativos da rede, em aplicações do tipo FACTS (Flexible Alternating Current Transmission Systems) entre outros.

O desenvolvimento de semicondutores de potência com a capacidade de auto comutação como transistores IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), MOSFET (Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor) e IGCT (Integrated Gate Commuted Thyristor), e o avanço dos dispositivos de controle, tais como: Processadores Digitais de Sinal (DSP), Dispositivos de Lógica Programável (FPGA) e microcontroladores, possibilitou o desenvolvimento de conversores auto-comutados operando com modulação por largura de pulso (PWM) o que permitiu um aumento substancial nos valores de potência dos conversores. Porém os dispositivos semicondutores ainda apresentam valores relativamente baixos de tensão e corrente para aplicações em sistemas de distribuição, subtransmissão e transmissão limitando assim a potência do conversor. A limitação da freqüência de chaveamento imposta pelos atrasos de comutação e perdas nos semicondutores impõe restrições no desempenho do conversor.

Uma possibilidade para se obterem conversores com potência maior é aumentar a tensão e/ou corrente de operação do mesmo associando-se dispositivos semicondutores em série e/ou paralelo. Porém este tipo de associação é limitada pelo problema do balanceamento dinâmico das tensões e correntes nos dispositivos, limitando seu campo de utilização. Neste tipo de associação a topologia do conversor não é alterada, apenas obtendo-se chaves com maior capacidade de corrente (tensão), mantendo-se a freqüência de chaveamento. Como resultado, tem-se elevados valores de ondulação de corrente.

Estas limitações podem ser solucionadas através de conversores multinível. Nestes conversores cada chave opera com freqüência de chaveamento e nível de potência reduzidos. Adicionalmente permitem a obtenção de uma tensão de saída

PWM multinível que apresenta redução do conteúdo harmônico em relação ao PWM convencional de dois níveis, permitindo assim a redução do tamanho e custo do filtro de saída e melhorando a resposta dinâmica do sistema. Como outras vantagens, ainda podem-se citar a redução nos valores de dv/dt nas tensões de saída e na distorção da corrente de carga (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002) (TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K., 1999)(SUH, B. et al, 1998).

O termo multinível foi inicialmente utilizado para a topologia de inversor três níveis (Neutral Point Clamped) introduzido por (NABAE, A. ; TAKAHASHI, I. ; AKAGI H., 1981). Desde então três classes distintas de topologias têm sido os principais alvos de estudos **(**RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002) (TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K., 1999)(SUH, B. et al, 1998) (LAI, J. S.; PENG, F. Z, 1996) (CHOI, N. S. ; CHO, J. G.; CHO, G. H., 1991) para inversores multinível:

- Neutral Point Clamped (NPC) também conhecido como diode-clamped (NABAE, A. ; TAKAHASHI, I. ; AKAGI H., 1981);
- Flying Capacitor ou capacitor-clamped (MEYNARD, T. A.; FOCH, H.,1992), (POU, J.,2002), (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002);
- Associação de células de comutação de dois e três níveis. (MARCHESONI, M.; MAZZUCCHELLI, M.; TENCONI, S.,1998) (PENG, F. Z. et al.,1995)(MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A., 1998)

Esta dissertação faz uma análise das três topologias identificando suas vantagens e possíveis desvantagens, apresentando o estado da arte da tecnologia multinível. Propõe-se ainda analisar com detalhes os conversores do tipo ponte completa monofásica e suas associações série e paralelo operando como fonte de tensão (VSC), enfatizando as estratégias de modulação PWM (baseadas em portadora triangular), e de controle.

Para a associação paralela com barramento CC único são propostas algumas possibilidades para tensão de referência do 2Nésimo braço em uma associação paralela de N conversores pontes completas com 2N braços. Neste item encontra-se a principal contribuição desta dissertação.

O desempenho das estratégias de controle propostas é avaliado através de simulações empregando os programas PSIM e Matlab, e de experimentos empregando um protótipo em escala reduzida.

2. CONVERSORES MULTINÍVEL – TOPOLOGIAS, APLICAÇÕES E MODULAÇÃO

Este capítulo apresenta o estado da arte sobre os conversores multinível, propostos pela literatura, como solução para aplicações que demandam potências elevadas. São apresentadas também os métodos de modulação mais utilizados e as áreas onde a aplicação de conversores multinível têm se consolidado.

2.1. Conversores multinível

Os conversores multinível têm se tornado nos últimos anos a opção mais atraente para conversão de energia com potências elevadas onde são exigidas tensões na ordem de quilo Volts e/ou correntes da ordem de quilo Ampères. Estas necessidades podem ser atendidas com a associação série/paralela de semicondutores ou pela utilização de conversores multinível, sendo que a última apresenta inúmeras vantagens (KELLER, C.; TRADOS, Y., 1993). Entre elas, incluem-se a redução nas tensões e correntes aplicadas diretamente sobre cada semicondutor, de modo inversamente proporcional ao número de níveis da tensão de saída (SUH, B. et al, 1998). O conceito de conversores multinível iniciou-se com o conversor NPC (Neutral Point Clamped) proposto por (NABAE, A. ; TAKAHASHI, I. ; AKAGI H., 1981). Desde então a comunidade científica e industrial tem concentrado grandes esforços em pesquisas a eles relacionados.

A representação mais simples de um conversor multinível é através de um sintetizador de tensão com o número desejado de fontes discretas, conectando-se a cada instante a carga a um dos valores disponíveis. Um conversor genérico de cinco níveis pode ser representado conforme mostrado na figura 2.1.1.

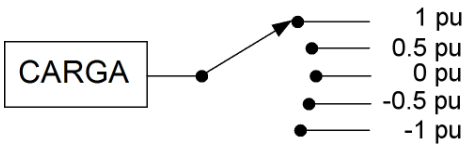


Figura 2.1.1 – Conversor Genérico de cinco níveis.

Em um conversor com tensão de saída multinível obtêm-se as seguintes vantagens em relação ao conversor convencional de dois níveis:

- É possível sintetizar valores elevados de tensão e/ou corrente a partir de chaves (IGBT, IGCT, GTO...) que apresentem uma tensão / corrente de operação menor.
- Para os casos com tensão de saída multinível, obtêm-se valores reduzidos de *dv/dt na carga* em comparação com uma tensão de dois níveis (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002) (TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K., 1999)(SUH, B. et al, 1998). Com isto prolonga-se vida útil de motores acionados com conversores multinível através da redução de rompimentos na isolação de espiras e das falhas nos rolamentos. Consegue-se ainda reduções consideráveis no nível de interferência eletromagnética (TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K., 1999);
- Com o aumento do número de níveis de tensão obtêm-se formas de onda com Distorção Harmônica Total (THD, em inglês) reduzida (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002), (COURAULT, J. ; LAPIERRE, O. ; POULIQUEN, J. L., 1999). Teoricamente, no limite, pode-se obter uma tensão de saída com distorção nula ao se implementar um conversor com um número infinito de níveis (LAI, J. S.; PENG, F. Z., 1996).
- Para obtenção de um mesmo nível de THD na saída do conversor necessita-se de filtros menores.
- Desloca-se o espectro de alta freqüência na saída do conversor para valores múltiplos da freqüência de chaveamento dos semicondutores (WALKER, G.; LEDWICH, G., 1999);
- Minimizam-se os harmônicos na corrente de carga quando operando como inversor, e na corrente drenada da linha quando operando como retificador (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002) (SUH, B. et al,1998).

As vantagens dos conversores multinível são obtidas à custa de um aumento na complexidade do conversor, do sistema de controle e da estratégia de comutação devido ao elevado número de chaves utilizadas e da necessidade do balanceamento de tensão nos capacitores ou fontes responsáveis pelo aumento no número de níveis de tensão de saída. Este empecilhos podem ser superados com a utilização de novas estratégias de modulação e controle implementadas em Processadores de Sinais com capacidade de atuação em tempo real.

Em aplicações industriais que demandam conversores com potências elevadas, usualmente conectados a redes de média tensão (2.3kV a 6.9 kV)(RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z. 2002) (TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K., 1999)(LAI, J. S.; PENG, F. Z.,1996) obtém-se melhores formas de onda de saída com o aumento da freqüência de comutação. Quando estas aplicações fazem uso de conversores de dois níveis, o aumento da freqüência de chaveamento provoca um incremento considerável nas perdas dos dispositivos semicondutores (CHOI, N. S. ; CHO, J. G.; CHO, G. H.,1991). Por este motivo, o uso de conversores multinível tem se mostrado como uma alternativa extremamente vantajosa quando é necessária a utilização de conversores com altos valores de potência.

Com os fatores acima listados é de se esperar que o campo de aplicação dos conversores multinível continue a aumentar nos próximos anos. Os fatores que tendem a colaborar com isso são: avanços tecnológicos e a redução nos custos dos dispositivos semicondutores (diodos, IGBT) e dos processadores (DSP, FPGA) utilizados nos mesmos; as exigências para melhora na qualidade da energia elétrica através da redução do conteúdo harmônico de tensão e corrente (com a utilização de retificadores com elevado fator de potência (FP) e compensadores de perturbações tais como harmônicas, flickers, desbalanços, afundamentos de tensão, etc).

2.2. Topologias dos conversores multinível

Esta dissertação concentra-se nas topologias de conversores multinível mais usuais, apresentando as características dos seguintes casos:

- Conversor *diode-clamped* (Neutral Point Clamped) (2.2.1)
- Conversor *flying-capacitor* (2.2.2)
- Associação de células dois níveis e três níveis. (2.2.3)
- Conversor multinível generalizado (2.2.4)

Todas estas topologias podem ainda contemplar a técnica de comutação suave como descrito em 2.2.5.

2.2.1. Conversor "*Diode-Clamped*"

Ponto de partida do estudo de conversores multinível, o conversor *diode-clamped* foi introduzido por (NABAE, A. ; TAKAHASHI, I. ; AKAGI H., 1981) com o nome de Conversor *Neutral-Point-Clamped* (NPC), modulado por largura de pulso (PWM) e fornecendo uma tensão de saída de três níveis (figura 2.2.1). Em seguida, a topologia NPC original foi estendida para um número maior de níveis, usando o princípio similar de grampear os níveis intermediários através de diodos (CHOI, N. S. ; CHO, J. G.; CHO, G. H.,1991), (BHAGWAT, P. M.; STEFANOVIC, V. R.,1983),(CARPITA, M.; TENCONI, S.,1991).

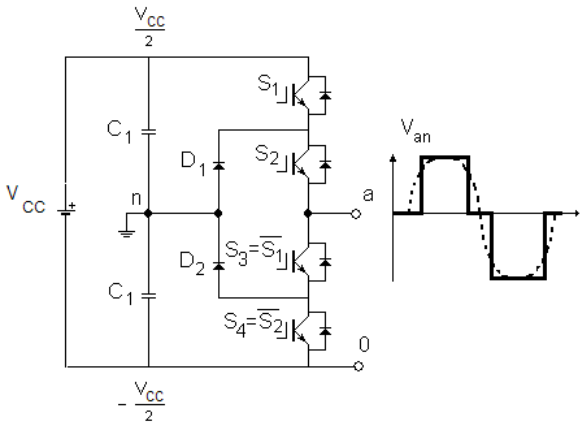


Figura 2.2.1 – Conversor NPC três níveis.

Neste circuito o barramento de tensão CC com três níveis é obtido através de dois capacitores, C1 e C2, conectados em série onde o ponto médio destes capacitores (n) é definido como ponto neutro (Neutral Point). A tensão de saída V_{an} pode apresentar três estados $V_{CC}/2$, 0 e $-V_{CC}/2$. Para obtenção destes níveis as chaves devem ser ligadas adequadamente conforme a tabela 2.2-1. Deve-se notar que existem dois conjuntos de chaves complementares que nunca são acionadas simultaneamente, ou seja, quando uma está fechada a outra está obrigatoriamente aberta. Para este conversor os pares complementares são (S_1, $S_3 = \overline{S_1}$) e (S_2, $S_4 = \overline{S_2}$) (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002).

A diferença deste circuito para um conversor convencional de dois níveis são os diodos D_1 e D_2. Este dois diodos grampeiam a tensão de chaveamento na metade da tensão do barramento CC. Quando S_1 e S_2 estão acionadas a tensão

de saída V_{a0} é igual à V_{CC} . Neste caso D_2 divide a tensão entre as chaves $\overline{S_1}$ e $\overline{S_2}$ com $\overline{S_1}$ bloqueando a tensão sobre C_1 e $\overline{S_2}$ bloqueando a tensão sobre C_2.

Tabela 2.2-1 – Tabela de comutação para o conversor NPC três níveis.

Tensão de saída (V_{an})	Transistores acionados
$V_{CC}/2$	S_1 e S_2
0	S_2 e $S_3 = \overline{S_1}$
$-V_{CC}/2$	$S_3 = \overline{S_1}$ e $S_4 = \overline{S_2}$

Nota-se pela figura 2.2.2 que o período de condução das chaves externas (S_1 e $S_4 = \overline{S_2}$) é menor que o das chaves internas (S_2 e $S_3 = \overline{S_1}$), pois S_1 conduz apenas durante o semiciclo positivo, $S_4 = \overline{S_2}$ conduz apenas durante o semiciclo negativo enquanto as outra chaves conduzem durante todo o ciclo. Para estas diferentes condições de operação são necessárias chaves com diferentes capacidades de correntes. Se os dispositivos do inversor forem dimensionados para a corrente média, as chaves externas serão sobre dimensionadas e as internas sub dimensionadas (LAI, J. S.; PENG, F. Z.,1996). Se o projeto for baseado para atender o pior caso, então o inversor terá $2(n-2)$ semicondutores externos sobre dimensionados (LAI, J. S.; PENG, F. Z.,1996).

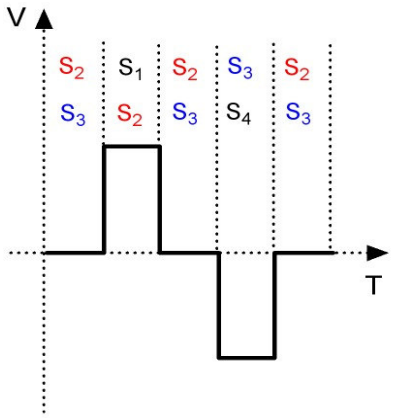


Figura 2.2.2– Chaveamento do Conversor NPC

Como já dito anteriormente esta topologia pode ser estendida para um número maior de níveis. A figura 2.2.3 mostra o circuito de um braço para um conversor diode-clamped de cinco níveis (CHOI, N. S. ; CHO, J. G.; CHO, G. H.

,1996),(BHAGWAT, P. M.; STEFANOVIC, V. R.,1983),(SUH, B. S; HYUN, D. S.,1987).

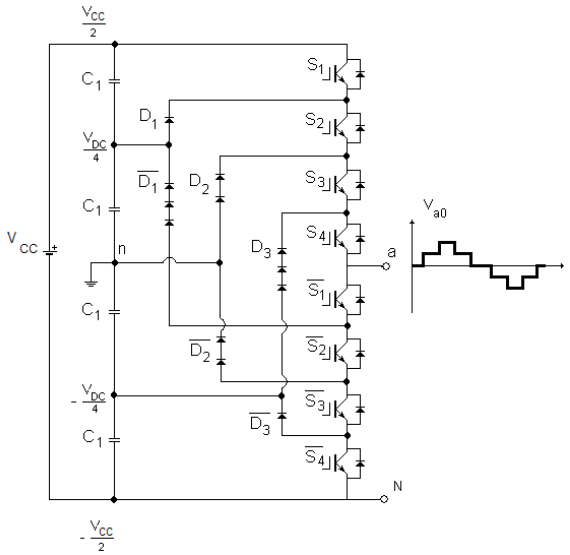


Figura 2.2.3 – Conversor NPC cinco níveis.

Neste circuito o barramento CC é composto por quatro capacitores iguais, cada um limitando a tensão máxima sobre cada chave em $V_{CC}/4$, através dos diodos grampeadores. Os cinco níveis da tensão de saída V_{a0} podem ser obtidos acionando adequadamente as chaves conforme a tabela 2.2-2. Neste circuito temos quatro pares complementares de chaves ($S_1, S_5 = \overline{S_1}$), ($S_2, S_6 = \overline{S_2}$), ($S_3, S_7 = \overline{S_3}$) e ($S_4, S_8 = \overline{S_4}$).

Tabela 2.2-2 – Tabela de comutação para o conversor NPC cinco níveis.

Tensão de saída (V_{an})	Transistores acionados
$V_{CC}/2$	(S_1, S_2, S_3, S_4)
$V_{CC}/4$	(S_2, S_3, S_4, $S_5 = \overline{S_1}$)
0	(S_3, S_4, $S_5 = \overline{S_1}$, $S_6 = \overline{S_2}$)
$-V_{CC}/4$	(S_4, $S_5 = \overline{S_1}$, $S_6 = \overline{S_2}$, $S_7 = \overline{S_3}$)
$-V_{CC}/2$	($S_5 = \overline{S_1}, S_6 = \overline{S_2}, S_7 = \overline{S_3}, S_8 = \overline{S_4}$)

Em conversores com mais de três níveis é necessária uma atenção especial com a tensão de bloqueio dos diodos grampeadores. Embora cada chave

necessite bloquear uma tensão $V_{CC}/(n-1)$, os diodos devem possuir uma tensão reversa diferente. Utilizando $\overline{D_1}$ da figura 2.2.3 como exemplo, quando as chaves $\overline{S_2}$ à $\overline{S_4}$ estão acionadas, $\overline{D_1}$ necessita bloquear a tensão de três capacitores, ou seja $3/4V_{CC}$, D_2 e $\overline{D_2}$ tem que bloquear $2/4V_{CC}$ e $\overline{D_3}$ tem que bloquear $1/4V_{CC}$. Assumindo que a tensão reversa de cada diodo é igual à das chaves, o número de diodos necessários por fase será $(n-1)\cdot(n-2)$. Portanto o número de diodos cresce de maneira quadrática conforme o número de níveis. Em uma implementação real, deve ser providenciado um divisor dinâmico de tensão da associação série de diodos.

Os conversores do tipo diode-clamped apresentam as seguintes vantagens:

- Facilidade do balanceamento de tensão quando utilizado em conjunto para conversão bidirecional CA/CC/CA (*back-to-back*) através de uma etapa retificadora e uma etapa inversora;
- Tensão de bloqueio de cada chave é $V_{CC}/(n-1)$;
- Não necessita de transformadores;
- Necessita de um número menor de capacitores quando comparado a topologia flying capacitor (item 2.2.2). Embora necessite de alguns diodos adicionais em geral eles possuem um custo menor que o dos capacitores;
- Pode ser conectado diretamente a um único barramento de tensão CC, sem a necessidade de barramento adicional. Esta característica também está presente no conversor flying capacitor, mas não nas pontes H conectadas em série que necessitam de fontes adicionais isoladas ou transformadores em suas saídas.

Seus inconvenientes são:

- A necessidade de realizar o balanceamento das tensões entre os capacitores, que resulta em um aumento na complexidade do sistema de controle. Com o aumento do número de níveis do conversor, o controle da tensão nos capacitores torna-se mais complexo, podendo até ser impossível em algumas condições (MARCHESONI, M.; TENCA, P.,2001). Melhoras significativas no balanço de tensão dos capacitores podem ser

obtidas quando mais de um conversor é conectado ao mesmo barramento CC;

- Apesar das chaves possuírem tensão de bloqueio reduzida, os diodos devem ser capazes de bloquear diferentes níveis de tensão reversa e conduzir a corrente nominal do conversor. A máxima tensão de bloqueio de um diodo é $V_{CC} \cdot (n-2)/(n-1)$, sendo necessária a utilização de uma associação série de diodos (figura 2.2.3) ou a utilização de diodos com tensões maiores. Para diodos com a mesma capacidade de bloqueio das chaves do conversor ($V_{CC}/(n-1)$), serão necessários $(n-1)\cdot(n-2)$ diodos por fase (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z. ,2002),(LAI, J. S.; PENG, F. Z.,1996). Portanto, como citado anteriormente, o número de diodos aumenta de foram quadrática com o aumento do numero de níveis. Quando n é suficientemente grande, o numero de diodos necessários tornará o sistema impraticável para implementação.
- Montagem mecânica complexa e dificuldades na minimização das indutâncias parasitas das conexões.

2.2.2. Conversor Flying-Capacitor

O conversor flying-capacitor foi proposto inicialmente em (MEYNARD, T. A.; FOCH, H.,1992) sendo também conhecido como: floating-capacitor Converter (POU, J.,2002), capacitor-clamped Converter (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z ,2002) ou imbricated-cell Converter (MEYNARD, T. A.; FOCH, H.,1992). A figura 2.2.4 mostra o circuito de uma fase para um conversor flying-capacitor de três níveis. O capacitor C1 tem a função de fixar a tensão de bloqueio das chaves em um valor igual à tensão de um dos capacitores C2 ($V_{CC}/2$).

Este inversor fornece tensão de saída de três níveis $V_{an} = V_{CC}/2$, 0 e $-V_{CC}/2$. Para cada um destes valores de saída as chaves devem ser acionadas conforme a tabela 2.2.3. Deve-se notar que para o conversor flying-capacitor de três níveis existem duas possibilidades para obter-se tensão de saída igual a zero. O capacitor grampeador C_1 é carregado quando S_1 e $\overline{S_2}$ estão ligados e descarregado quando S_2 e $\overline{S_1}$ são acionados. Desta forma a carga de C_1 pode

ser balanceada através da seleção adequada da combinação de chaves para o nível zero.

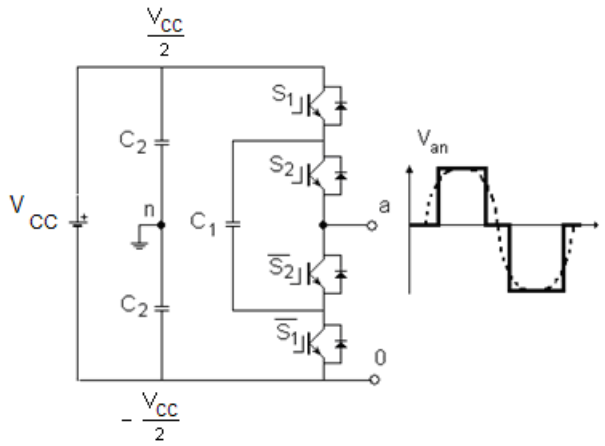


Figura 2.2.4 – Conversor flying-capacitor três níveis.

Tabela 2.2-3 – Tabela de comutação para o conversor flying-capacitor três níveis.

Tensão de saída (V_{an})	Transistores acionados
$V_{CC}/2$	S_1, S_2
0	(S_1, $\overline{S_2}$) (S_2, $\overline{S_1}$)
$-V_{CC}/2$	$\overline{S_2}$ e $\overline{S_1}$

A figura 2.2.5 mostra o circuito para um conversor flying-capacitor de cinco níveis (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z. ,2002),(TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K.,1999),(SUH, B. et al., 1998),(LAI, J. S.; PENG, F. Z.,1996). A síntese dos valores de tensão para este conversor apresenta uma flexibilidade maior que no caso do conversor diode-clamped. As combinações de chaves acionadas e os respectivos valores de tensão de saída podem ser vistos na tabela 2.2-4.

Em regime os capacitores estão carregados com uma tensão igual à $V_{CC}/4$. Supondo que cada capacitor possua uma tensão máxima igual à das chaves, um conversor de n níveis irá necessitar de $\frac{(n-1)\cdot(n-2)}{2}$ capacitores grampeadores por braço além de $(n-1)$ capacitores no barramento CC.

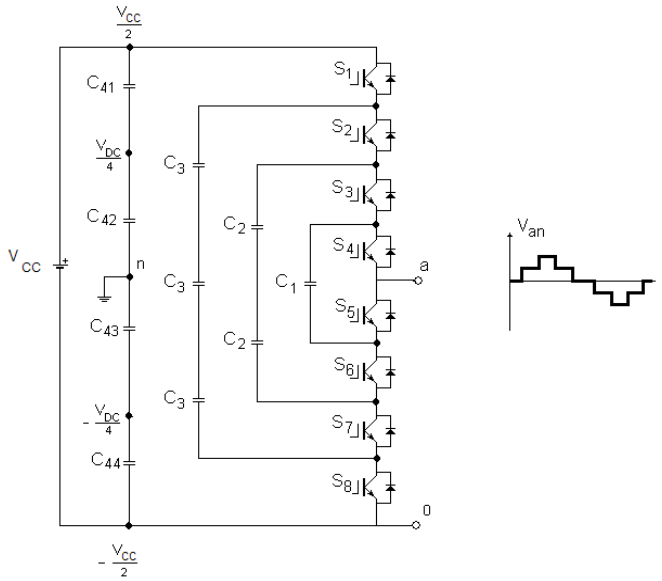


Figura 2.2.5 – Conversor flying-capacitor cinco níveis.

Tabela 2.2-4 – Tabela de comutação para o conversor flying-capacitor cinco níveis

Tensão de saída (V_{an})	Transistores acionados	Contribuição dos capacitores para Tensão de saída
$V_{CC}/2$	(S_1, S_2, S_3, S_4)	$V_{CC}/2$ (C_{41} e C_{42})
$V_{CC}/4$	(S_1, S_2, S_3, S_5)	$V_{CC}/2$ (C_{41} e C_{42}) – $V_{CC}/4$ (C1)
	(S_2, S_3, S_4, S_8)	$3V_{CC}/4$ (C_3's) – $V_{CC}/2$ (C_{43} e C_{44})
	(S_1, S_3, S_4, S_7)	$V_{CC}/2$ (C_{41} e C_{42}) - $3V_{CC}/4$ (C_3's) + $V_{CC}/2$ (C_2's)
0	(S_1, S_2, S_5, S_6)	$V_{CC}/2$ (C_{41} e C_{42}) – $V_{CC}/2$ (C_2's)
	(S_3, S_4, S_7, S_8)	$V_{CC}/2$ (C_2's) – $V_{CC}/2$ (C_{43} e C_{44})
	(S_1, S_3, S_5, S_7)	$V_{CC}/2$ (C_{41} e C_{42}) - $3V_{CC}/4$ (C_3's) + $V_{CC}/2$ (C_2's) - $V_{CC}/4$ (C1)
	(S_1, S_4, S_6, S_7)	$V_{CC}/2$ (C_{43} e C_{44}) - $3V_{CC}/4$(C_3's) + $V_{CC}/4$ (C1)
	(S_2, S_4, S_6, S_8)	$3V_{CC}/4$(C_3's) – $V_{CC}/2$(C_2's) + $V_{CC}/4$ (C_1) – $V_{CC}/2$ (C_{43} e C_{44})
	(S_2, S_3, S_5, S_8)	$3V_{CC}/4$ (C_3's) – $V_{CC}/4$ (C_1) – $V_{CC}/2$ (C_{43} e C_{44})
$-V_{CC}/4$	(S_1, S_5, S_6, S_7)	$V_{CC}/2$ (C_{41} e C_{42}) - $3V_{CC}/4$ (C_3's)
	(S_4, S_6, S_7, S_8)	$V_{CC}/4$ (C_1) – $V_{CC}/2$ (C_{43} e C_{44})
	(S_3, S_5, S_7, S_8)	$V_{CC}/2$(C_2's) – $V_{CC}/4$ (C_1) – $V_{CC}/2$ (C_{43} e C_{44})
$-V_{CC}/2$	(S_5, S_6, S_7, S_8)	-$V_{CC}/2$ (C_{43} e C_{44})

As vantagens do conversor flying-capacitor são:

- O controle da tensão nos capacitores flutuantes é realizado com o uso apropriado dos estados redundantes do conversor;
- Tensão de bloqueio de cada chave deve ser $V_{CC}/(n-1)$ no caso de um conversor de *n* níveis devido à presença dos capacitores flutuantes;
- Cada braço do conversor pode ser analisado de forma independente (desconsiderando-se o balanceamento de C2). Esta é uma diferença importante em relação topologia diode-clamped, na qual o conversor trifásico como um todo precisa ser considerado no problema de balanço de tensão dos capacitores;
- Os fluxos de potência ativa e reativa podem ser controlados, tornando esta topologia uma candidata para transmissão de alta tensão em corrente continua (LAI, J. S.; PENG, F. Z., 1996);

Suas principais desvantagens são:

- Necessita de um processo inicial de carga dos capacitores;
- Emprega um número elevado de capacitores. Como a corrente que circula através de todos os capacitores é a mesma, suas capacitâncias devem ser próximas de modo a manter valores similares de tensão;
- Os capacitores devem suportar a corrente de carga e, portando, devem ser selecionadas adequadamente com o objetivo de não gerar perdas excessivas e não limitar a corrente máxima do conversor (SHAKWEK, Y.; LEWIS, E. A.,1999);
- Caso ocorra um aumento rápido da tensão do barramento CC, os capacitores flutuantes levam um tempo até atingir o regime de funcionamento novamente. Com isto as chaves superiores e inferiores de cada braço terão que bloquear uma tensão maior que a prevista inicialmente e a tensão de saída sofrerá uma distorção significativa. Isto impõe um obstáculo na utilização deste conversor em sistemas de geração distribuída (SHAKWEK, Y.; LEWIS, E. A.,1999) onde existem variações rápidas da potência transmitida.
- Definido o nível de tensão de saída existe ainda a dificuldade de escolher entre os estados redundantes qual deve ser utilizado.

- Apresenta uma montagem mecânica complexa e dificuldades na minimização das indutâncias parasitas das conexões.

2.2.3. Associação de células dois níveis.

A associação de conversores de ponte completa foi proposta inicialmente em (MARCHESONI, M.; MAZZUCCHELLI, M.; TENCONI, S.,1998) para utilização na estabilização de plasma. Posteriormente este conversor foi estendido para aplicações trifásicas (PENG, F. Z. et al.,1995),(MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A., 1998). A figura 2.2.6 mostra a estrutura de um conversor de cinco níveis composto pela associação de duas pontes completas, onde cada ponte completa pode ser considerada como a associação de duas células meia ponte de dois níveis e pode gerar separadamente uma tensão de V_{CC}, 0 e $-V_{CC}$.

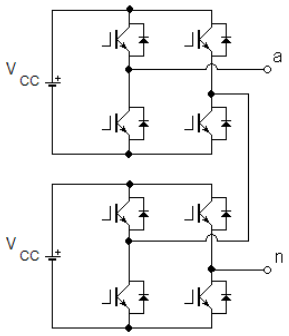


Figura 2.2.6 – Conversor Ponte completa de 5 níveis conectada em série

Este tipo de associação pode ser realizado de forma série ou paralela com ou sem transformador. A seguir são detalhadas cada uma destas possibilidades. Todas elas apresentam as seguintes vantagens:

- Estrutura modular. Com isto o número de níveis pode ser aumentado com facilidade se aumentarmos o numero de módulos (MANJREKAR, M. D. ; STEIMER, P. K.; LIPO, T. A., 2000);
- Todas as chaves estão submetidas a um mesmo ciclo de trabalho, e mesmos valores de corrente e tensão;
- Fácil manutenção devido à modularidade;
- Necessitam de um número menor de componentes para atingir um mesmo número de níveis já que não necessitam de diodos grampeadores ou capacitores flutuantes;

- Pode-se tornar a topologia tolerante a falhas, já que o conversor pode continuar a operar sem uma das etapas, desde que se reduza a tensão ou corrente de operação do sistema;
- Podem ter as fontes do lado CC substituídas por capacitores quando utilizados para a correção de fator de potência ou como filtro ativo.
- A montagem mecânica torna-se bastante simples se forem utilizados módulos de semicondutores para cada braço do conversor. A utilização de barramento CC não indutivo reduz substancialmente as indutâncias parasitas, permitindo a operação sem circuitos amortecedores (snubbers).

2.2.3.1. Associação série sem transformador

Nesta associação a tensão de saída é dada pela soma das tensões fornecidas por cada conversor. Desta maneira, para a associação de dois conversores, por exemplo, obtém-se tensões de saída (V_{an}) com amplitudes $2V_{CC}$, V_{CC}, 0, $-V_{CC}$ e $-2V_{CC}$.

Pode-se melhorar o desempenho do conversor em função do número de níveis de saída através da utilização de diferentes valores de fonte CC (MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A., 1998) (LUND, R. et al. , 1999)(RECH, C; GRÜNDLING, H. A.; HEY, H. L.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, J. R., 2002). É possível ainda utilizarem-se conversores constituídos por diferentes semicondutores, por exemplo GTO para o conversor com maior valor de tensão CC e IGBT para os conversores com tensões menores. Para esta configuração, pode-se ainda operar as células com diferentes freqüências de chaveamento (LUND, R. et al. , 1999).

Neste tipo de conexão deve-se fornecer a tensão para cada ponte através de fontes CC Isoladas. Estas fontes normalmente são obtidas através de transformadores isolados ou independentes com seus respectivos retificadores. Pode-se ainda utilizar fontes com chaves autocomutadas no lugar do retificador a diodos obtendo desta forma um conversor com fluxo bidirecional de potência (MANJREKAR, M. D. ; STEIMER, P. K.; LIPO, T. A. ,2000),(RODRIGUES, J. et al, 2002).

A estrutura de inversores com fontes separadas são apropriadas para utilização em sistemas com várias fontes de energia tais como célula de

combustível, fotovoltaica, biomassa, FACTS (conversores série) (JOOS, G.; HUANG, X.; OOI, B., 1997). Em veículos elétricos podem se empregar baterias ou células de combustível e em sistemas de armazenamento de energia pode-se empregar bobinas supercondutoras (ZHANG, Z.; OOI, B. ,1993), (ADY, G. G., 1990).

Um conversor trifásico pode ser obtido pela conexão Y ou Δ de conversores semelhantes ao da figura 2.2.6 (PENG, F. Z. et al, 1995). A figura 2.2.7 mostra um conversor trifásico de cinco níveis, na tensão de fase, conectado em Y.

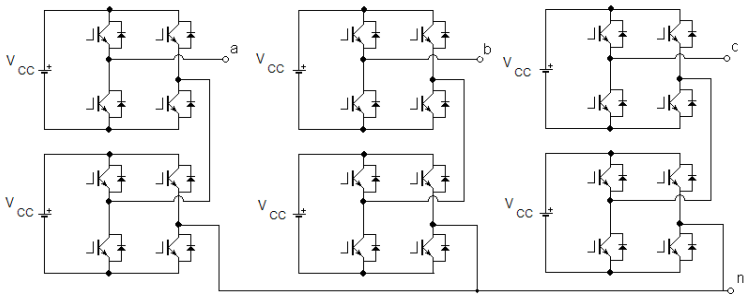


Figura 2.2.7 – Conversor Trifásico de 5 níveis conectados em Y composto por pontes completas trifásicas.

Com a utilização de pontes completas monofásicas sempre serão obtidos conversores com um número impar de níveis. Para obter-se um número par de níveis é necessária a utilização de conversores meia ponte. A figura 2.2.8 mostra a configuração de um circuito de quatro níveis.

A grande desvantagem desta forma de associação é a necessidade de uma fonte isolada para cada conversor.

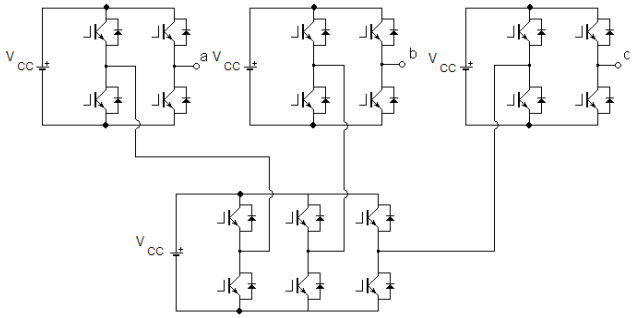


Figura 2.2.8 – Conversor Cascateado Trifásico de quatro níveis.

2.2.3.2. Associação série com transformador.

As saídas dos conversores podem ser isoladas através de transformadores (BARCENAS, E. et al, 2002) fazendo com que todos os conversores compartilhem

o mesmo barramento CC (figura 2.2.9), evitando-se assim a desvantagem de utilizar uma fonte CC para cada conversor.

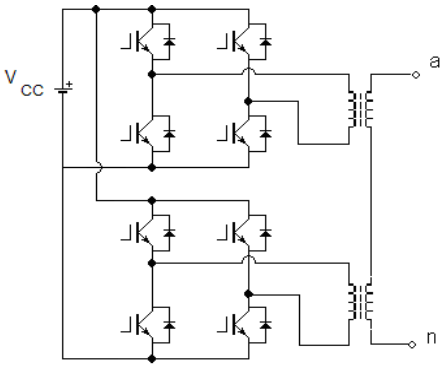


Figura 2.2.9 – Associação Série com Transformador

Embora apresente a desvantagem da necessidade de transformador de saída, este tipo de associação pode ser utilizada em sistemas de compensação série onde este componente normalmente já é utilizado.

2.2.3.3. Associação paralela sem transformador.

A associação paralela de conversores pode ser feita sem transformador conforme a figura 2.2.10. No caso de duas unidades, pode-se também empregar reatores acoplados (MATAKAS Jr., L., 1998).

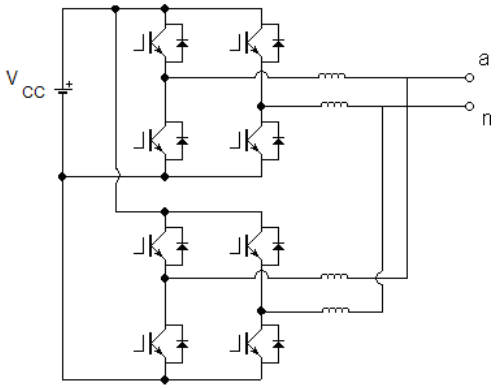


Figura 2.2.10– Associação Paralela sem Transformador

Este caso ainda pode ser realizado com fontes CC isoladas ou fonte única como será visto em 3.1.4.

2.2.3.4. Associação paralela com transformador.

Os inversores multinível também podem ser conectados em paralelo através de transformadores (CENGELCI, E. et al, 1999) como mostrado na figura 2.2.11.

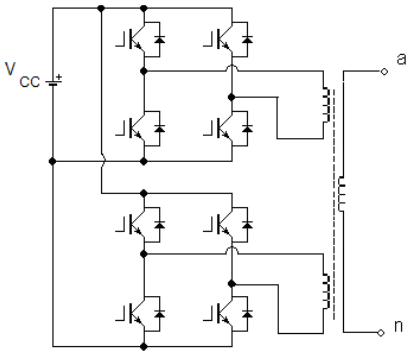


Figura 2.2.11 – Associação paralela com transformador

Assim como na associação série este caso apresenta a desvantagem da necessidade do transformador de saída. Porém esta pode ser diminuída se aplicarmos esta topologia em casos como compensação série onde o uso de transformador normalmente é necessário.

2.2.3.5. Associação de células multinível.

As células de pontes completas em um inversor cascateado podem ser substituídas por capacitor-clamped ou diode-clamped (MANJREKAR, M. D. ; STEIMER, P. K.; LIPO, T. A. , 2000), (HILL, W. A.; HARBOUT, C. D. , 1999) , (LUND, R. et al., 1999). A razão para esta substituição é a redução no número de fontes isoladas necessárias. Por exemplo, em um circuito de quatro pontes completa monofásica cascateadas são necessárias quatro fontes para obtenção de nove níveis. Se forem utilizados inversores capacitor-clamped ou diode-clamped serão necessárias apenas duas fontes isoladas. A figura 2.2.12 mostra a estrutura de um conversor cascateado de nove níveis utilizando células de flying-capacitor. Obviamente as células poderiam ser substituídas por inversores diode-clamped. Pode-se ainda conectar as células em série ou em paralelo com ou sem trafo.

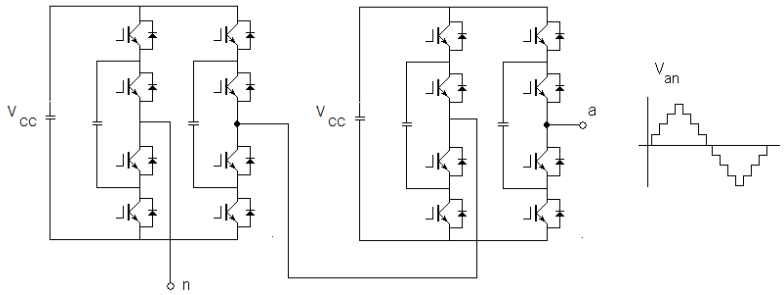


Figura 2.2.12– Conversor nove níveis composto por células flying-capacitor Cascateadas para o incremento do numero de níveis de tensão

2.2.4. Conversor multinível generalizado

Apresentado inicialmente por Peng (PENG, F. Z., 2001) esta topologia pode gerar várias estruturas de inversores multinível existentes tais como: “Inversor Convencional de Dois Níveis”, “diode-clamped” e “flying capacitor” (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002). O inversor multinível generalizado provê uma estrutura multinível que pode balancear cada nível de tensão CC automaticamente para qualquer número de níveis de saída, independente da conversão de potência reativa ou ativa (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002).

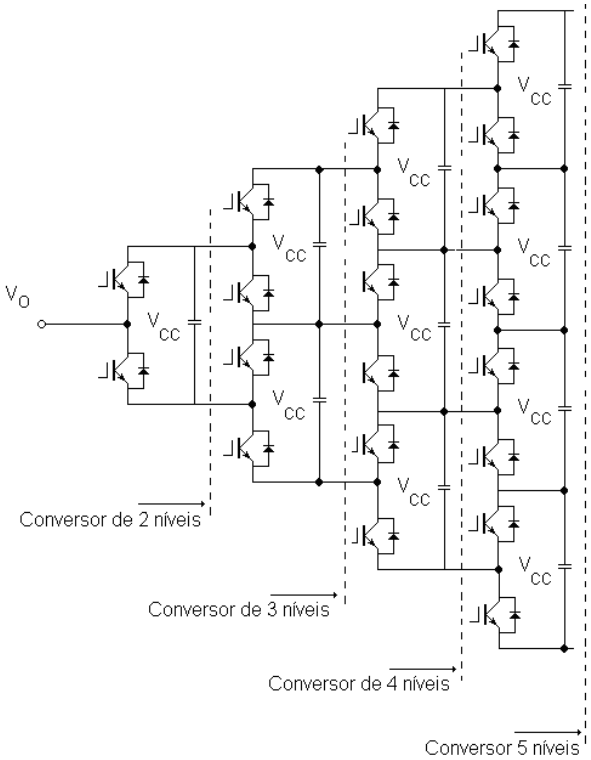


Figura 2.2.13 – Estrutura do inversor multinível generalizado

A figura 2.2.13 mostra a estrutura por fase do inversor generalizado multinível. A tensão em cada chave, diodo ou capacitor é de V_{CC}, isto é, $1/(n-1)$ da tensão total do link.

2.2.5. Conversor multinível com comutação suave

Existem diversas maneiras de se implementar o método de comutação suave para reduzir as perdas e aumentar eficiência dos diferentes inversores multinível. Para os inversores diode-clamped ou flying-capacitor, a escolha do circuito de comutação suave pode ser feita de diferentes maneiras (SONG, B. M. et al ,2001),(DIJKHUIZEN, F. R. et al, 1998) e (PENG, D. et al, 2000). Circuitos de comutação suave podem ser encontrados em (SONG, B. M.; LAI, J. S., 2001),(YUAN, X.; BARBI, I., 1999).

2.2.6. Comparação entre topologias

A tabela 2.2-5 mostra as principais características das três topologias mais usuais de conversores multinível. Pode-se encontrar em (LAI, J. S.; PENG, F. Z, 1996) uma comparação entre as topologias com suas vantagens e desvantagens.

Como se pode analisar na tabela 2.2-5, o inversor multinível composto por células do tipo ponte completa apresenta vantagens como o menor número de componentes para atingir um dado número de níveis, a não necessidade de balanceamento de tensão para algumas das topologias, a equalização dos esforços nas chaves e a modularidade.

A modularidade permite a implementação da redundância com grande facilidade, através da utilização de um número de conversores maior que a real necessidade. Desta forma cada conversor opera com uma potência reduzida e quando ocorrer falha em um deles ele simplesmente é retirado da associação através, por exemplo, de um contato. Assim os outros conversores passam a fornecer uma potência maior, permitindo que toda a associação continue a operar com potência nominal.

Tabela 2.2-5 – Comparação entre topologias.

	NPC	**FLYING CAPACITOR**	**PONTE COMPLETA CASCATEADA**
Chaves Principais	$(n-1)\times 2$	$(n-1)\times 2$	$(n-1)\times 2$
Diodos Grampeadores	$(n-1)\times(n-2)$	0	0
Capacitores no Barramento CC	$(n-1)$	$(n-1)$	$(n-1)\ /2$
Capacitores de Flutuantes	0	$(n-1)\times(n-2)/2$	0
Tensão de Bloqueio de cada chave	$V_{CC}/(n-1)$	$V_{CC}/(n-1)$	V_{CC} de uma etapa
Necessidade de Transformador	Não	Não	Apenas em algumas configurações
Balanceamento de tensão	Complicado	Pode ser feito através da utilização dos estados redundantes	É necessário no caso de barramento CC separados com capacitor
Análise do conversor trifásico	Circuito completo	Cada braço independente	Cada Ponte Independente
Montagem Mecânica	Complexa	Complexa	Mais simples que as outras duas
Modularidade	Não	Não	Sim
Ciclo de trabalho de cada chave	Diferente	Diferente	Igual

2.3. Estratégias de modulação multinível

A figura 2.3.1 apresenta a classificação básica das estratégias de modulação que podem ser empregadas em um conversor multinível. Os objetivos principais da estratégia de modulação em um conversor CC/CA é a síntese do sinal de referência desejado a partir de um sinal multinível, a redução dos harmônicos da tensão CA produzidos pelo conversor, o balanceamento das tensões do barramento CC (quando necessário), a equalização das freqüências de chaveamento dos semicondutores.

A seguir são apresentadas as principais características de cada estratégia de modulação da figura 2.3.1, suas principais vantagens e inconvenientes.

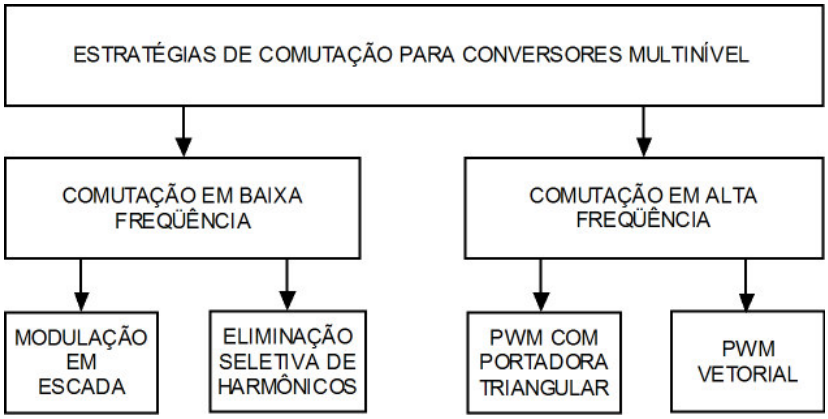


Figura 2.3.1 – Classificação básica das estratégias de modulação.

2.3.1. Modulação em escada

As estratégias de modulação em inversores multinível para sistemas de potência foram inicialmente restritas a síntese de formas de ondas compostas por degraus (SUH, B. et al, 1998)(LAI, J. S.; PENG, F. Z, 1996), como mostra a figura 2.3.2. Esta estratégia pode ser interpretada como um processo de quantização no qual uma referência analógica é comparada com níveis predefinidos. A seleção é feita através da seleção do nível discreto que mais se aproxima da tensão de referência atual. Deve-se ressaltar que este método apenas determina o sinal multinível, faltando a decisão do estado das chaves. Este tipo de modulação apresenta as seguintes vantagens:

- Simplicidade de sua implementação física através de comparadores.
- Não demandar dispositivos de potência com capacidade de chaveamento em alta freqüência, podendo ser implementado facilmente com a utilização de Tiristores GTO.

Esta estratégia apresenta as seguintes limitações:

- Conteúdo harmônico elevado em baixa freqüência.
- Dinâmica lenta.
- A obtenção de níveis variáveis de tensão na saída implica na necessidade de um barramento CC variável.
- A seleção entre as possibilidades existentes de modo a equalizar a freqüência de chaveamento em cada chave e equalizar as tensões nos capacitores, torna-se difícil.

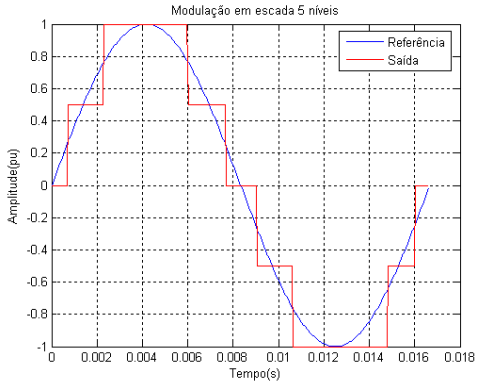


Figura 2.3.2 - Tensão de saída em escada para um referência senoidal

Esta estratégia de comutação possui seu principal campo de aplicação para potências muito elevadas (sistemas de distribuição e transmissão), onde é necessário manter a freqüência de chaveamento a menor possível de maneira a diminuir as perdas devido ao chaveamento (TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K., 1999).

2.3.2. Eliminação seletiva de harmônicos

Em uma forma de onda como a figura 2.3.3 com x ângulos de comutação, pode-se seleciona-los de forma a eliminar-se X-1 harmônicos de baixa freqüência (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z, 2002) (CARRARA, G. et al , 1993)(VELAERTS, B. ; MATHYS, P.; ZENDAOUI, Z. F, 1991).

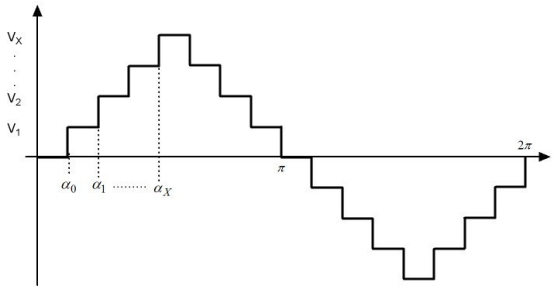


Figura 2.3.3 – Tensão de saída para um conversor com x ângulos de comutação

O sistema a ser resolvido para obterem-se os ângulos de comutação que eliminam os X-1 harmônicos é complexo e difícil de ser realizado em tempo real (SUH, B. et al, 1998), sendo usualmente calculado previamente. Por isso ele também é conhecido como Método PWM “Ótimo” (CARRARA, G. et al, 1993) ou “Pré-calculado” (VELAERTS, B. ; MATHYS, P.; ZENDAOUI, Z. F, 1991). Esta estratégia, assim como a anterior, define apenas o sinal multinível, faltando a

definição dos estados de chaveamento (quando houver redundância), que equaliza as freqüências de chaveamento, e as tensões dos capacitores.

2.3.3. Modulação PWM com portadora triangular

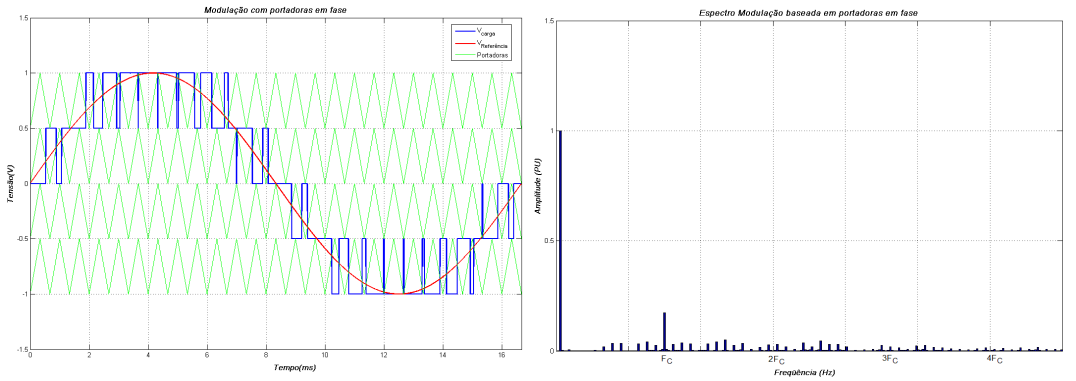
A modulação PWM com portadora triangular, também conhecida como PWM subharmônica (SUH, B. et al, 1998), é sem duvida uma das técnicas de modulação mais estudada e utilizada em aplicações industriais, devido à sua simplicidade, facilidade de implementação, disponibilidade de hardware especifico na maioria dos processadores dedicados a eletrônica de potência e dos bons resultados obtidos nas mais variadas condições. Está técnica consiste em comparar um sinal, denominado modulador, com um sinal triangular ou dente de serra, denominado portadora. A comparação destes dois sinais produz um terceiro, de dois níveis, modulado em largura de pulso, que determinará a comutação das chaves do conversor. Uma boa descrição desta técnica pode ser encontrado em (FUKUDA, S.; SUZUKI, H., 1997).

Este método de modulação é bem flexível permitindo a utilização de diferentes sinais moduladores e portadoras, como destacado em (SUH, B. et al, 1998). O método mais utilizado consiste na utilização de portadoras modificadas.

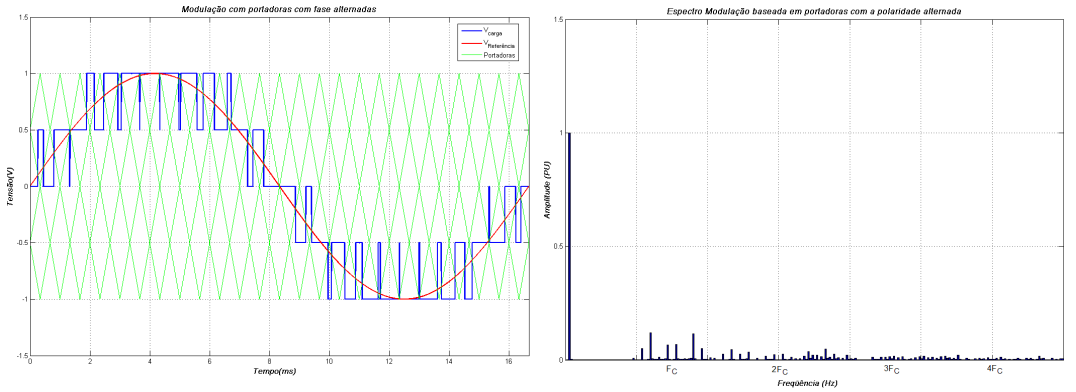
Esta estratégia de modulação é baseada na modificação do sinal de portadora de forma a sintetizar um sinal de saída com o melhor espectro harmônico.

Em (CARRARA, G. et al, 1992) é apresentada uma comparação de três possíveis disposições das portadoras triangulares baseados em suas polaridades relativas para um conversor de cinco níveis. Foram simuladas as estratégias propostas e o resulta é apresentado na figura 2.3.4. A figura 2.3.4(a), Tipo A, mostra as portadoras com mesma polaridade e seu respectivo espectro. A figura 2.3.4 (b), Tipo B, ilustra o caso em que portadoras são defasadas de 180º alternadamente. Já na figura 2.3.4(c), Tipo C, todas as portadoras acima do zero tem a mesma polaridade porém estão defasadas daquelas abaixo do zero. A analise teórica é apresentada para o caso de três e cinco níveis em (CARRARA, G. et al, 1992). Os Tipos B e C têm características espectrais semelhantes, já que para ambos não existe harmônica na freqüência da portadora apenas nas

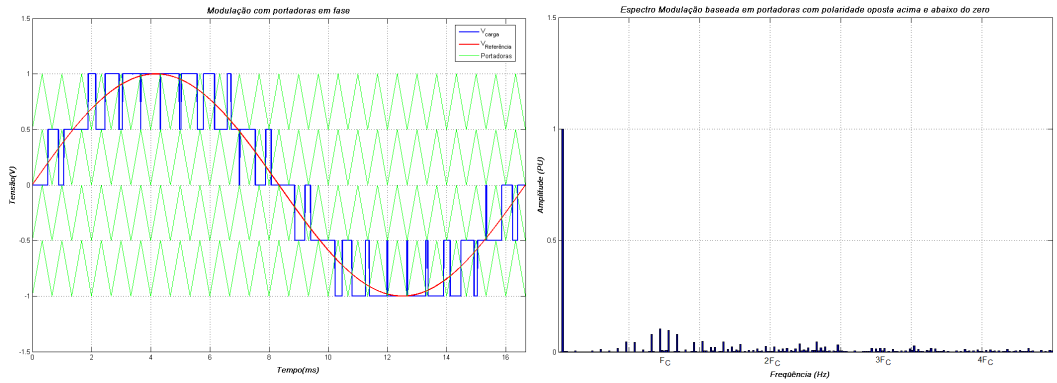
harmônicas de ordem impar em cada banda lateral. Para o Tipo A, existem harmônicas na freqüência da portadora e nos múltiplos impares da mesma.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.3.4 – Variação da polaridade das portadoras para modulação de um conversor 5 níveis (simulado no MATLAB).

Os métodos acima listados apenas se encarregam de gerar o sinal multinível, restando a definição dos estados da chave para a topologia de conversor adotada.

Em (AGELIDIS, V. G.; CALAIS, M., 1998) são apresentados métodos de modulação onde as fases das portadoras são deslocadas (Phase Shift Carrier). Esta técnica apresenta uma tensão de saída onde o primeiro grupo de harmônicos ocorre em torno de (n-1)*f_c enquanto que para as outras técnicas ele ocorre em f_c (figura 2.3.5). Uma comparação dos espectros dos métodos de modulação baseado em portadora modificada pode ser encontrada em (AGELIDIS, V. G.; CALAIS, M., 1998).

Este método foi selecionado para utilização na parte experimental desta dissertação devido sua simplicidade de implementação em Processadores Digitais de Sinais e também seu desempenho superior em termos de espectro da tensão de saída.

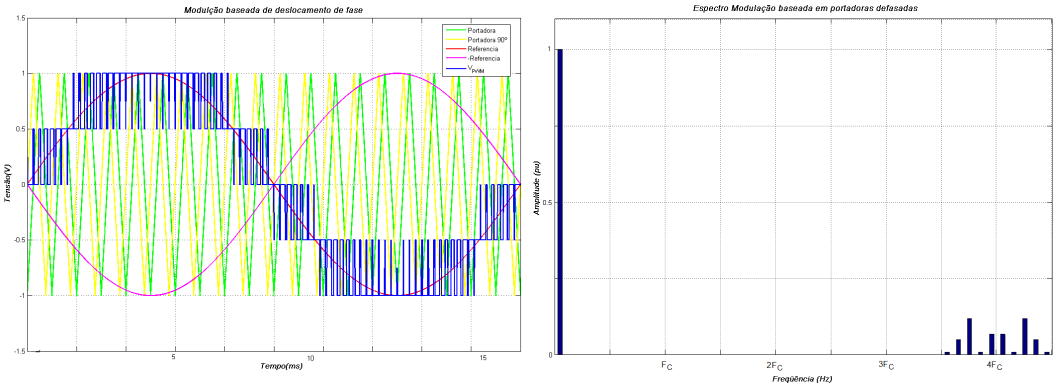


Figura 2.3.5 – Deslocamento angular das portadoras (simulado no MATLAB).

2.3.4. Modulação Vetorial (Space Vector) Trifásico.

A modulação baseada em vetores espaciais (Space Vector Modulation) é amplamente utilizada em conversores trifásicos CC/CA multinível (WALCZYNA, A. M.; HILL, R. J., 1993)(CARRARA, G. et al., 1993)(LIU, H. L.; CHOI, N. S.; CHO, G. H., 1991)(LEE, Y. H.; KIM, R. Y.; HYUN, D. S, 1991)(SUH, J. H.; CHOI, C. H.; HYUN, D. S.). Os possíveis estados de um conversor trifásico são representados por vetores e o conjunto de todos os vetores possíveis representa o diagrama vetorial de tensão deste conversor. A figura 2.3.6 representa os vetores de um conversor de três níveis, com 27 estados possíveis expressados por 19 vetores de estado. O diagrama de vetores de estado depende apenas do número de níveis do conversor, sendo independente da topologia do conversor. Cada conversor monofásico de três níveis tem três estados possíveis de chaveamento

representado por P, O e N conforme a tabela 2.3-1. (HU, H.; YAO, W.; LU. Z., 2007).

Tabela 2.3-1 - Representação dos Estados de Chaveamento

Símbolo	Tensão de Saída
P	+V
O	0
N	-V

Dos 27 vetores possíveis tem-se 24 ativos e três vetores nulos (OOO, PPP e NNN) que estão sobre o centro do hexágono. A área do hexágono pode ser divida em seis setores, de A até F, e cada setor em quatro regiões, totalizando portanto 24 regiões de operação (HU, H.; YAO, W.; LU. Z., 2007).

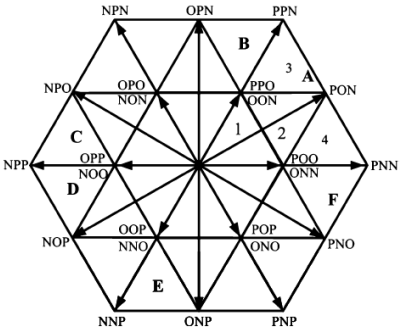


Figura 2.3.6– Diagrama Vetorial para um conversor de três níveis.

Entre os métodos de seleção mais empregados encontra-se o de escolher os três vetores mais próximos ao vetor de modulação (Nearest Three Vectors – NTV). Este método permite a obtenção de um conteúdo harmônico reduzido na tensão de saída. O balanceamento das tensões nos capacitores do conversor é feito utilizando-se adequadamente os estados redundantes. Um método para determinação do tempo de cada vetor é mostrada em (LIU, H. L.; CHOI, N. S.; CHO, G. H., 1991).

Algumas características da modulação vetorial são:

- Os valores da tensão de saída podem ser 15% superiores aos obtidos quando se emprega modulação PWM senoidal sem a injeção de seqüência zero às referências.
- Pode ser utilizada facilmente no domínio de Park ou D-Q, o que facilita sua utilização em conjunto com técnicas de controle vetorial.

- Processadores dedicados a eletrônica de potência (Texas C2000 e Analog Devices ADSP219992) possuem a capacidade de implementar este tipo de PWM.
- A complexidade na seleção dos vetores de estado, e da escolha do vetor redundante adequado aumenta muito com o aumento do número de níveis.

2.3.5. Modulação Sigma Delta (MSD)

Aplicações de modulação do tipo Sigma Delta em conversores de dois níveis com modulação por pulso discreto são apresentadas em (KHERALUWALA D.; DIVAN, D. , 1987)(LUCKJIFF, G.; DOBSON, I.; DIVAN, D., 1995).

O sistema de modulação dois níveis pode ser estendido para síntese de tensões multinível substituindo o quantizador binário por um quantizador de N-nível (figura 2.3.7) (MANJREKAR, M.; VENKATARAMANAN, G., 1996). O modulador Sigma Delta Multinível, assim como no caso de dois níveis, opera para equalizar a integral do sinal de comando com o sinal de saída.

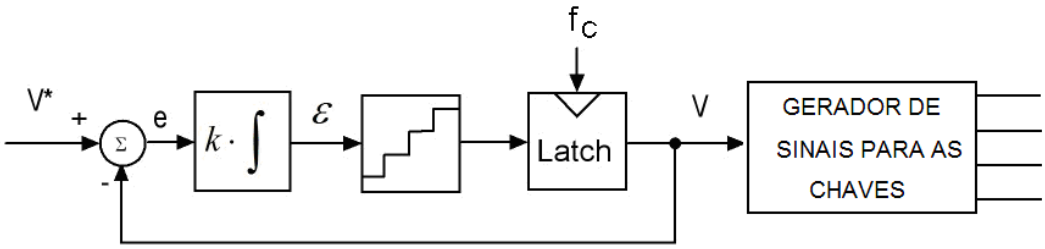


Figura 2.3.7– Diagrama de Blocos de um Modulador Sigma Delta Multinível

O projeto do modulador envolve a seleção do ganho do integrador (k) e da freqüência de chaveamento f_c de maneira a obter uma saída adequada. Um método para seleção destes parâmetros é descrito em (MANJREKAR, M.; VENKATARAMANAN, G., 1996).

2.4. Aplicações

Os conversores multinível foram propostos inicialmente para o acionamento de motores (NABAE, A. ; TAKAHASHI, I. ; AKAGI H., 1981) e a estabilização de plasma (MARCHESONI, M.; MAZZUCCHELLI, M.; TENCONI, S., 1988). Com o avanço na tecnologia de fabricação de semicondutores, principalmente os IGBTs,

que hoje possuem valores comerciais comuns como: 6.5KV/650A, 3.3kV/1.5KA 1.7KV/2.4KA e 1.2KV/1.8KA, as aplicações dos conversores multinível têm aumentado em média/alta potência e tensão tanto na área industrial quanto em sistemas de potência. A seguir são apresentadas algumas das áreas de maiores aplicações dos conversores multinível. Cabe ressaltar que eles possuem um campo muito amplo de aplicações sendo apresentadas aqui apenas algumas delas.

2.4.1. Compensação estática de energia reativa

Quando um conversor é utilizado na compensação de energia reativa (PENG, F. Z. et al. , 1995)(NAKAMORI, A. et al., 1995)(JOOS, G.; HUANG, X.; OOI, B.T. ,1997)(MATSUNO et al., 1990)(HOCHGRAF, C. et al., 1994) (PENG, F. Z.; FUKAO, T., 1993), ele drena da rede potência puramente reativa de modo a compensar o fator de potência, controlar a tensão ou compensar desbalanços de carga. É conhecido como Gerador de Potência Reativa (SVG – Static Var Generator), ou Compensador Estático de Reativos (SVC – Static Var Compensator) ou também como Compensador Estático Síncrono (STATCOM – Static-Synchronous Compensator) (ARSOY, A. et al., 2003) que drena apenas a corrente na freqüência fundamental da rede.

Uma vez que um conversor multinível pode ser conectado diretamente a uma rede de distribuição/transmissão sem a necessidade de um transformador abaixador ele é um dos principais candidatos a este tipo de aplicação (PENG, F. Z.; FUKAO, T., 1993) (HOCHGRAF, C. et al., 1994).

Todos os conversores multinível podem ser utilizados na compensação de reativos. O diagrama da conexão do inversor com a rede pode ser visto na figura 2.4.1.

2.4.2. Filtros ativos

Os filtros ativos (LOUDOT, S. et al. , 1995)(AKAGI, H. et al. , 1986)(PENG, F. Z.; MCKEEVEr, J. W.; ADAMS, D. J. , 1998)(TAKEDA, M. et al. , 1988)(PENG, F. Z.; MCKEEVEr, J. W.; ADAMS, J. , 1997)(CARDENAS, V. et al., 1999) são utilizados para redução do conteúdo harmônico na corrente da rede. Isto é realizado através da injeção pelo inversor do valor inverso do conteúdo harmônico

presente na rede. O diagrama da conexão do inversor (figura 2.4.1) é o mesmo do gerador de reativos.

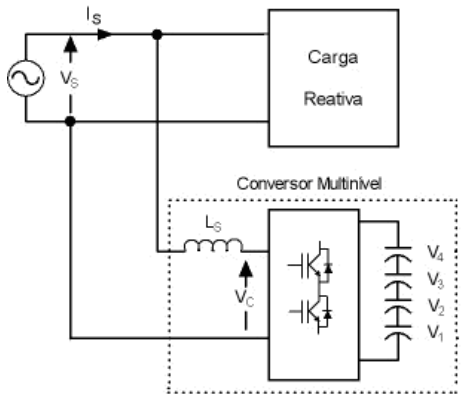


Figura 2.4.1 - Diagrama de um conversor multinível conectado a rede para compensação de harmônicos e/ou reativos.

2.4.3. HVDC (High Voltage Direct Current Transmission)

Com o aumento constante nos valores nominais de corrente e tensão dos semicondutores disponíveis, espera-se um constante aumento na utilização de conversores estáticos fonte de tensão (AKAGI, H., 2001)(MESHRAM, P. M. et al, 2001), conhecido com HVDC light (ABB) e HVDC Plus (Siemens), e fonte de corrente (AL-DHALAAN, S.; AL-MAJALI, J.; O'KELLY, D. , 1988)(PERERA, L. B. et al., 2005)(LIU, Y. H. et al., 2007) em sistemas HVDC, podendo assim controlar um fluxo bidirecional de potência em sistemas de transmissão e interconectar sistemas distantes ou com freqüências distintas.

2.4.4. FACTS

O FACTS é empregado na regulação da potência ativa e reativa da rede através da síntese da tensão / corrente fundamental com valor de fase e amplitude controláveis com o objetivo de melhorar o comportamento e a utilização da rede (ZYL, A.; ENSLIN, J.; SPEE, R.,1996)(WATANABE, E.H.; BARBOSA, P.G., 1996)(SOTO, D.; GREEN, T.,2002)(FARDANESH., B.,2004). Um caso especial constituído de três conversores, chamado Controlador Generalizado de Fluxo de Potência (GUPFC), um conectado em paralelo e outros dois conectados em série com duas linhas de transmissão é capaz de prover o controle da tensão do barramento bem como o controle independente do fluxo de potência ativa e reativa (FARDANESH, B. et al.,2000).

Os conversores multinível são extremamente interessantes para aplicação em FACTS devido a sua capacidade de trabalhar com altos valores de tensão e corrente. Soto e Green apresentaram um estudo comparativo das topologias possíveis para sua implementação (SOTO, D.; GREEN, T., 2002).

2.4.5. Sistema de Armazenamento de energia em supercondutores

O sistema de armazenamento de energia em semicondutores (Superconducting Energy Storage - SMES) consiste no armazenamento de energia oriunda da rede para sua posterior devolução em um momento oportuno através de um Inversor fonte de corrente (ZHANG, Z. C.; OOI, B. T., 1993)(KARADY, G. G., 1990)(HASSAN, I.D.; BUCCI, R.M.; SUE, K.T., 1993)(ZHANG, Z.C.; OOI, B.T., 1993). Devido ao indutor supercondutor este tipo de aplicação exige um conversor do tipo fonte de corrente ou um conversor CC/CC de interface que não faz parte do escopo deste trabalho.

2.4.6. Aplicações em fontes renováveis de energia

Tem se notado um constante aumento no número de fontes de energias renováveis (solar, eólica, etc) conectados à rede. A conexão destas fontes com a rede através de conversores multinível pode apresentar várias vantagens (TOLBERT, L.; PENG, F., 2000). Encontram-se exemplos da utilização com painéis solares em (ALEPUZ, S. et al, 2002) e de geradores eólicos em (HANSEN, L. H. et al, 2001).

2.4.7. Retificadores com elevado fator de potência

Um conversor do tipo Multinível pode operar também como retificador. Neste caso espera-se que o mesmo drene da rede uma corrente senoidal (distorção harmônica praticamente nula) e em fase com a tensão (conteúdo reativo nulo). Exemplos podem ser encontrados em: (HITI, S.; BOROJEVIC, D., 1994)(KOLAR, J. W.; DROFENIK, U.; ZACH, F. C., 1996)(CORZINE, K. A.; BAKER, J. R.; YUEN, J., 2001).

2.4.8. Acionamento de motores CA

As vantagens de se utilizar um conversor multinível para acionamento de motores CA são muitas (COURAULT, J. ; LAPIERRE, O. ; POULIQUEN, J. L., 1999).Entre elas citam-se a ausência de transformador, menor ondulação de corrente e menor valor dV/dt aplicado nos enrolamentos, entre outras. Existem diversos exemplos de acionamento de motores de corrente alternada utilizando-se conversores multinível (SHAKWEK, Y.; LEWIS, E. A ., 1999)(CENGELCI, E. et al. ,1999)(AKAGI, H., 2001). Alguns aspectos que influenciam na topologia a ser escolhida são: a fonte de energia CC ou CA e a necessidade ou não de regenerar energia na frenagem (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002). No caso da alimentação ser realizada através da rede de corrente alternada deve-se implementar uma etapa retificadora configurando-se portanto um sistema CA/CC/CA (RECH, C; HEY, H. L.; GRÜNDLING, H. A.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, 2003).

3. ESTUDO DOS CONVERSORES PONTE H (PONTE COMPLETA MONOFÁSICA) E SUAS ASSOCIAÇÕES SÉRIE E PARALELA.

Este capítulo apresenta um estudo teórico do conversor ponte completa monofásica, operando como inversor, e suas associações série e paralela.

Os inversores multinível compostos por células do tipo ponte completa monofásica (ponte H) apresentam vantagens como a modularidade, menor número de componentes para atingir um dado número de níveis, facilidade no balanceamento de tensão entre outras. Por estas razões este tipo de conversor foi escolhido para o estudo a ser realizado neste trabalho.

Para o conversor ponte completa monofásica (figura 3.1.1) podem-se adotar duas estratégias diferentes de chaveamento:

- *PWM com tensão de chaveamento bipolar,* onde (A+,B-) e (A-,B+) são tratadas como dois pares de chaves, isto é, as chaves de cada par são ligadas e desligadas simultaneamente.
- *PWM com tensão de chaveamento unipolar* também conhecido como *PWM de chaveamento duplo.* Neste conversor as chaves de cada braço são controladas independentemente do outro braço.

3.1. Análise da modulação e dos espectros de tensão para diferentes associações de inversores.

Serão analisados o inversor formado por uma ponte completa e suas associações série e paralela. Serão verificados os métodos de chaveamento, as possibilidades de conexão, as formas de onda de tensão e corrente e o espectro resultante para cada topologia estudada.

3.1.1. Inversor Ponte Completa Monofásica com chaveamento bipolar.

Neste tipo de chaveamento, ligam-se as chaves (A+,B-) ou (A-,B+) simultaneamente. A estrutura do inversor, incluindo filtro LC, carga e modulador com portadora triangular podem ser vistos na figura 3.1.1. Sua saída pode ser conectada a uma carga (via filtro LC), ou diretamente na rede (via filtro L, na

versão mais simples), como mostrado na figura 3.1.1. Por simplicidade, nos próximos itens será apresentado apenas uma fonte de tensão conectada a saída do inversor (representando o capacitor do filtro de saída e a carga, ou a rede elétrica, ou a força contraeletromotriz de um motor).

Os sinais de controle e potência para esta estratégia de chaveamento são mostrados na figura 3.1.2. Os sinais de controle das chaves são gerados através da comparação de uma portadora triangular de amplitude unitária (figura 3.1.2, verde superior) com o sinal de referência (figura 3.1.2, azul superior). Se o sinal de referência é maior que a portadora o par (A+, B-) é ligado, senão o par (A-,B+) é ligado. Desta maneira cada braço do conversor fornece uma tensão de sinal invertido em relação ao outro, conforme pode ser visto nos dois gráficos intermediários da figura 3.1.2. A forma de onda da tensão de saída é então composta por degraus entre $+V_d$ e $-V_d$ (Figura 3.1.2, magenta), sendo por isto conhecido como PWM de chaveamento bipolar.

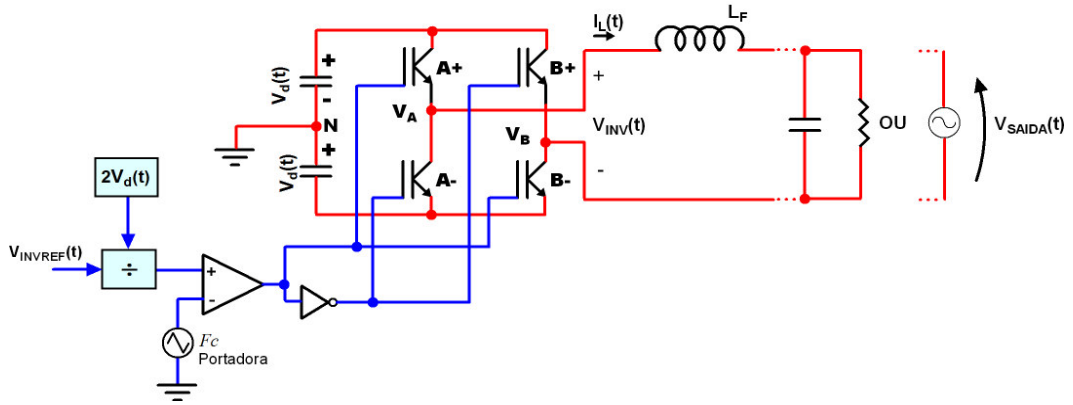


Figura 3.1.1 - Esquema de Potência e modulação do inversor dois níveis.

Utilizando-se esta estratégia de modulação o espectro da tensão de saída para uma referência senoidal ($V_{Ref} = M \cdot V_d \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$) apresentará harmônicas em torno de todos os múltiplos da freqüência de chaveamento (f_c), isto é, em torno de f_c, $2f_c$, $3f_c$,...., jf_C, como pode ser visto na figura 3.1.3. Teoricamente as freqüências em que existem harmônicos de tensão são dadas pela equação 3.1-1:

$$f_h = (j \cdot \frac{f_c}{F_1} \pm k) \cdot F1 \begin{cases} j\ impar & k=0,2,4,.. \\ j\ par & k=1,3,5,... \end{cases} \qquad 3.1\text{-}1$$

A harmônica de ordem h corresponde a k-ésima banda lateral de j vezes a freqüência de chaveamento. Para valores impares de j, existem harmônicas

apenas para valores pares de k, enquanto que para valores pares de j existem harmônicas apenas para valores ímpares de k.

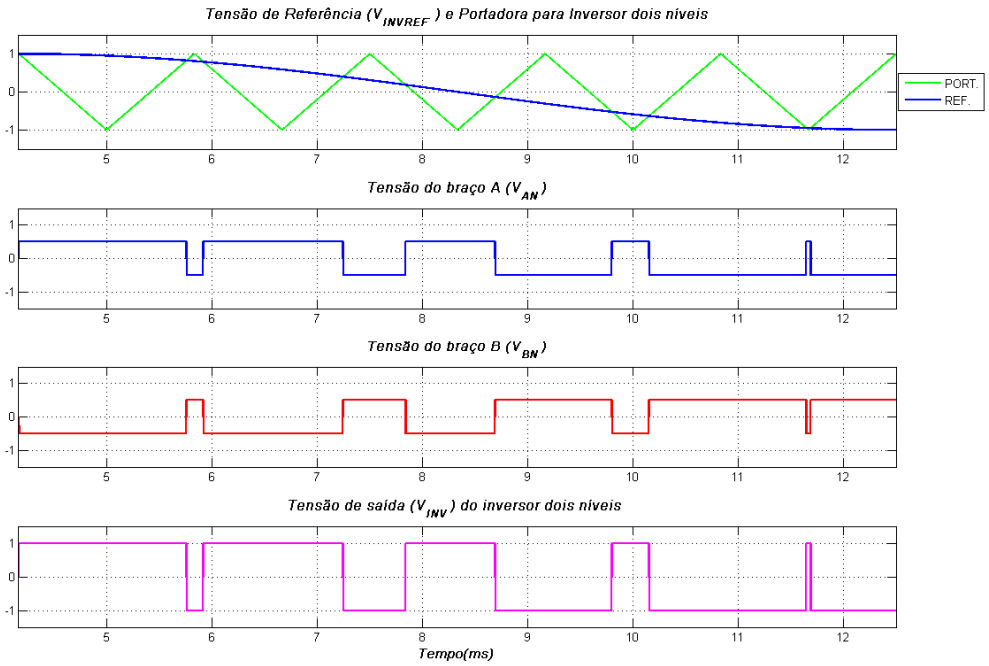


Figura 3.1.2 – Tensões no inversor ponte completa monofásica dois níveis com Vd=0.5pu e índice de modulação M=1.

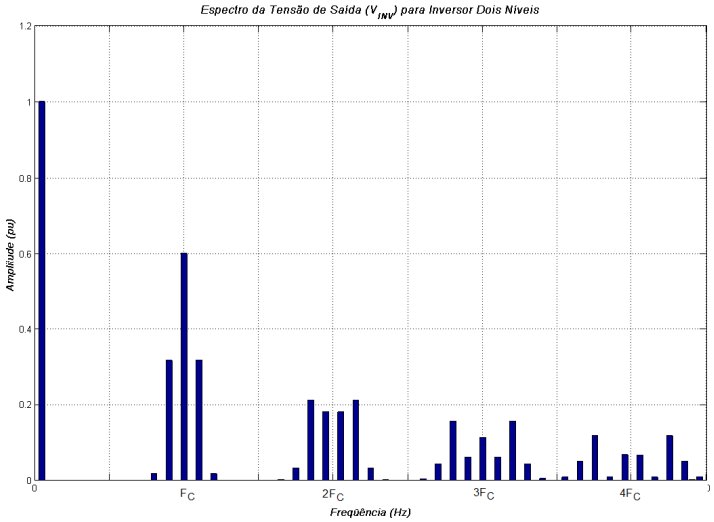


Figura 3.1.3 – Espectro da tensão de saída do inversor dois níveis para Vd=0.5pu e índice de modulação M=1.

3.1.2. Inversor Ponte Completa com chaveamento Unipolar

Analisando-se o conversor ponte completa verifica-se que é possível impor tensão zero na saída ligando-se as chaves A+ e B+ ou A- e B-. Esta propriedade pode ser explorada para melhorar a forma de onda da tensão de saída.

Para implementar esta melhoria modula-se o conversor ponte completa como mostrado na figura 3.1.4. Compara-se o sinal da portadora triangular (figura 3.1.5, superior verde) com o sinal de referência $V_{INVREF}(t)$ (figura 3.1.5, superior azul) e com o sinal $-V_{INVREF}(t)$ (figura 3.1.5, superior vermelho) para se obterem os sinais de chaveamento dos braços A e B respectivamente (figura 3.1.5).

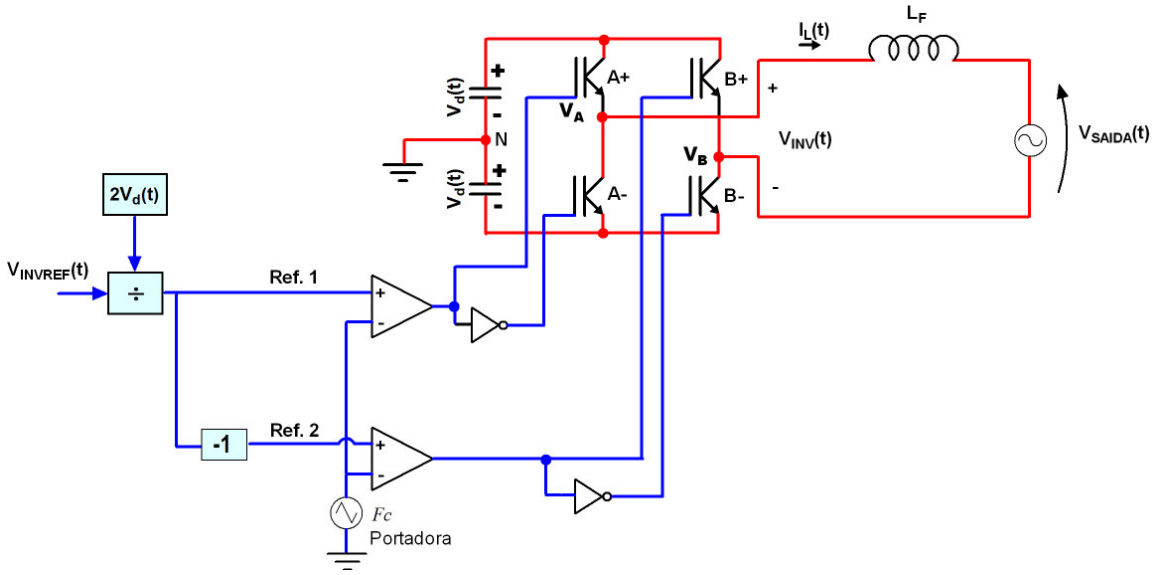


Figura 3.1.4 - Esquema de Potência e modulação do inversor três níveis.

Neste tipo de PWM o chaveamento da tensão de saída ocorre entre zero e +Vd ou entre zero e -Vd. Por esta razão, este tipo de PWM é chamado PWM com chaveamento unipolar. Quando comparado com o chaveamento bipolar a tensão total fornecida pelo conversor (figura 3.1.5, inferior) possui três níveis ao invés de dois, um valor de *dv/dt* reduzido pela metade e uma freqüência de chaveamento efetiva duas vezes superior para a mesma freqüência de portadora.

A vantagem da freqüência de chaveamento efetiva na saída ser duas vezes a freqüência da portadora é que o espectro da tensão de saída será idêntico ao caso anterior porém com harmônicos somente em torno dos múltiplos pares da freqüência da portadora (figura 3.1.6). Os harmônicos em torno dos múltiplos ímpares que existiam na estratégia de comutação bipolar são eliminados.

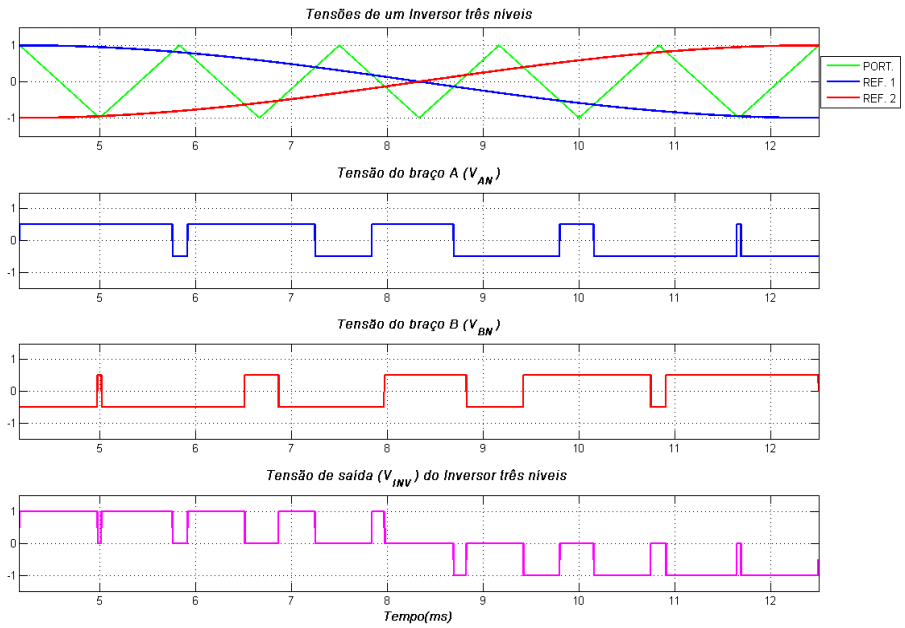


Figura 3.1.5 - Tensões no conversor ponte completa monofásica três níveis com Vd=0.5pu e índice de modulação M=1.

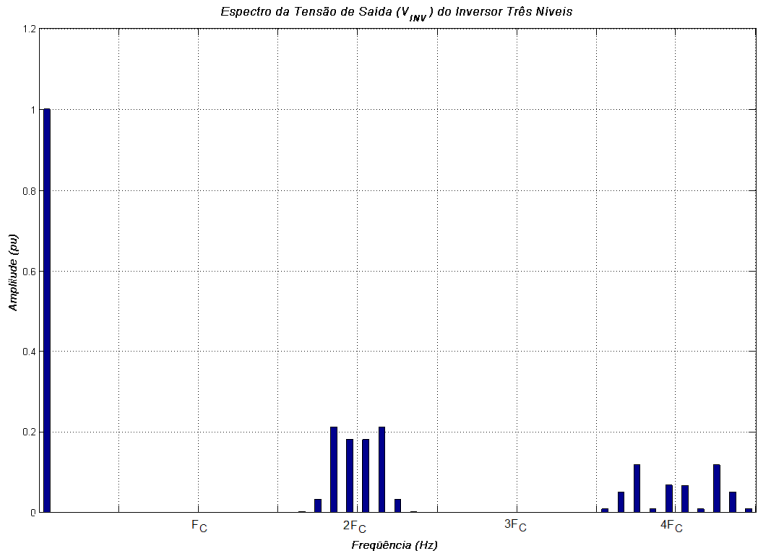


Figura 3.1.6 – Espectro da tensão de saída do inversor três níveis para índice de modulação igual a 1 e Vd=0.5pu.

3.1.3. Associação série de inversores ponte completa

No campo da conversão de energia para níveis elevados de tensão faz-se necessária a associação série de vários dispositivos semicondutores para obtenção de tais valores. A conexão série deve dividir igualmente a tensão entre

os dispositivos no estado de bloqueio bem como durante o chaveamento (elevado *dv/dt*). De fato, o maior problema é o balanceamento dinâmico durante o desligamento (CHOI, N. S. ; CHO, J. G.; CHO, G. H., 1991).

Apesar de este problema ser menos sensível em circuitos usando componentes rápidos (IGBT, MOSFET) com um circuito apropriado de disparo, a melhor solução é a utilização da associação série de conversores. Esta garante a divisão de tensão entre cada conversor e permite a obtenção de uma tensão multinível com n níveis, onde n é dado pela equação 3.1-2.

$$n = 2 \cdot N + 1 \qquad 3.1\text{-}2$$

Para se obter este número de níveis com menor distorção é necessário utilizar modulação unipolar em cada conversor ponte completa, com as portadoras em cada conversor defasadas de um ângulo θ dado por 3.1-3, pois desta forma o chaveamento ocorrerá apenas entre os dois níveis mais próximos da tensão de referência.

$$\theta = \frac{\pi}{N} \qquad 3.1\text{-}3$$

A figura 3.1.7 mostra o caso N=2 onde se verifica que as portadoras dos dois conversores estão defasadas de noventa graus como exigido pela equação 3.1-3. A portadora triangular utilizada no modulador PWM superior possui amplitude unitária e freqüência f_c. Já a portadora utilizada no modulador inferior possui as mesmas características e está deslocada de ¼ de ciclo em relação a anterior.

A figura 3.1.8 apresenta os sinais de referência e portadora (superior) para o modulador PWM, as tensões PWM sintetizadas por cada conversor (intermediárias) e a tensão de saída (inferior). Como os chaveamentos de cada conversor estão defasados de cento e oitenta graus, ao somarem-se as tensões a freqüência de $2 \cdot f_c$ é eliminada, restando apenas a freqüência de $4 \cdot f_c$ na tensão PWM de saída (figura 3.1.9). Esta é composta por cinco níveis e apresenta uma distorção harmônica total (THD) bem inferior aos conversores estudados nos itens 3.1.1 e 3.1.2.

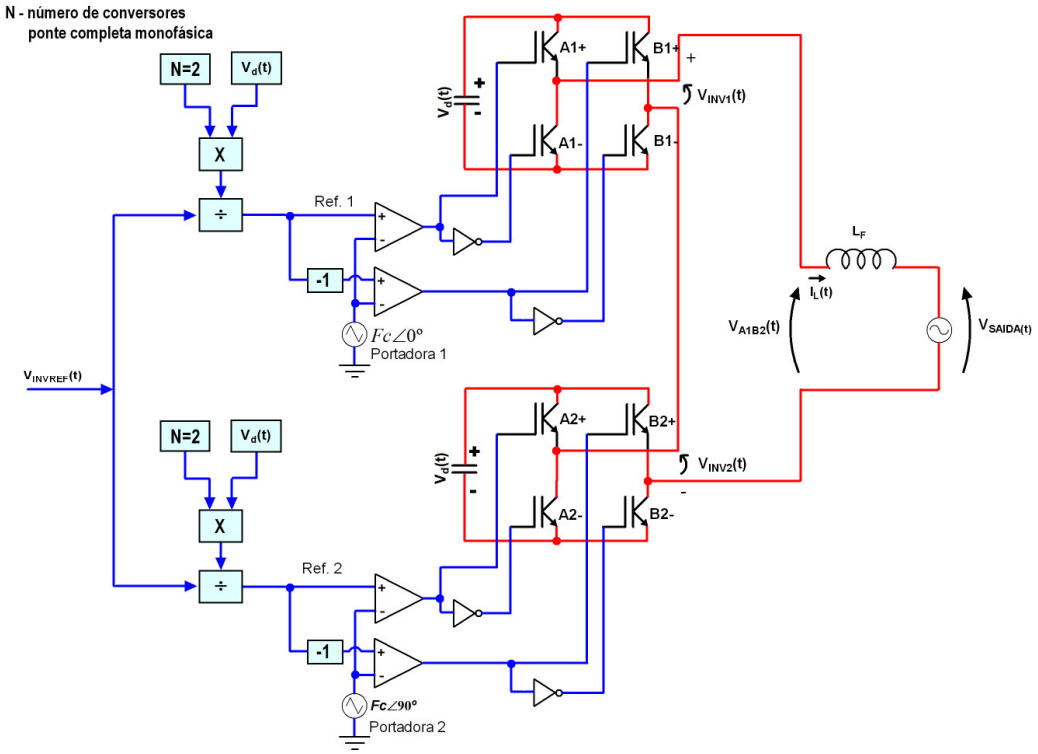


Figura 3.1.7 - Esquema de potência e modulação da associação série de dois Inversores.

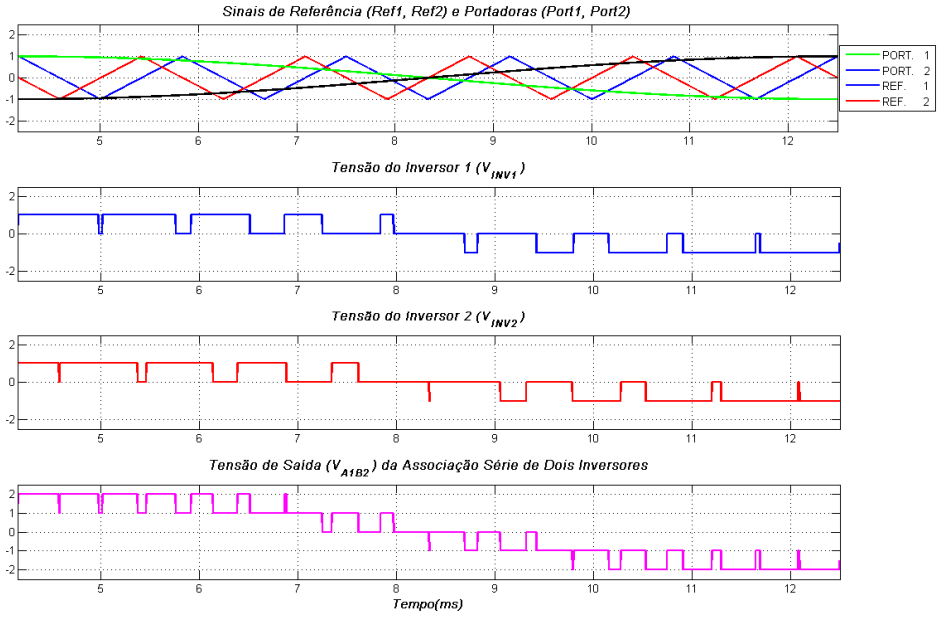


Figura 3.1.8 – Tensões da associação série de dois inversores com Vd=1 e índice de modulação M=1.

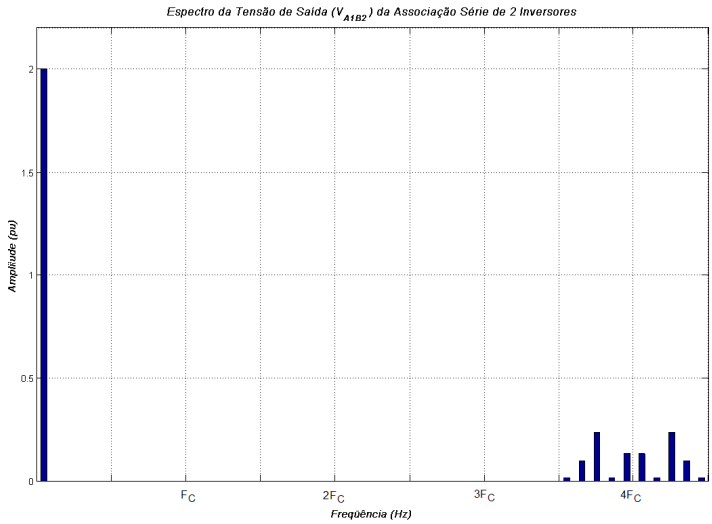


Figura 3.1.9 – Espectro da tensão de saída de uma associação série de dois inversores com Vd=1 e índice de modulação M=1.

Para obtenção de uma tensão de saída com um número maior de níveis pode-se ainda utilizar conversores com diferentes valores de barramento CC (SILVA, L. A.; PIMENTEL, S. P.; POMILIO, J. A., 2006; MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. , 1991), circuito este conhecido como *conversor multinível assimétrico* (figura 3.1.10). Os valores mais utilizados para estas fontes de tensão são dados pelas equações 3.1-4 e 3.1-5.

$$V_i = 2^{(i-1)} \cdot V \quad (i \in N : i \geq 1) \qquad 3.1\text{-}4$$

$$V_i = 3^{(i-1)} \cdot V \quad (i \in N : i \geq 1) \qquad 3.1\text{-}5$$

As configurações com tensões de fonte CC iguais às equações 3.1-4 e 3.1-5 costumam ser denominadas como (1:2:4:...) e (1:3:9:..) respectivamente. O numero de níveis que podem ser obtidos nestas configurações em função do numero de conversores associados são dados pela tabela 3.1-1.

Estas configurações permitem a obtenção de um dado número de níveis na tensão de saída com um menor número de células cascateadas (RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., 2002). Como visto na figura 3.1.10 é possível implementar o inversor com células compostas por diferentes semicondutores sendo neste caso conhecido como *conversor multinível assimétrico híbrido*. A célula superior utiliza GTO, com chaveamento em uma freqüência menor, enquanto a célula inferior utiliza IGBT com uma freqüência de chaveamento maior funcionando ainda como um filtro de tensão (MANJREKAR, M. D.; STEIMER, P. K; LIPO, T. A.,

2000). Uma generalização para um número maior de níveis pode ser vista em (SILVA, L. A.; PIMENTEL, S. P.; POMILIO, J. A., 2006) (RECH, C; GRÜNDLING, H. A.; HEY, H. L.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, J. R.; RENES, J.,2002)

Tabela 3.1-1 – Número de níveis possíveis para topologia cascata assimétrica.

Configuração	Numero de conversores Assimétricos				
	1	2	3	4	5
(1:2:4:8....)	3	7	15	31	63
(1:3:9:27..)	3	9	27	81	243

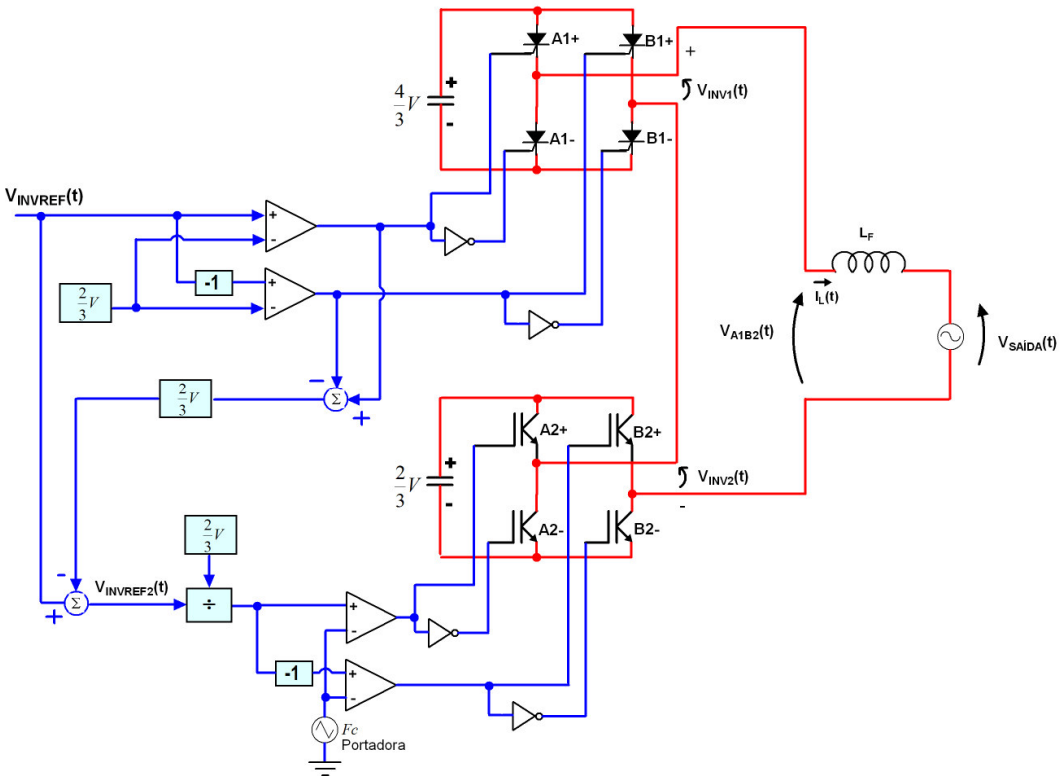


Figura 3.1.10 – Inversor multinível assimétrico híbrido.

A figura 3.1.11 apresenta a tensão de saída de uma associação assimétrica (1:2) , superior azul, a saída do conversor com maior tensão de barramento, intermediário preto, a tensão de referência para o conversor com menor tensão de barramento e modulação PWM, intermediário magenta e a tensão sintetizada por este conversor, inferior azul claro.

Na figura 3.1.12 tem-se o espectro da tensão de saída do conversor assimétrico.

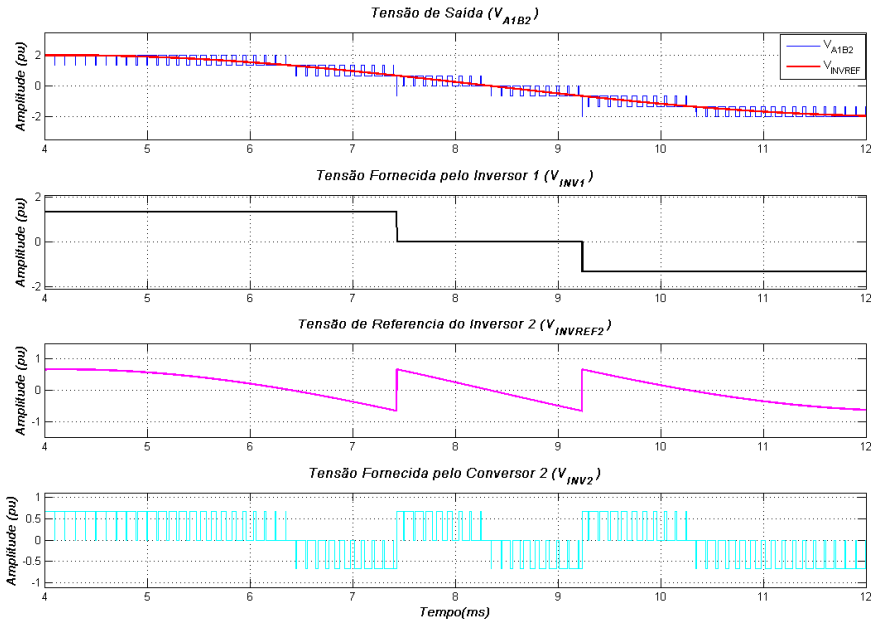


Figura 3.1.11 – Tensões na associação assimétrica hibrida de dois inversores com índice de modulação M=1.

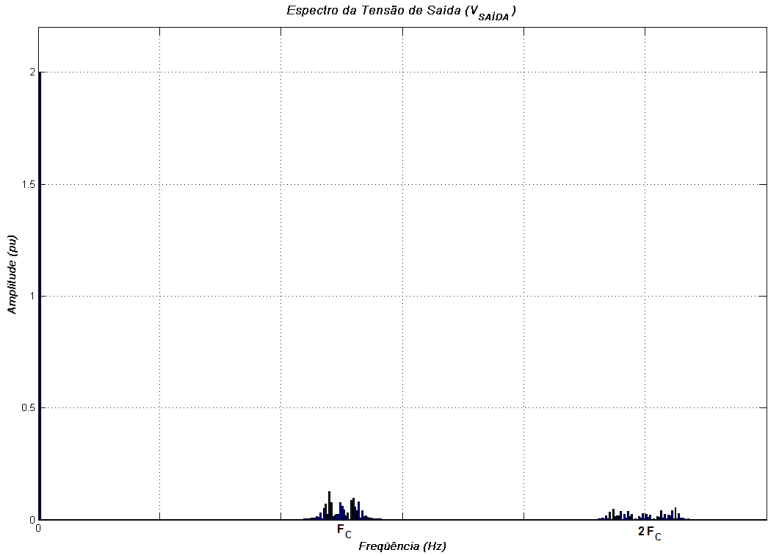


Figura 3.1.12 – Espectro da tensão de saída para associação assimétrica hibrida de dois inversores com índice de modulação M=1.

3.1.4. Associação Paralela de conversores ponte completa.

O problema da associação de dispositivos semicondutores em paralelo é mais simples de ser solucionado, porque um desbalanço de corrente pode ser tolerado por um dado limite de tempo, enquanto um desbalanceamento de tensão

é uma condição critica independentemente de sua duração (MEYNARD, T. A.; FOCH, H., 1995). Os transistores MOSFET podem ser paralelados facilmente já que todos possuem coeficiente de temperatura positivo (BASCOPÉ, R. P. T.; PERIN, A. J, 1997). Já no Caso de IGBT apenas os fabricados com tecnologia NPT (Non-Punch-Through) apresentam um coeficiente de temperatura positivo da tensão de saturação (V_{CEsat}) (BASCOPÉ, R. P. T.; PERIN, A. J., 1997).

Embora menos crítico, o problema de divisão de corrente ainda existe e a melhor solução é a conexão paralela de conversores de potência que ainda apresenta outras vantagens como modularidade e melhora no espectro da corrente de saída,

A associação paralela de dois conversores de potência modulados por PWM (figura 3.1.13), desde que chaveado nas mesmas condições descritas para a associação série, permite a obtenção de uma tensão com o mesmo número de níveis (n), dado pela equação 3.1-2.

As portadoras de cada conversor também devem ser deslocadas de um ângulo θ dado pela equação 3.1-3,ou seja, novamente noventa graus quando se utiliza dois conversores.

A figura 3.1.14 apresenta as correntes sintetizadas por cada inversor (sinais azul e vermelho). Percebe-se que assim como nas tensões (sinais $v_{inv1}(t)$ e $V_{inv2}(t)$ em preto), a ondulação nas correntes I_{L1} e I_{L2} também estão deslocadas de ½ ciclo. Desta forma, as correntes ao se somarem eliminam a freqüência $2 \cdot f_C$, (figura 3.1.14 inferior (magenta)). Isto também pode ser verificado no espectro da corrente na figura 3.1.15 onde o primeiro grupo de harmônicos ocorre apenas em torno da freqüência $4 \cdot f_C$. Este fato também pode ser concluído analisando-se o circuito de Thevenin equivalente onde $v_{th}(t) = \frac{v_{INV1}(t) + v_{INV2}(t)}{2}$, o que comprova que o espectro da associação paralela é semelhante à do caso série.

As formas de onda foram obtidas com $V_{INV1REF}(t) = V_{INV2REF}(t)$. Na prática existe a necessidade de malhas de controle para os conversores, para garantir a divisão das correntes na presença de offsets e diferenças de ganhos nos circuitos eletrônicos, atrasos na chaves e circuitos de controle, tensão de saturação nas chaves ,etc. O controlador de corrente será mostrado no item 3.3.

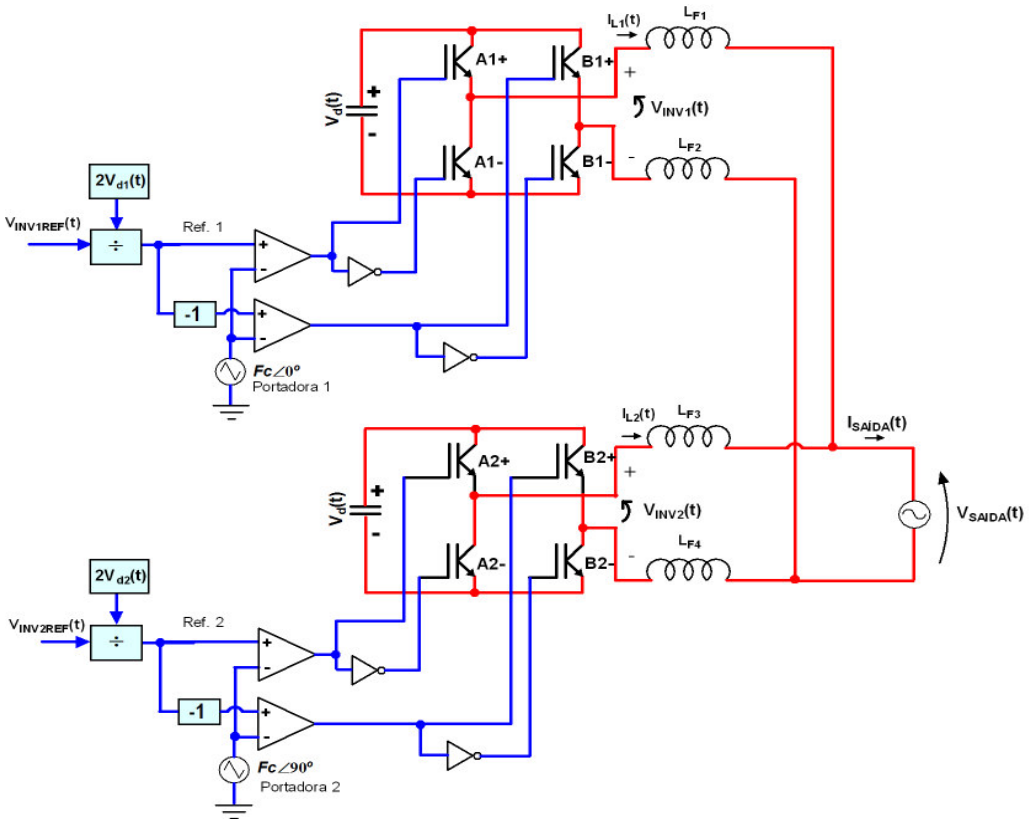


Figura 3.1.13 - Esquema de Potência e chaveamento da associação paralela de dois inversores.

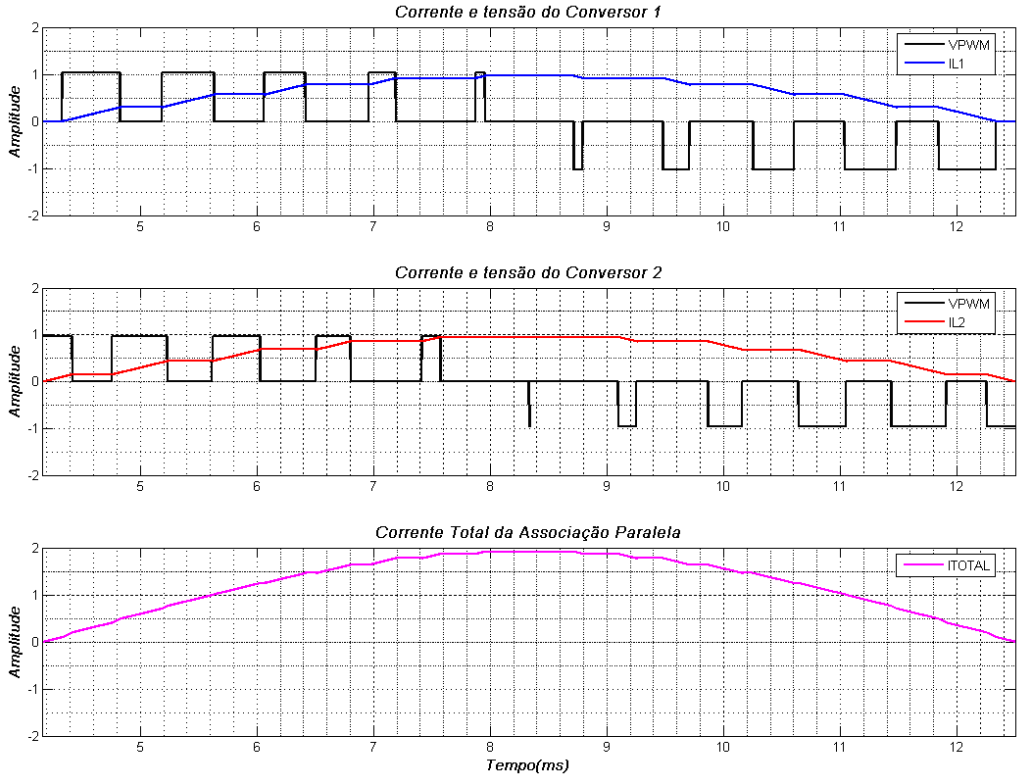


Figura 3.1.14 – Correntes e tensões da associação paralela de dois inversores.

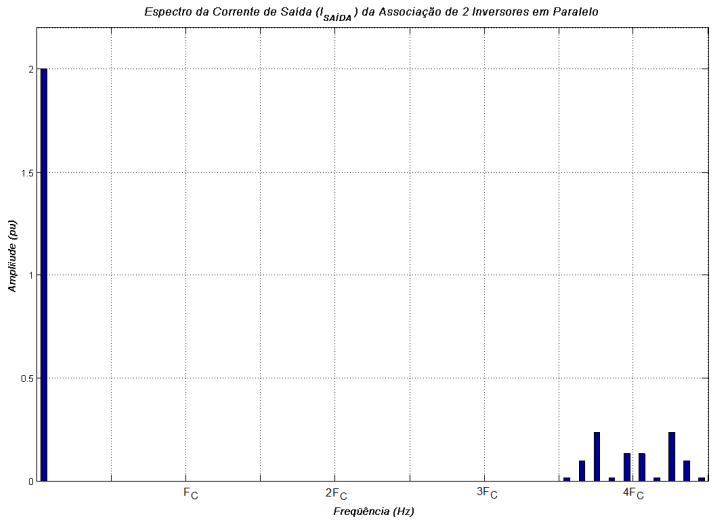


Figura 3.1.15 – Espectro da corrente de saída de uma associação paralela de dois inversores, ambos operando com índice de modulação m=1.

3.2. Possibilidades de Interligação dos lados CC e CA dos conversores.

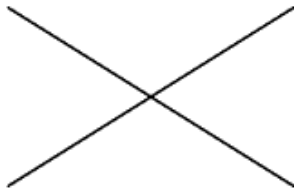
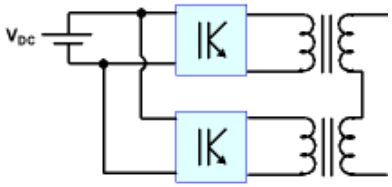
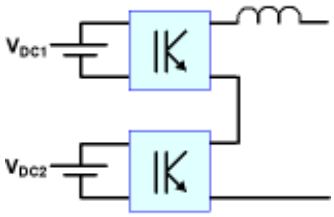
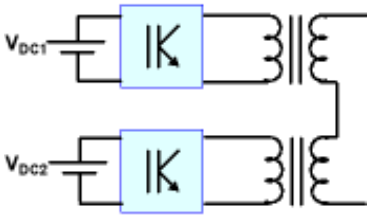
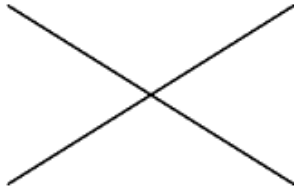
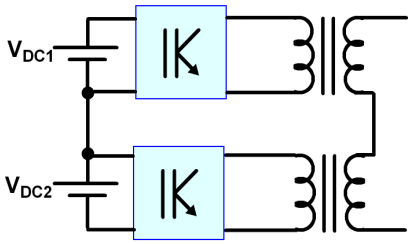
Além das conexões apresentadas no item 3.1 a associação de conversores permite diversas outras, tanto do lado CC quanto do lado CA, para se obter a topologia desejada.

Para a associação série (Tabela 3.2-1) as possibilidades de conexão do lado CC são através de fonte comum, fontes isoladas ou fontes conectadas em série. A conexão do lado CA pode ser realizada com ou sem transformador.

Para associação paralela (Tabela 3.2-2), além das possibilidades já existentes para a associação série, ainda pode-se conectar-se o lado CA através de reatores interfásicos. Este tipo de conexão limita-se ao caso em que apenas dois conversores são utilizados e requer controle de saturação do reator.

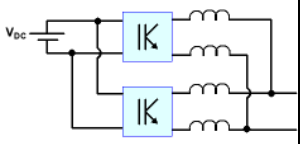
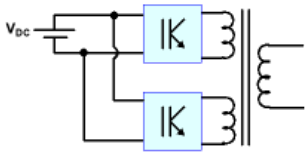
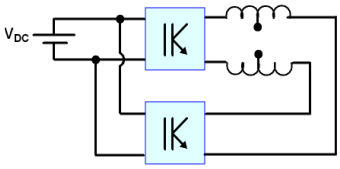
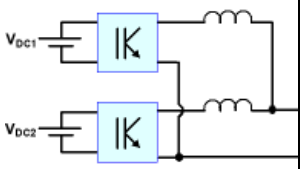
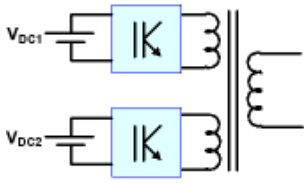
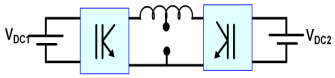
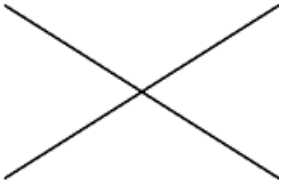
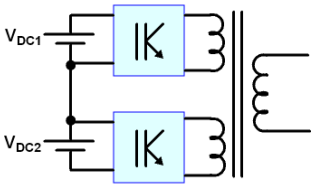
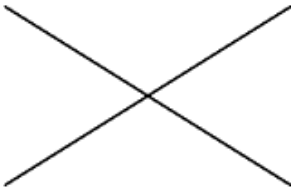
Em ambos os casos a utilização de transformadores para conexão do lado CA implica na necessidade de controle da saturação dos mesmos, no projeto de um transformador especial para operar com elevados valores de dV/dt e na presença de harmônicos de alta freqüência devido ao chaveamento ou na utilização de um filtro de potência para cada conversor. A partir deste ponto esta dissertação se concentrará em configurações sem transformador.

Tabela 3.2-1 – Possibilidades da conexão série de dois conversores.

CONEXÃO LADO CA		
CONEXÃO LADO CC	SEM TRANSFORMADOR	COM TRANSFORMADOR
FONTE COMUM		
FONTE ISOLADA		
FONTE EM SÉRIE		

A associação CA paralela de conversores sem transformadores apresenta a possibilidade da utilização de fontes isoladas para cada conversor no lado CC ou de uma fonte única. A primeira alternativa apresenta a vantagem de requerer um menor número de indutores e consequentemente um menor número de controladores de corrente (item 3.3.2) e pode ser aplicada onde se tem diversas fontes de energia como, por exemplo, geradores eólicos. A sua desvantagem é a necessidade de uma fonte CC para cada conversor ponte completa. A alternativa da utilização de fonte comum possibilita sua aplicação em equipamentos como UPFC, UPQC, DVR e FACTS onde há apenas um barramento CC. Nesta configuração é necessária a utilização de um número maior de indutores, sensores e malhas de controle de corrente (item 3.3.2). Ambas as possibilidades citadas neste parágrafo serão contempladas na parte experimental.

Tabela 3.2-2 – Possibilidades da conexão paralela de dois conversores.

CONEXÃO LADO CA				
		INDUTOR	TRANSFORMADOR	REATOR INTERFÁSICO
CONEXÃO LADO CC	FONTE COMUM			
	FONTE ISOLADA			
	FONTE SÉRIE			

3.3. Modelagem e controle da associação de conversores ponte H

Neste item serão modeladas as associações sem transformador e propostas estratégias de controle para a corrente de saída. Para isto a tensão de saída será representada por uma fonte de tensão que pode representar a rede elétrica ou um capacitor mais carga.

3.3.1. Associação série

A modelagem da associação série pode ser obtida facilmente obtendo-se o circuito equivalente de Thevenin de N conversores com tensão de saída V_{INVX} (X=1,2,..,N), com um único indutor de saída. O circuito equivalente da associação é mostrado na figura 3.3.1.

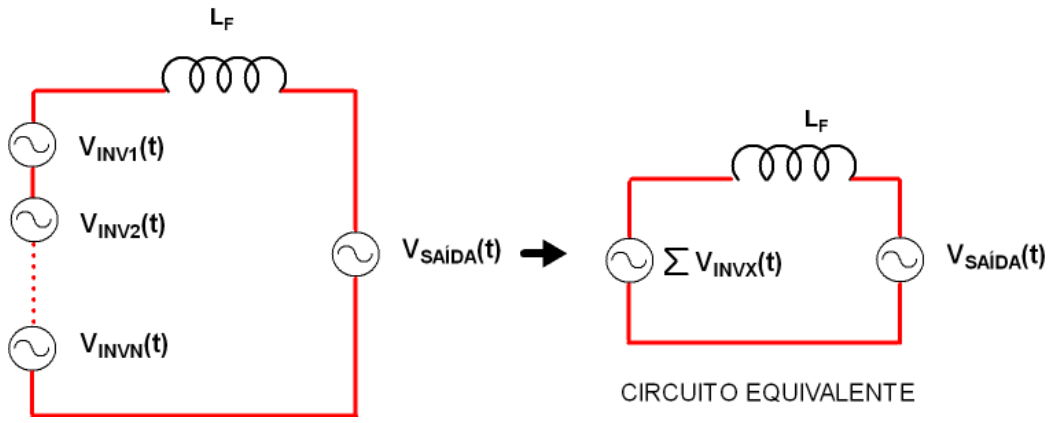


Figura 3.3.1 – Circuito equivalente da associação série de N conversores ponte completa

O controle de cada conversor deve ser feito de maneira defasada, forçando a amostragem de tensão e corrente nos instantes em que a portadora é máxima ou mínima no caso de da utilização de um PWM com amostragem regular simétrica, ou em ambos para um PWM amostragem regular assimétrica. Realizando a amostragem desta maneira garante-se que os valores de corrente obtidos representam os valores médios das correntes medidas.

Nesta dissertação foi implementada a associação de dois conversores conforme a figura 3.3.2. O conversor 1 opera com uma portadora sem deslocamento ($f_C\angle 0$) enquanto o conversor 2 opera com portadora deslocada de ¼ de ciclo ($f_C\angle 90$) conforme figura 3.1.8 (superior). A malha de corrente opera com uma freqüência de amostragem (f_A) 4 vezes maior que a freqüência de chaveamento (f_C). Utilizou-se um PWM com amostragem regular assimétrica. De modo a atualizar a referência de cada inversor somente nos instantes de máximo e mínimo de sua portadora utiliza-se um amostrador de ordem zero (ZOH), forçando que suas saídas sejam atualizadas somente nos instantes corretos. A malha de tensão que fornece o sinal de referência para a malha de corrente também opera com uma freqüência quatro vezes maior que a de chaveamento de modo a calcular o novo valor de corrente de referência nos instantes corretos.

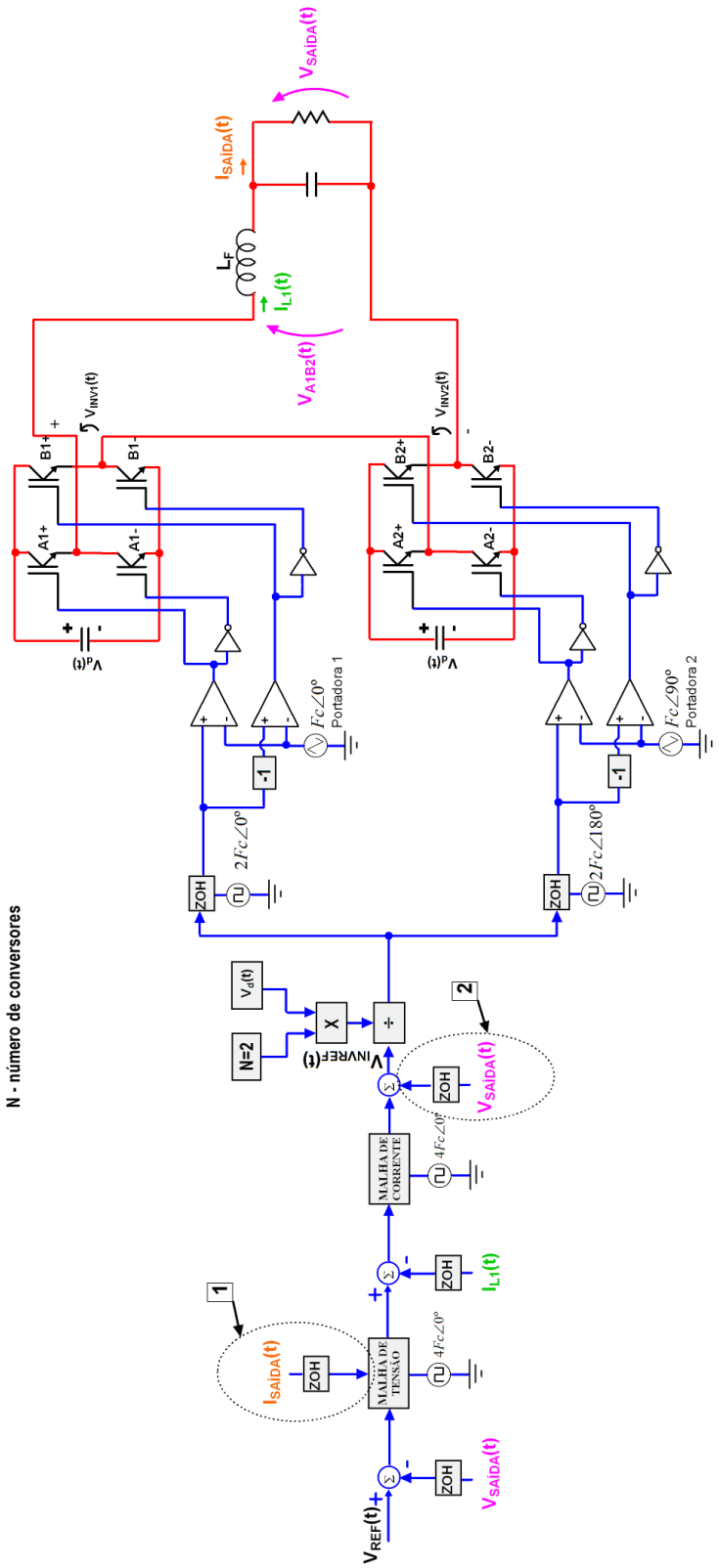


Figura 3.3.2 – Controle da associação série de inversores utilizando fontes Isoladas no barramento CC de cada conversor

A malha de tensão realiza o controle da tensão no capacitor em paralelo com a carga, desta forma fornece como corrente de referência a corrente a ser imposta pela associação. A malha de corrente controla o valor da corrente de indutor, fornecendo desta maneira a tensão total ($v_{INV}(t)$) a ser imposta pela associação para se rastrear $i_{REF}(t)$. Para se normalizar o valor da referência ($v_{INVREF}(t)$, saída da malha de corrente) o mesmo é divido pelo valor da tensão do barramento CC do conversor permitindo assim que as portadoras tenham amplitude unitárias. Como em um caso genérico tem-se N conversores associados, deve-se ainda dividir este valor pelo número total de conversores da associação, com isso a tensão imposta por cada conversor será $v_{INVREF}(t)/N$.

Para as malhas de controle de tensão e corrente podem ser utilizadas diversas estratégias de controle como por exemplo: PID, PI, PI ressonante, Repetitivo, Dead Beat entre outros. Neste trabalho foram simulados e utilizados os controladores PI e Dead Beat.

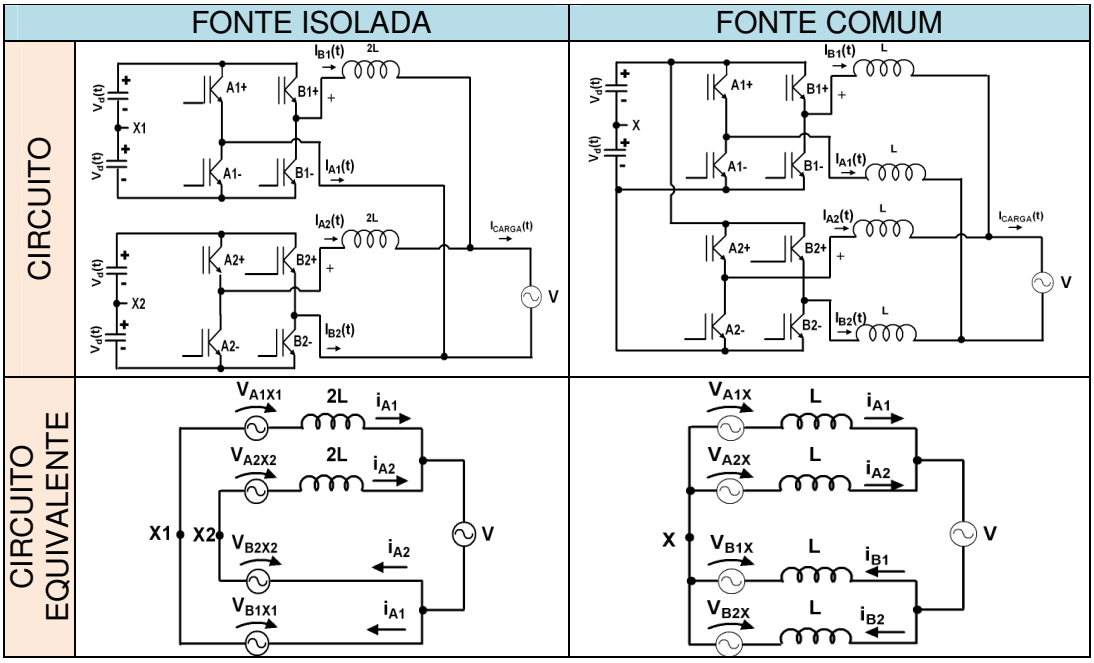
A adição do sinal da tensão de saída ($v_{SAÍDA}(t)$), detalhe $\boxed{1}$ na figura 3.3.2, provê rejeição da perturbação que $v_{SAÍDA}(t)$ provoca no rastreamento da corrente.Neste trabalho este item não foi implementado, sendo que a rejeição desta perturbação é promovida pela parcela integral da malha de corrente. O emprego de controlador com parcela ressonante na freqüência da tensão de saída promove um aumento localizado no ganho da malha, resultando em substancial rejeição da perturbação causada pela tensão de saída.

Da mesma forma a adição da corrente de saída ($i_{SAÍDA}(t)$), detalhe $\boxed{2}$ na figura 3.3.2, prove rejeição à perturbação que $i_{SAÍDA}(t)$ provoca no rastreamento de tensão.

3.3.2. Associação paralela

A modelagem da associação paralela pode ser obtida representado-se cada braço (A1+ A1-, B1+ B1-, A2+ A2-, B2+ B2-) conectado ao ponto virtual X1, X2 ou X (figura 3.3.3) como sendo uma fonte de tensão com amplitude $v_{\alpha\beta}(t)$ (onde $\alpha = A_1; A_2; B_1; B_2$, e $\beta = X_1; X_2, X$. Utilizando a teoria da superposição pode-se então obter os modelos matemáticos dos circuitos como indicado a seguir.

No circuito com fonte isolada pode-se calcular a contribuição de $v_{A1X1(t)}$ nas correntes individuais, curto-circuitando as outras fontes, conforme a equação 3.3-1.



(a) (b)

Figura 3.3.3 – Modelo da associação paralela de dois conversores ponte completa.
(a) Fontes CC isoladas.
(b) Fonte CC comum.

$$\begin{aligned} \frac{di_{A1}(t)}{dt} &= \frac{v_{A1X1}(t)}{2L} \\ \frac{di_{A2}(t)}{dt} &= 0 \\ di_{B1}(t) &= -\frac{v_{A1X1}(t)}{2L} \\ di_{B2}(t) &= 0 \end{aligned} \qquad 3.3\text{-}1$$

Considerando apenas a rede, pode-se calcular sua contribuição conforme a equação 3.3-2

$$di_{A1}(t) = di_{A2}(t) = di_{B1}(t) = di_{B2}(t) = -\frac{v(t)}{L} \qquad 3.3\text{-}2$$

Deduzindo da mesma forma as equações das derivadas das correntes em cada ramo, devidas às outras fontes, somando seus efeitos, e representando na forma matricial, obtém-se a equação 3.3-3.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{A1}(t) \\ i_{A2}(t) \\ i_{B1}(t) \\ i_{B2}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2L}\cdot\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} v_{A1X1}(t) \\ v_{A2X2}(t) \\ v_{B1X1}(t) \\ v_{B2X2}(t) \end{bmatrix} - \frac{v(t)}{L}\cdot\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad 3.3\text{-}3$$

Como $di_{A1}(t)=di_{B1}(t)$ e $di_{A2}(t)=di_{B2}(t)$ podemos simplificar a equação como 3.3-2

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{A1}(t) \\ i_{A2}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2L}\cdot\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} v_{A1X1}(t) - v_{B1X1}(t) \\ v_{A2X2}(t) - v_{B2X2}(t) \end{bmatrix} - \frac{v(t)}{L}\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad 3.3\text{-}4$$

Já para o circuito com fonte CC comum pode-se calcular o valor da contribuição de $v_{A1X}(t)$ em cada corrente conforme indicado na equação 3.3-5.

$$\begin{aligned} \frac{di_{A1}}{dt}(t) &= \frac{v_{A1X}(t)}{L+\frac{L}{3}} = \frac{3}{4L}v_{A1X}(t) \\ \frac{di_{A2}}{dt}(t) &= -\frac{1}{3}\cdot\frac{3}{4L}v_{A1X}(t) = -\frac{1}{4L}v_{A1X}(t) \\ \frac{di_{B1}}{dt}(t) &= \frac{1}{3}\cdot\frac{3}{4L}v_{A1X}(t) = \frac{1}{4L}v_{A1X}(t) \\ \frac{di_{B2}}{dt}(t) &= \frac{1}{3}\cdot\frac{3}{4L}v_{A1X}(t) = -\frac{1}{4L}v_{A1X}(t) \end{aligned} \qquad 3.3\text{-}5$$

Considerando apenas a tensão v(t) pode-se calcular sua contribuição conforme a equação 3.3-6

$$di_{A1}(t) = di_{A2}(t) = di_{B1}(t) = di_{B2}(t) = -\frac{v(t)}{2L} \qquad 3.3\text{-}6$$

Deduzindo as equações para as outras fontes e representando na forma matricial obtém-se a equação 3.3-7.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{A1}(t) \\ i_{A2}(t) \\ i_{B1}(t) \\ i_{B2}(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{4L}\cdot\begin{bmatrix} 1 & -1/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/3 & 1 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & 1 & -1/3 \\ 1/3 & 1/3 & -1/3 & 1 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} v_{A1X}(t) \\ v_{A2X}(t) \\ v_{B1X}(t) \\ v_{B2X}(t) \end{bmatrix} - \frac{v(t)}{2L}\cdot\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad 3.3\text{-}7$$

Analisando-se a equação 3.3-4, da associação paralela com fonte CC isolada, verifica-se que o posto da matriz de controlabilidade do sistema é igual a

dois, implicando na possibilidade de se imporem as duas correntes. As duas malhas de controle de corrente são mostradas na figura 3.3.4.

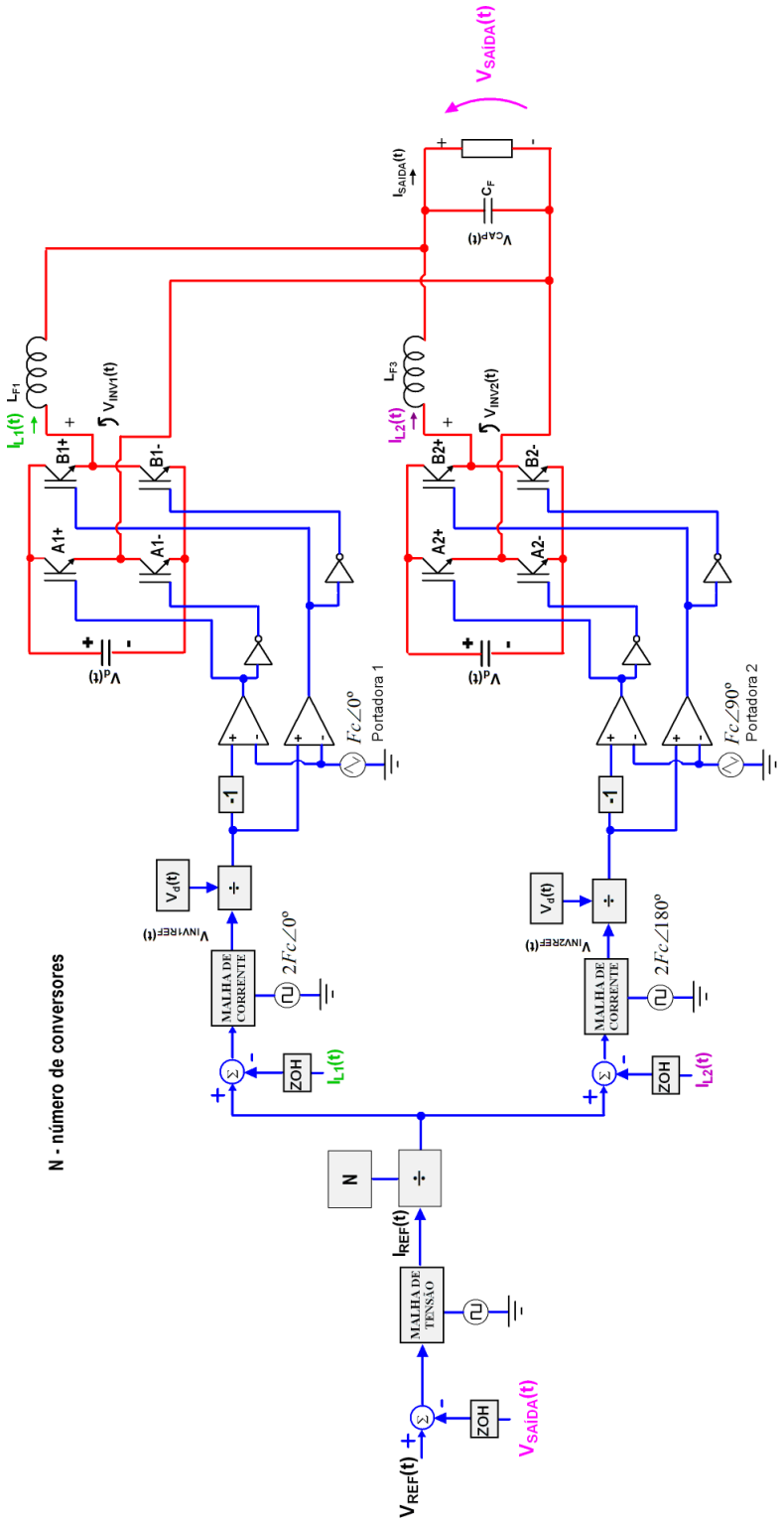


Figura 3.3.4 – Controle da associação paralela de inversores utilizando fontes Isoladas no barramento CC de cada conversor

Analisando-se a equação 3.3-7 da associação paralela com fonte CC comum, verifica-se que o posto da matriz de controlabilidade deste sistema é igual a três, resultando em um sistema não completamente controlável. Em outras palavras, pode-se impor apenas três das quatro correntes. Resta saber qual é o valor da tensão de referência do quarto braço ($v_{INVB2REF}(t)$). Como o sistema possui posto igual a três, concebendo-se uma solução instantânea podem-se obter infinitas soluções, somando-se $\bar{v}(t)$ arbitrário às quatro referências.

Uma primeira solução seria impor uma tensão nula no quarto braço ($\bar{v}(t) = 0$), na figura 3.3.7, e deixar as outras três malhas de corrente imporem as três correntes desejadas, lembrando que a quarta corrente é uma combinação linear das três demais. Nesta estratégia podem ocorrer sobremodulações ou pulsos curtos, situações essas normalmente indesejadas. Uma solução para este problema é fazer que $\sum v_{REF}(t) = 0$, o que resulta na equação 3.3-8.

Outra possibilidade para obtenção de $\bar{v}(t)$ consiste em encontrar um valor que imponha valores de referência máximo e mínimo eqüidistantes com relação ao zero (equação 3.3-9), minimizando-se desta maneira a ocorrência de saturações e pulsos curtos.

$$\bar{v}(t) = -\frac{v_{INVA1REF}(t) + v_{INVA2REF}(t) + v_{INVB1REF}(t)}{4} \qquad 3.3\text{-}8$$

$$\bar{v}(t) = \frac{\max(v_{INVA1REF}(t), v_{INVA2REF}(t), v_{INVB1REF}(t)) - \min(v_{INVA1REF}(t), v_{INVA2REF}(t), v_{INVB1REF}(t))}{2} \qquad 3.3\text{-}9$$

A tentativa de se controlarem os quatro braços (quatro malhas de corrente), de forma que a soma de corrente imposta por todos eles seja igual à zero apresenta resultados simulados satisfatórios se forem desprezados os “offsets” e erros de ganho nos sensores (figura 3.3.5). Porém, na presença destes, o circuito passa apresentar elevadas distorções na corrente de saída (figura 3.3.6)[1].

A estratégia de utilização de $2N-1$ controladores com a injeção $\bar{v}(t)$, propostas nas equações 3.3-8 e 3.3-9, resolve este problema e ainda provê uma maior robustez em relação a variações de ganhos e offsets dos sensores. Para

[1] Em dois dos quatro controladores foi inserido um erro de 1% a mais no valor medido de corrente. Em dois do sensores foi inserido um offset de 0.01A. Esses sensores e controladores foram escolhidos aleatóriamente.

todos os casos estudados pelo autor ambas as estratégias apresentam resultados semelhantes.

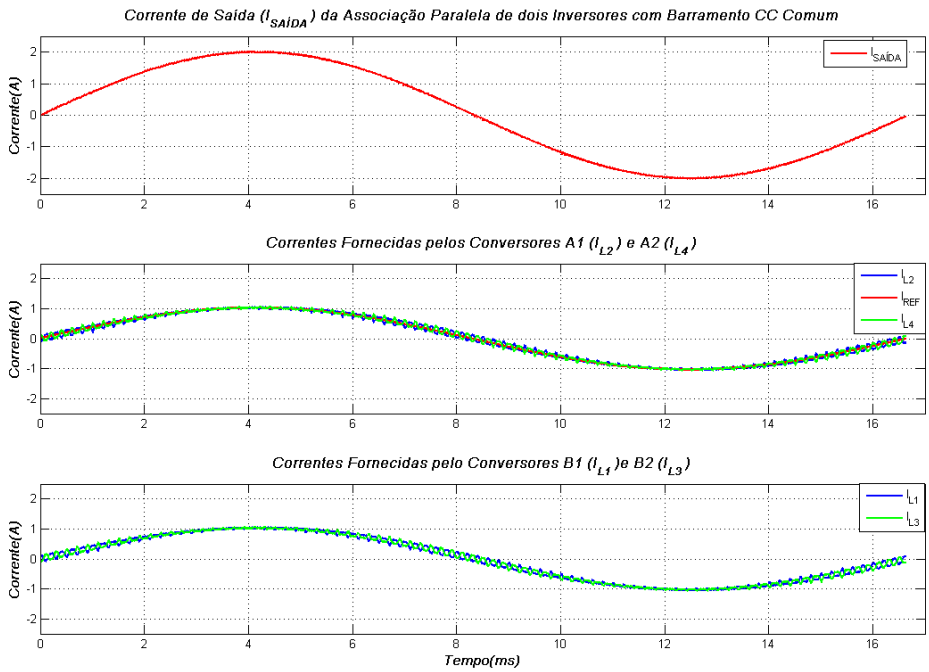


Figura 3.3.5 – Simulação de controle da associação paralela de dois conversores com barramento CC único utilizando quatro controladores e sem erro de ganho e sem offset.

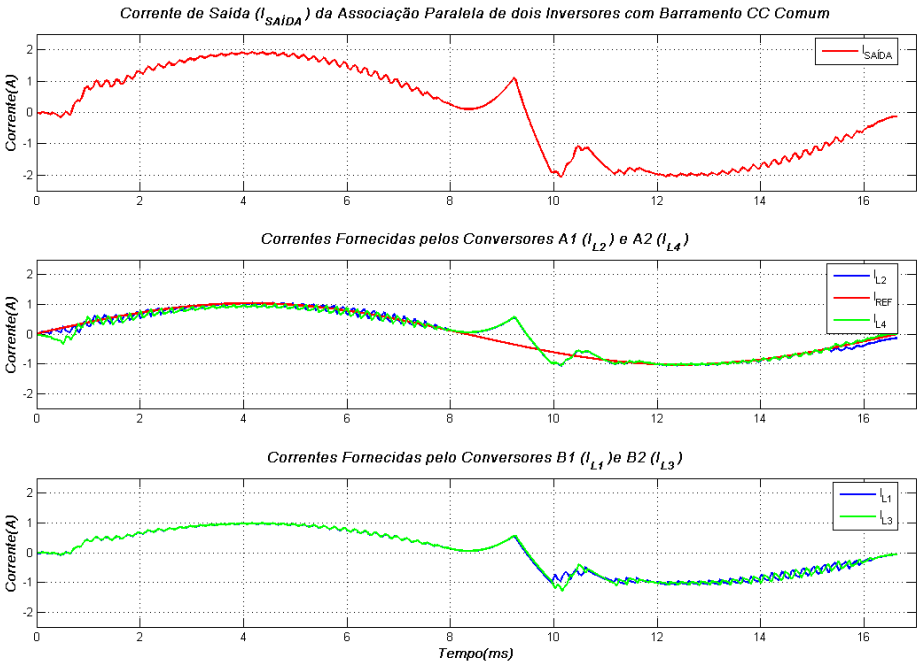


Figura 3.3.6 – Simulação do controle da associação paralela de dois conversores com barramento CC único utilizando quatro controladores com erro de ganho de 1% e offset de 0.01A.

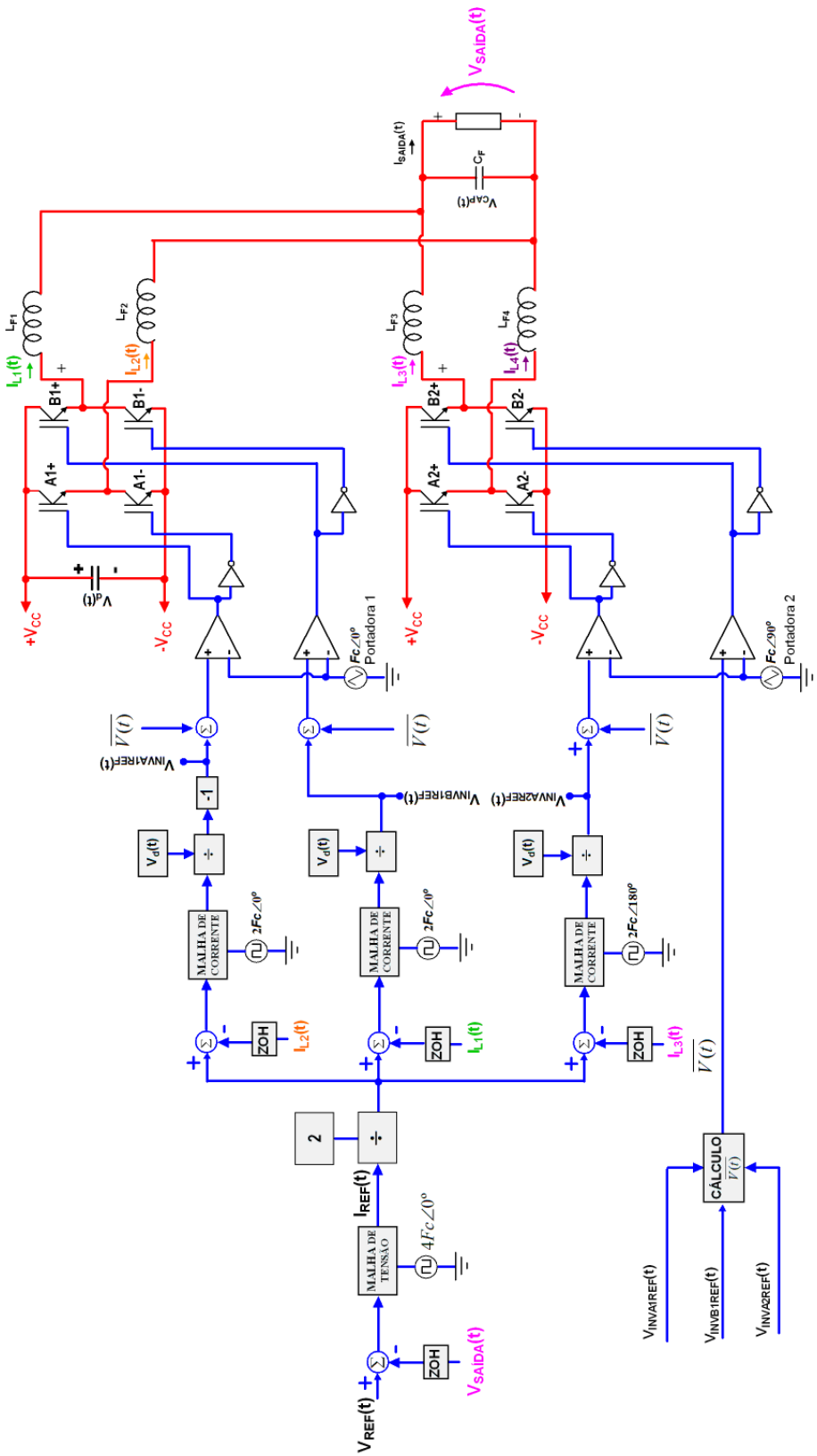


Figura 3.3.7 – Controle da associação paralela de inversores utilizando fonte comum como barramento CC.

O que foi discutido acima para duas pontes completas monofásicas (N=2), com 4 ramos (2N) e 3 controladores ($2N-1$) pode ser facilmente extrapolado para um número N arbitrário de conversores.

O controle da associação paralela pode ser feito através da divisão da corrente de referência $(i_{REF}(t))$, fornecida por exemplo, por uma malha de tensão, pelo número de conversores (N) presentes nos esquemas das figuras 3.3.4 e 3.3.7. Com isto cada conversor irá impor $1/N$ da corrente de referência. As malha de controle devem, como na associação série, amostrar o sinal de tensão do capacitor e correntes nos indutores nos instantes em que a portadora daquele conversor encontra-se em seu valor máximo e/ou mínimo, eliminando-se assim do sinal amostrado o *ripple* de chaveamento.

4. Verificação do Desempenho dos controladores estudados

Neste capitulo são apresentados os resultados simulados e experimentais das seguintes implementações:

- Conversor ponte H operando com chaveamento bipolar, item 4.2.
- Conversor ponte H operando com chaveamento unipolar, item 4.3.
- Associação série de dois conversores ponte H simétrico, item 4.4.
- Associação paralela de dois conversores ponte H com fonte CC isolada, item 4.5.
- Associação paralela de dois conversores ponte H com fonte CC comum, item 4.6.

Os resultados de simulação foram obtidos através do software *PSIMCAD* e posteriormente tratados no *Matlab®*.

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando-se a plataforma experimental descrita no item 5.1. Os sinais de corrente/tensão de cada topologia implementada foram adquiridos através do software "*Wave Star for Oscilloscopes"* da Tektronix. Esses sinais foram então transferidos para o *Matlab®* para o devido tratamento dos mesmos.

4.1 Plataforma experimental

Para validar a teoria apresentada no capítulo anterior implementou-se uma plataforma experimental conforme a figura 4.1.1. A figura 4.1.2 apresenta o diagrama de blocos da montagem realizada. Os conversores ponte completa monofásica (ponte H) são construídos com transistores IGBT IRG4PC50UD (International Rectifier, 2009) e possuem um banco de capacitores de 18,8 mF cada, que compõem o barramento CC. Os transistores são disparados através do optoacoplador Avago HCPL-316J (Avago, 2009), e possuem alimentação isolada através do conversor CC/CC Burr-Brown DCP010515B (Texas Instruments, 2009).

Os transistores apresentam quedas de tensões típicas de 1,65V entre coletor e emissor e de 1,3V para a condução direta do diodo. Devido a estes valores os resultados de simulação e experimentais apresentam uma não linearidade próxima do zero de tensão e a tensão na saída dos conversores apresenta amplitude significativamente diferente da tensão no barramento CC.

Estes efeitos indesejáveis estão ainda mais acentuados pelo fato dos experimentos serem realizados com tensão de 24 Volts, fazendo com que as quedas representem aproximadamente 7% da tensão do barramento. Como a tensão máxima do transistor é de 600V estas não linearidades seriam menos perceptíveis ao operar-se com valores mais próximos da tensão nominal. A este efeito soma-se ainda a contribuição do tempo morto dos conversores (1µs). Para obter-se uma maior similaridade entre os resultados de simulação e experimental as quedas de tensão no transistor e no diodo foram incluídas na simulação.

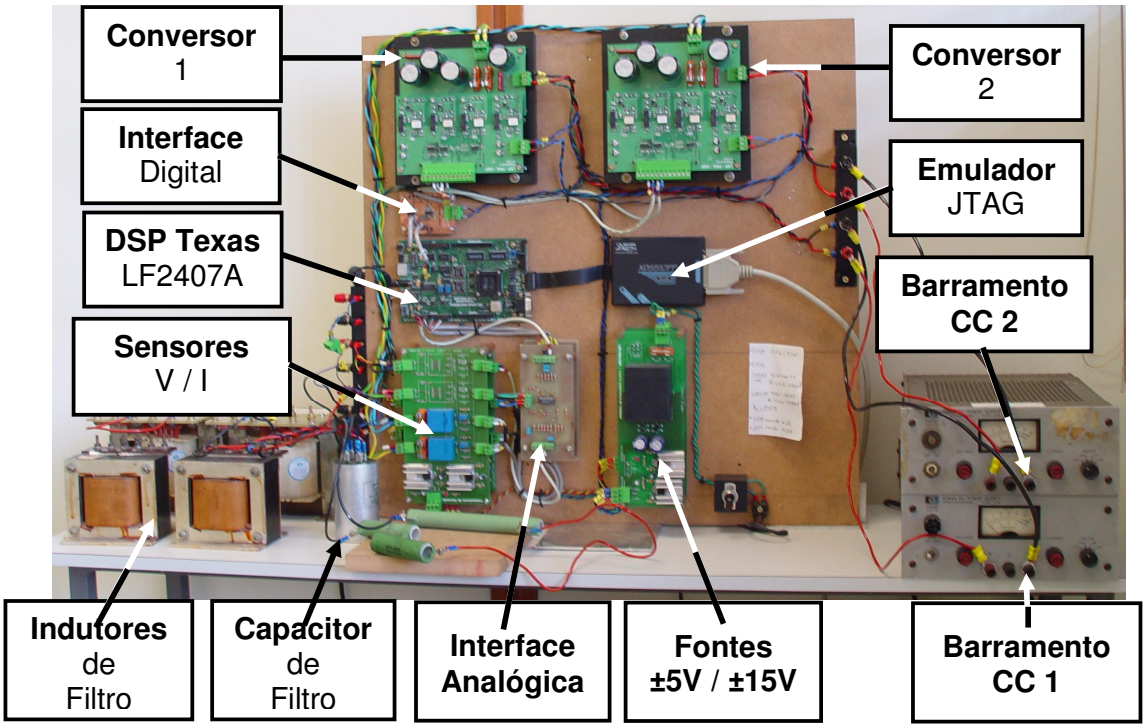


Figura 4.1.1–Plataforma Experimental.

Para a implementação dos algoritmos de controle, bem como para a geração dos sinais de PWM que acionam os conversores foi utilizado um “Evaluation Module (EVM)” do processador TMS320LF2407A (Texas Instruments, 2009), apresentado na figura 4.1.2. O processador possui 16 canais de conversores analógico-digitais e 16 canais de PWM, o que permite uma rápida utilização do mesmo no controle e acionamento de conversores. O EVM ainda disponibiliza quatro saídas de conversores digital-analógicos úteis para operações de *debug*, além de canais de comunicação serial.

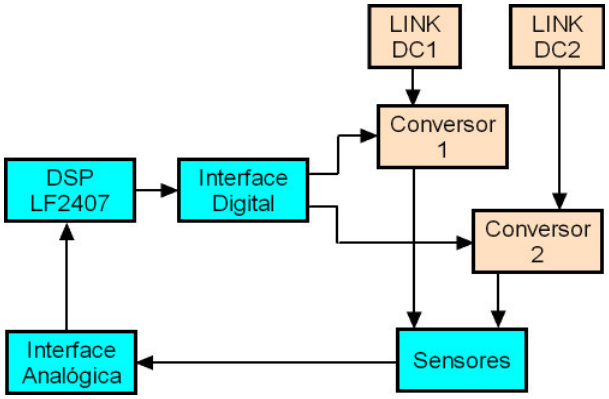


Figura 4.1.2 – Diagrama da Montagem experimental.

Para medição dos sinais de corrente e tensão foram utilizados sensores de efeito Hall fabricados pela LEM. Os modelos de sensores utilizados foram: LV20 para tensão e LA25 para corrente (LEM, 2009).

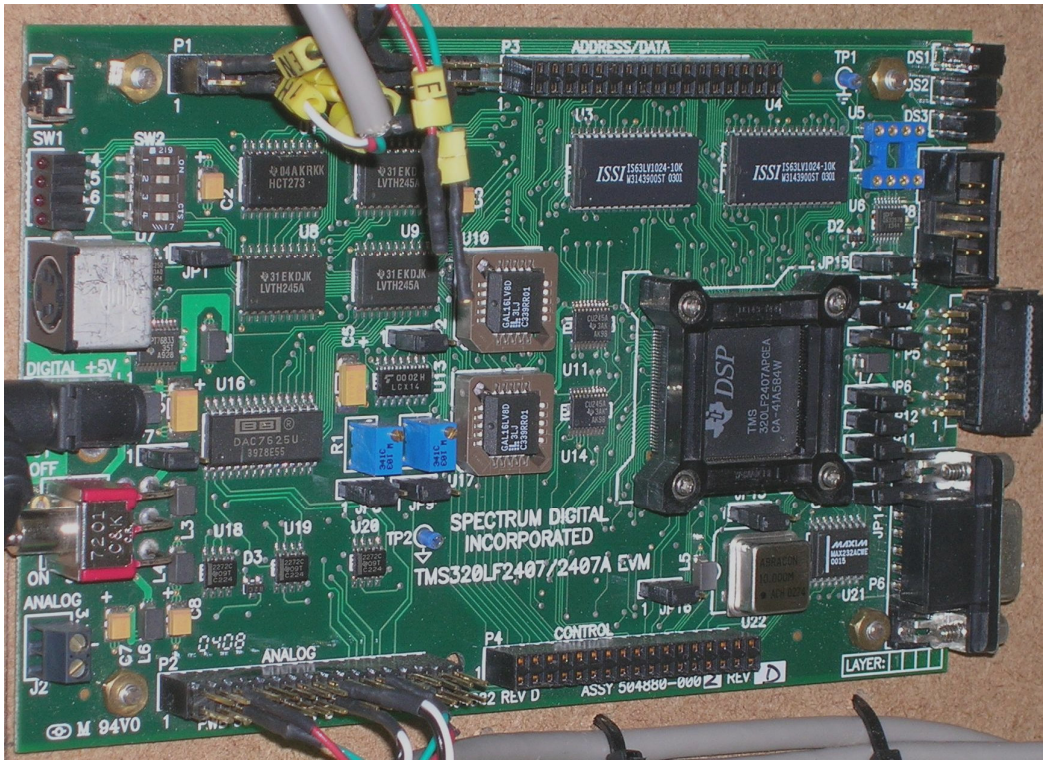


Figura 4.1.3 - EVM TMS320LF2407A

4.2 Inversor Ponte Completa Monofásica com chaveamento bipolar

Simulou-se e implementou-se um conversor ponte completa com PWM bipolar conforme a figura 4.2.1 com os parâmetros da tabela 4.2-1. Para o controle do conversor foi utilizado um controlador de corrente do tipo Dead Beat (BUSO,

S., FASOLO, S.; MATTAVELLI, P). Os resultados podem ser vistos na figura 4.2.2 e o espectro na figura 4.2.3..

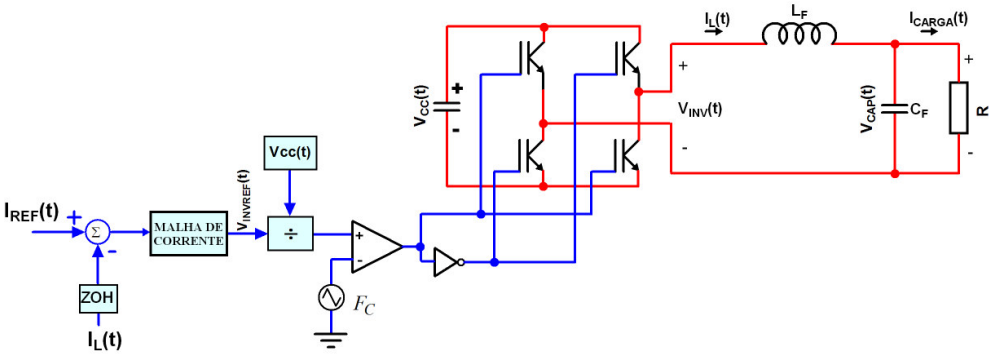


Figura 4.2.1– Esquema de controle implementado para o inversor dois níveis

Tabela 4.2-1 - Dados da implementação do conversor Ponte Completa.

Símbolo	Parâmetro	Valor
$2V_d$	Tensão do barramento CC	24V
F_C	Freqüência de Chaveamento	2520Hz
F_A	Freqüência de Amostragem	5040Hz
L_F	Indutor de Filtro	2.5mH
C_F	Capacitor de Filtro	20µF
R	Carga Resistiva	10Ω

Os resultados de simulação e experimentais são coerentes com a teoria apresentada em 3.1.1 onde o espectro da corrente e da tensão impostas pelo conversor apresentam raias em torno de todos os múltiplos da freqüência de chaveamento (figura 4.2.3). Desta forma tem-se uma amplitude da ondulação da corrente de carga elevada, em torno de 50% do valor da corrente fundamental, que pode causar efeitos indesejados como por exemplo, aquecimento em indutores e motores, rompimento da isolação em bobinas e indução de correntes em enrolamentos.

A partir dos resultados de simulação e experimentais é possível verificar o rastreamento da corrente com erro inferior a 2%

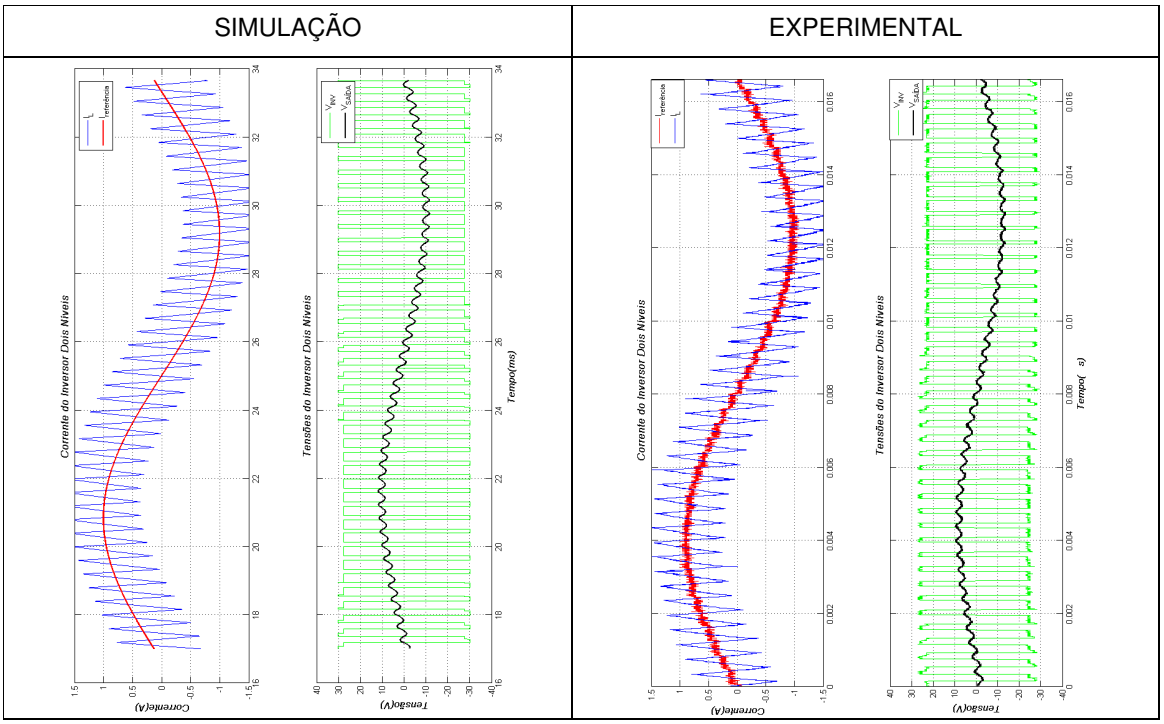


Figura 4.2.2– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) do conversor ponte completa operando com PWM Bipolar.
Corrente do Indutor (Azul), Corrente de Referência (Vermelho), Tensão PWM (Verde) e Tensão do Capacitor (preto)

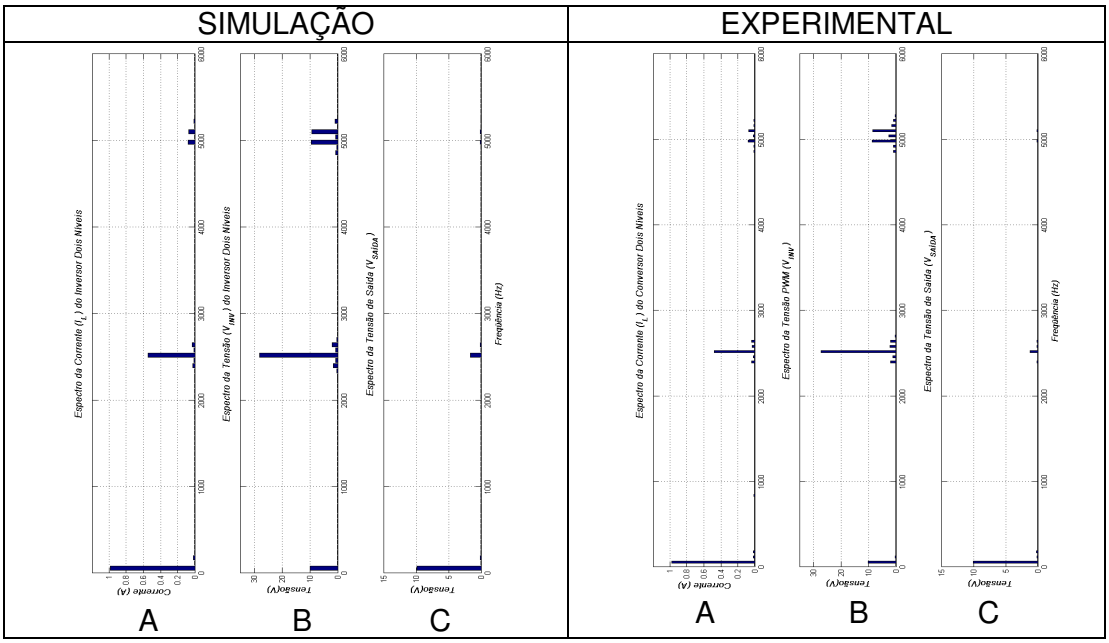


Figura 4.2.3– Espectro da simulação (esquerda) e experimental (direita) do conversor ponte completa operando com PWM Bipolar.
A – Corrente do Indutor.
B – Tensão PWM
C – Tensão na Carga

4.3 Conversor Ponte Completa Monofásica Unipolar

Simulou-se e implementou-se um conversor ponte completa com PWM unipolar da figura 4.3.1 com os parâmetros da tabela 4.3-1. Foi utilizado um controlador de corrente do tipo Dead Beat (BUSO, S., FASOLO, S.; MATTAVELLI, P). Os resultados podem ser vistos na figura 4.3.2 e o espectro das formas de onda na figura 4.3.3

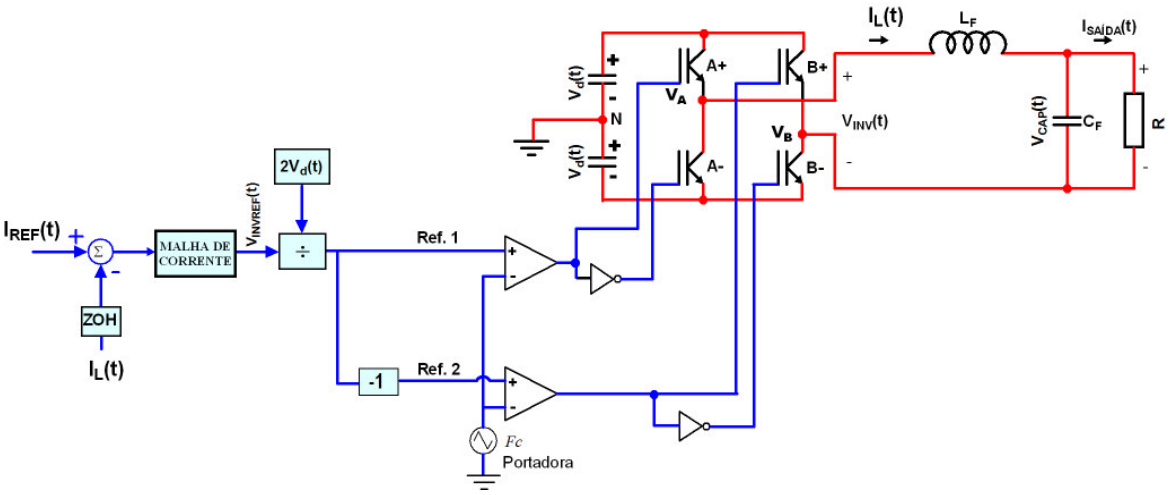


Figura 4.3.1– Esquema de controle implementado para o inversor três níveis

Tabela 4.3-1 - Dados da implementação do conversor Ponte Completa Monofásica unipolar.

Símbolo	Parâmetro	Valor
$2V_d$	Tensão do Barramento CC	24V
F_C	Freqüência de Chaveamento	2520Hz
F_A	Freqüência de Amostragem	5040Hz
L_F	Indutor de Filtro	2.5mH
C_F	Capacitor de Filtro	20µF
R	Carga Resistiva	10Ω

Os resultados de simulação e experimentais são coerentes com a teoria apresentada em 3.1.2 onde o espectro da corrente e da tensão impostas pelo conversor apresentam raias em torno apenas dos múltiplos pares da freqüência de chaveamento. Desta forma percebe-se uma ondulação da corrente de saída de 10% da amplitude da fundamental reduzindo, portanto, o problema da ondulação existente na modulação bipolar.

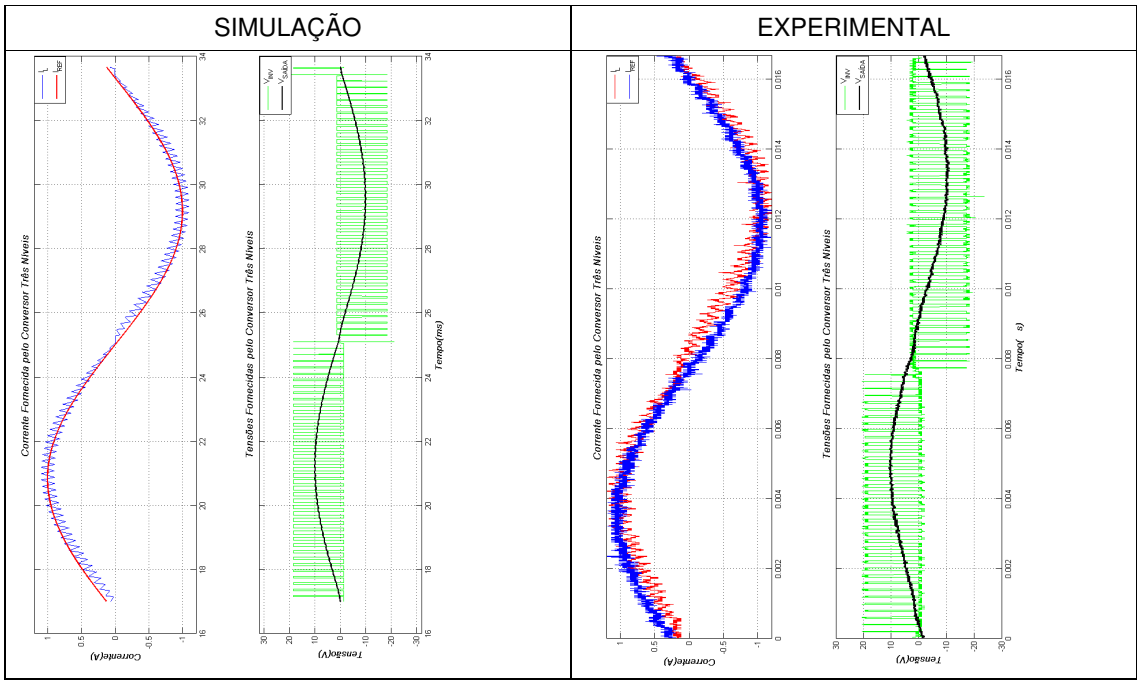


Figura 4.3.2– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) do conversor ponte completa operando com PWM Bipolar.
Corrente do Indutor (Azul), Corrente de Referência (Vermelho), Tensão PWM (Verde) e Tensão do Capacitor (preto)

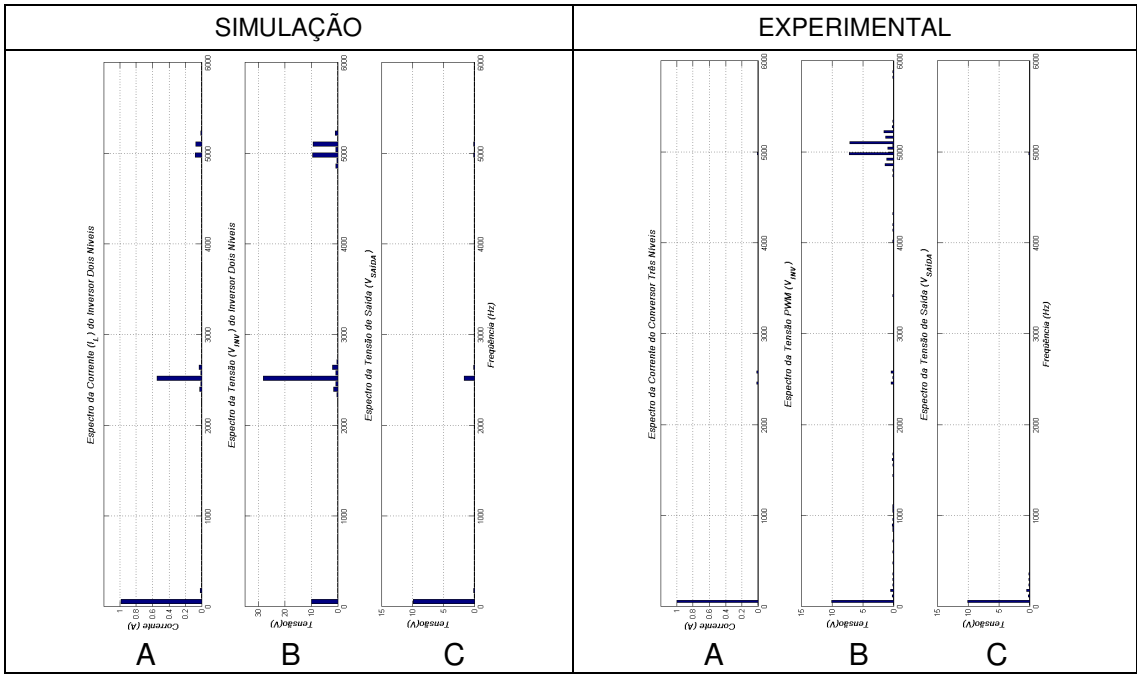


Figura 4.3.3– Espectro da simulação (esquerda) e experimental (direita) do conversor ponte completa operando com PWM Bipolar.
A – Corrente do Indutor. B – Tensão PWM. C – Tensão na Carga

Verifica-se neste caso com maior nitidez a não linearidade da corrente para valores próximos a zero devido à tensão de VCE da chave e do tempo morto

conforme explicado no item 4.1. Devido a este efeito pode-se verificar conteúdo espectral em baixa freqüência. Para confirmar-se esta afirmação pode-se analisar a figura 4.3.4 onde foi simulado o mesmo conversor porém com tensão de barramento CC de 400V e corrente de referência de 30 Ampères.

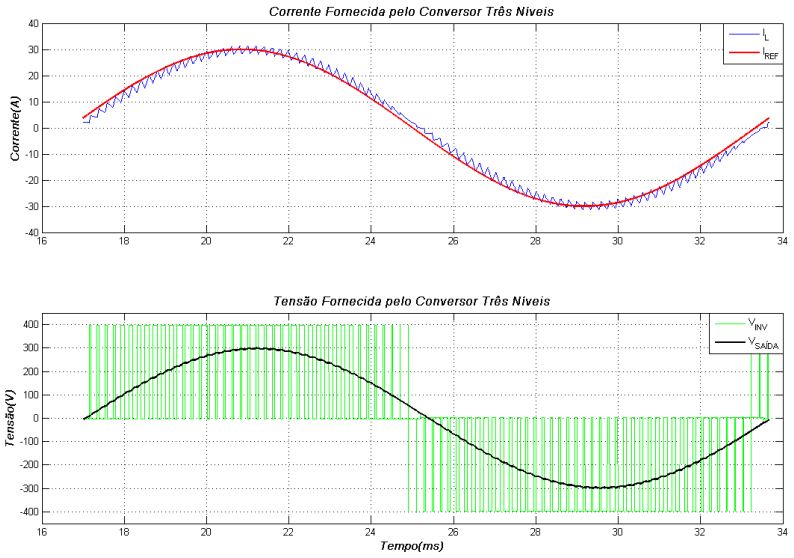


Figura 4.3.4 – Resultado da Simulação do conversor ponte H com tensão de barramento CC de 400V.

4.4 Associação Série Simétrica de Conversores Ponte Completa Monofásica

Simulou-se e implementou-se uma associação série de conversores conforme o esquema da figura 3.1.7 com os parâmetros da tabela 4.4-1.

Os resultados podem ser vistos na figura 4.4.2 e os espectros das formas de onda na figura 4.4.3

Tabela 4.4-1 Dados da implementação da Associação série.

Símbolo	Parâmetro	Valor
$2V_{d1}$ e $2V_{d2}$	Tensão do Barramento CC	18V
F_C	Freqüência de Chaveamento	2520Hz
F_A	Freqüência de Amostragem	5040Hz
L_F	Indutor de Filtro	2.5mH
C_F	Capacitor de Filtro	20µF
R	Carga Resistiva	18Ω

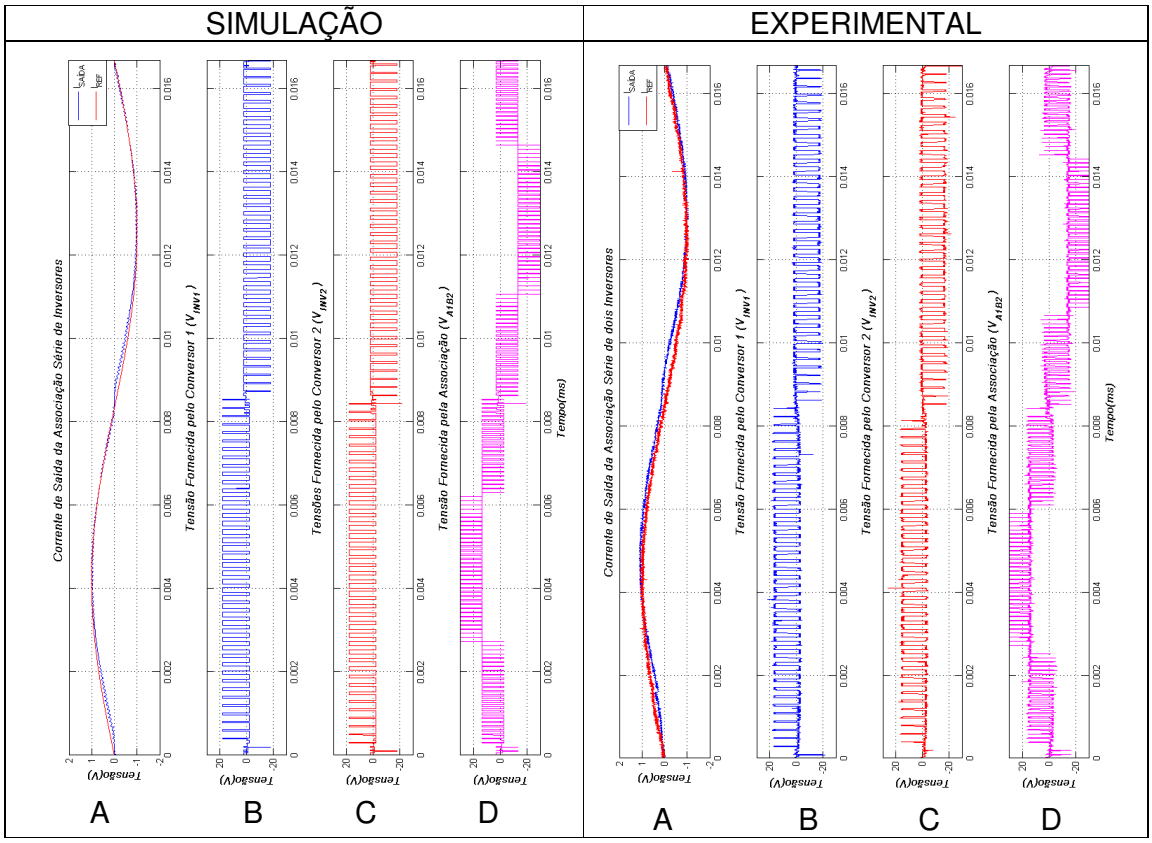


Figura 4.4.1– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação série.
A – Corrente de Referência (Vermelho) e Corrente na Saída (Azul)
B – Tensão PWM do Conversor 1, C – Tensão PWM do Conversor 2,
D – Tensão PWM Total Fornecida pela Associação

Os resultados de simulação e experimentais são coerentes com teoria apresentada em 3.1.3. Verifica-se a divisão das tensões entre os conversores, permitindo desta forma a obtenção de um conversor multinível operando com tensões superiores as máximas permitidas para cada transistor. A tensão de saída do conversor é um PWM de cinco níveis que apresenta freqüências em seu espectro apenas em torno dos múltiplos de quatro vezes a freqüência de chaveamento (figura 4.5.2). Desta forma percebe-se uma ondulação da corrente e da tensão de carga inferior a 1% da amplitude da fundamental, sendo portanto inferior ao conversor com modulação unipolar. Verifica-se a não linearidade da corrente para valores próximos a zero devido às tensões de VCE do transistor e à tensão direta no diodo, conforme explicado no item 4.1.

Para o controle da associação dos conversores também foram utilizados controladores de corrente do tipo Dead Beat. O esquema de controle implementado foi o da figura 3.3.2.

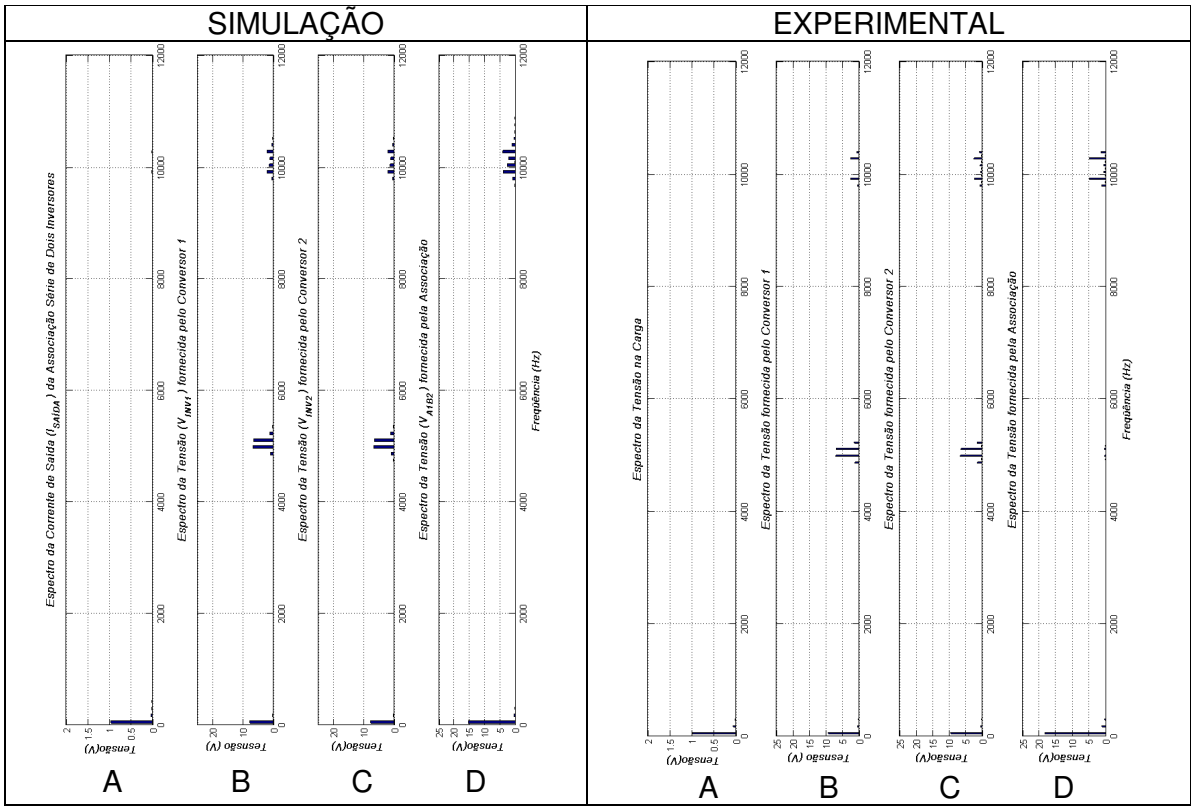


Figura 4.4.2– Espectros da simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação série de dois conversores ponte completa.
A – Corrente de Carga.
B – Tensão PWM do Conversor 1
C – Tensão PWM do Conversor 2
D – Tensão PWM Total Fornecida pela Associação

4.5 Associação Paralela de Conversores Ponte Completa Monofásica com fontes isoladas

Simulou-se e implementou-se a associação paralela de dois conversores conforme a figura 3.3.4 com os parâmetros da tabela 4.5-1.

Para o controle da associação paralela foi utilizado um controlador de corrente do tipo Proporcional Integral com Anti-Windup (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995), figura 4.5.1. O anti-windup restringe a ação integral em momentos que o erro é grande, evitando desta forma que a saída da parte integral atinja valores elevados, fenômeno este conhecido como windup, que pode ocasionar transitórios longos com elevado sobressinal uma vez que a parte integral irá demorar para sair da saturação.

Os resultados podem ser vistos na figura 4.5.2 e os espectros das formas de onda na figura 4.5.3.

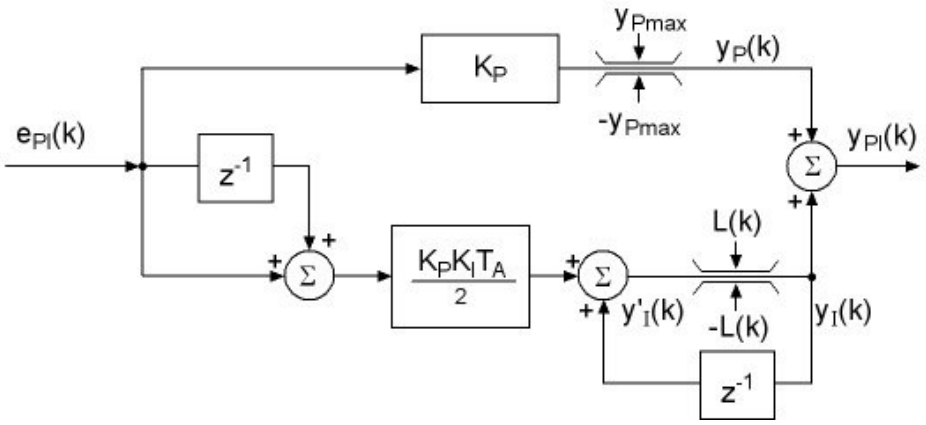


Figura 4.5.1– Controlador de Corrente PI com anti-windup.

Tabela 4.5-1- Dados da implementação da Associação paralela.

Símbolo	Parâmetro	Valor
$2V_{d1}$ e $2V_{d2}$	Tensão do Barramento CC	24V
F_C	Freqüência de Chaveamento	2520Hz
F_A	Freqüência de Amostragem	5040Hz
L_{F1}, L_{F2}	Indutor de Filtro	2.5mH
C_F	Capacitor de Filtro	20µF
R	Carga Resistiva	10Ω
K_p	Ganho Proporcional	30
K_I	Ganho Integral	0.8

Os resultados de simulação e experimentais são coerentes com teoria apresentada em 3.1.4. Verifica-se a divisão das correntes entre os conversores, permitindo desta forma a obtenção de um conversor multinível operando com correntes superiores às máximas permitidas para cada transistor. As correntes individuais apresentam espectro semelhante ao conversor unipolar (figura 4.5.2), enquanto a corrente total apresenta espectro semelhante ao da associação série, com freqüências em seu espectro apenas em torno de quatro vezes a freqüência de chaveamento e seu múltiplos.

Para o controle dos conversores foram utilizados dois controladores de corrente, do tipo Proporcional Integral com anti-windup (figura 4.4.1).

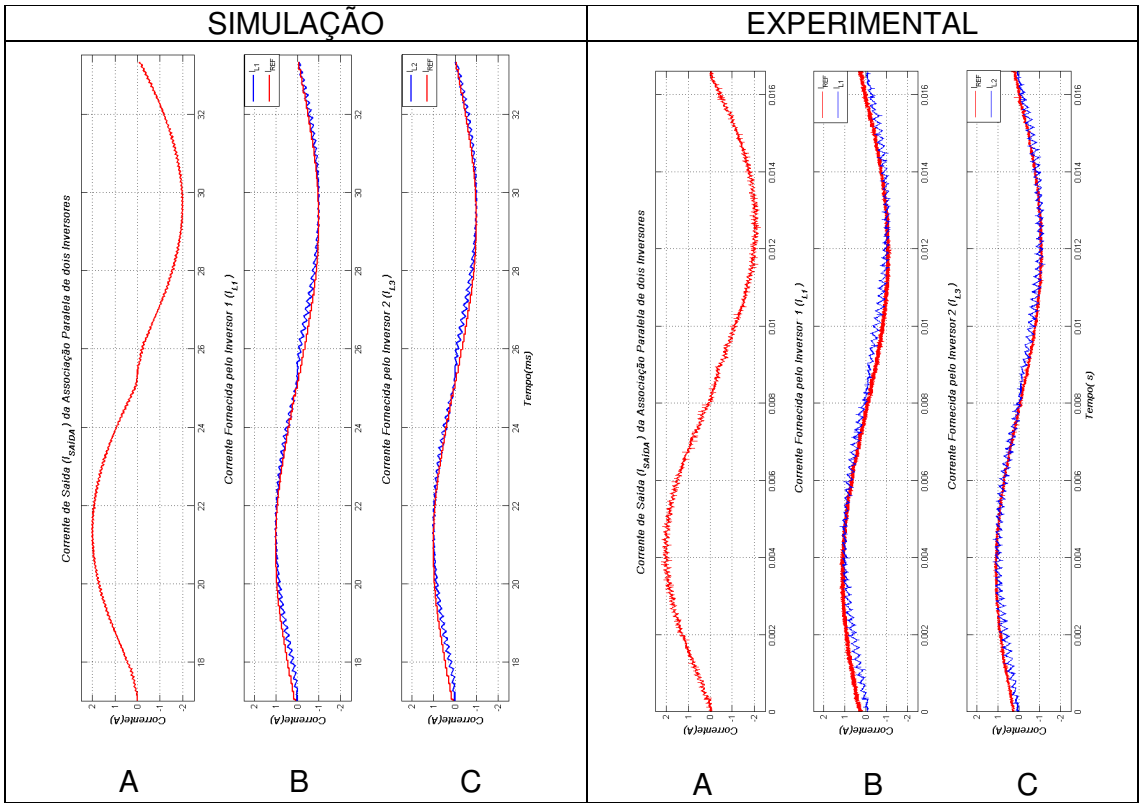


Figura 4.5.2– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação paralela de dois conversores ponte completa.
A – Corrente de Saída, B – Conversor 1 , C – Conversor 2

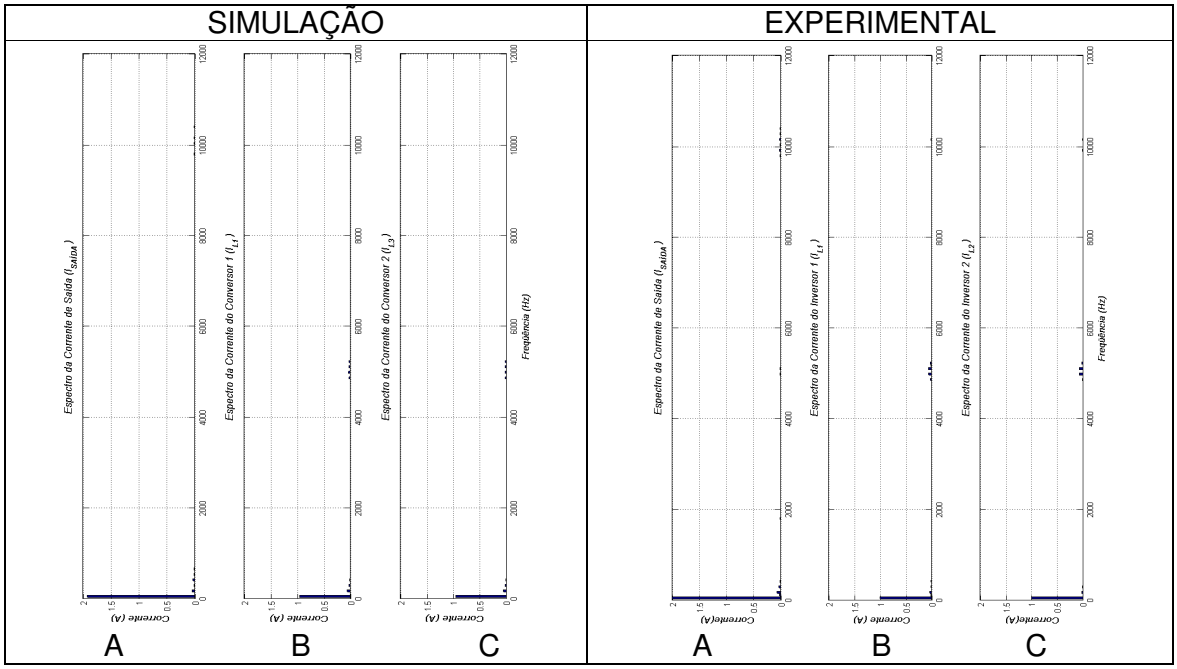


Figura 4.5.3– Espectros da simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação paralela de dois conversores ponte completa.
A – Corrente de Saída, B – Corrente do Conversor 1, C – Corrente do Conversor 2

4.6 Associação Paralela de Inversores com fonte comum.

Simulou-se e implementou-se a associação paralela de dois conversores conforme a figura 3.3.7 com os parâmetros da tabela 4.6-1. Os resultados podem ser vistos na figura 4.6.1 e os espectros das formas de onda na figura 4.6.2

Tabela 4.6-1- Dados da implementação da Associação paralela com fonte CC única.

Símbolo	Parâmetro	Valor
$2V_{d1}$ e $2V_{d2}$	Tensão do barramento CC	24V
F_C	Freqüência de Chaveamento	2520Hz
F_A	Freqüência de Amostragem	5040Hz
L_{F1}, L_{F2}, L_{F3}, L_{F4}	Indutor de Filtro	2.5mH
C_F	Capacitor de Filtro	20µF
R	Carga Resistiva	10Ω
K_p	Ganho Proporcional	30
K_I	Ganho Integral	0.8

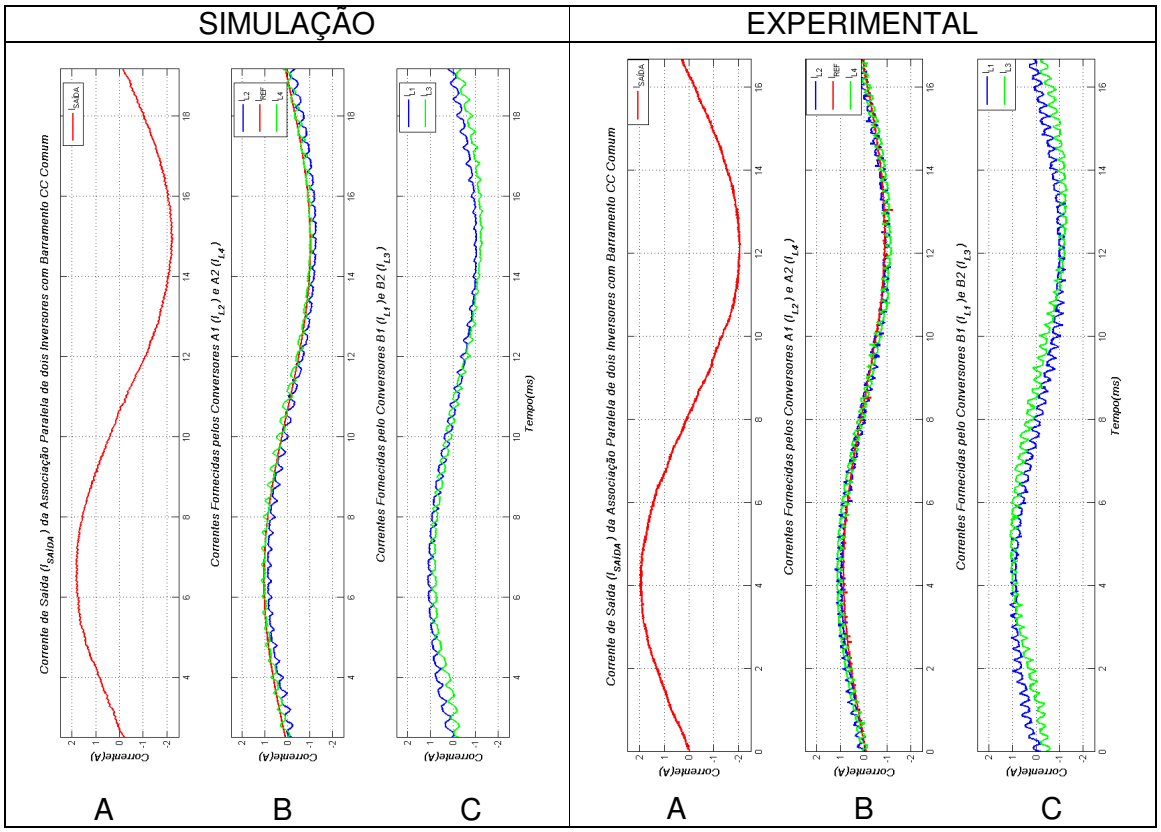
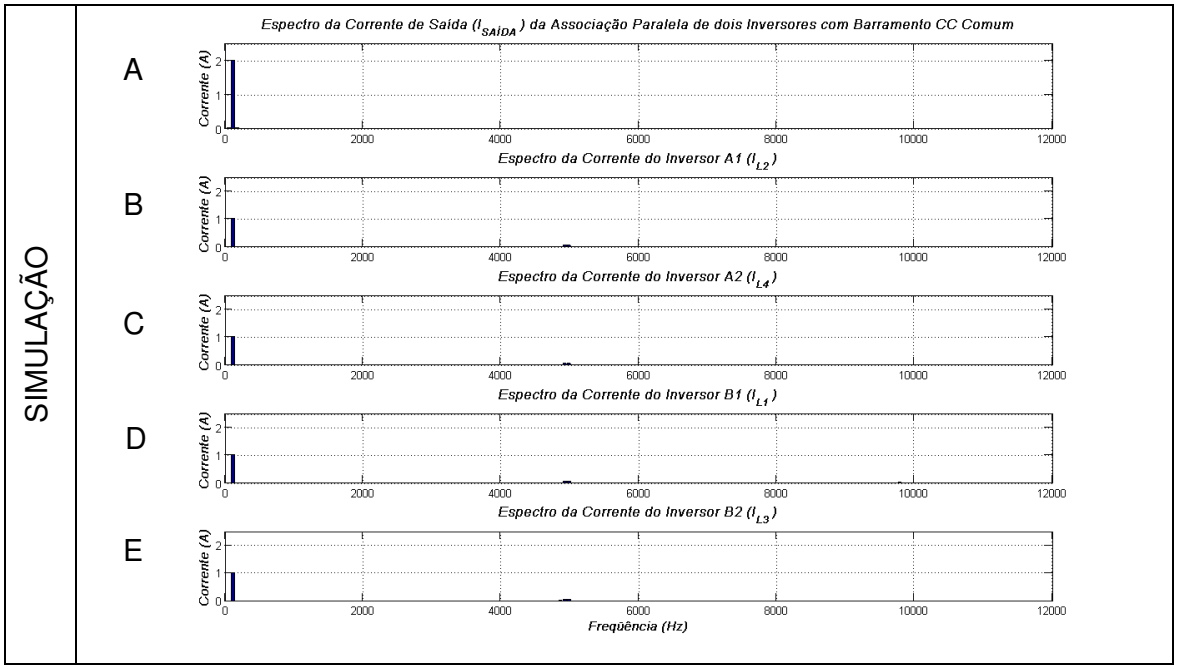


Figura 4.6.1– Resultado de simulação (esquerda) e experimental (direita) da associação paralela de dois conversores ponte completa.
A – Corrente de Saída,
B – Corrente do Conversor A1 (Azul) e A2 (Verde),
C – Corrente do Conversor B1 (Azul) e B2 (Verde)

Os resultados experimentais são coerentes com a simulação. Verifica-se a divisão das correntes entre os conversores como no circuito com barramento CC isolados.

Nota-se que a corrente do quarto braço (i_{LB2}) apresenta uma defasagem significativa por acumular os erros de amplitude e fase dos três controladores. Esse erro pode ser diminuído aumentando-se o ganho dos controladores, porém deve-se levar em conta o limite de estabilidade. Para os casos acima os erros devem-se principalmente a perturbação na malha de corrente devida às quedas de tensão das chaves. Para confirmar esta afirmação mostra-se na figura 4.6.3 os resultados de simulação desprezando as quedas de tensão nas chaves. Nota-se que os erros de fase tornam-se desprezíveis. Nos casos reais a tensão do barramento CC é muito maior que a queda de tensão nas chaves, resultando em formas de onda semelhantes as da figura 4.6.3.

Para o controle do conversor foram utilizados três controladores de corrente, do tipo Proporcional Integral com anti-windup, além da injeção da média das tensões de referência conforme a figura 3.3.2.



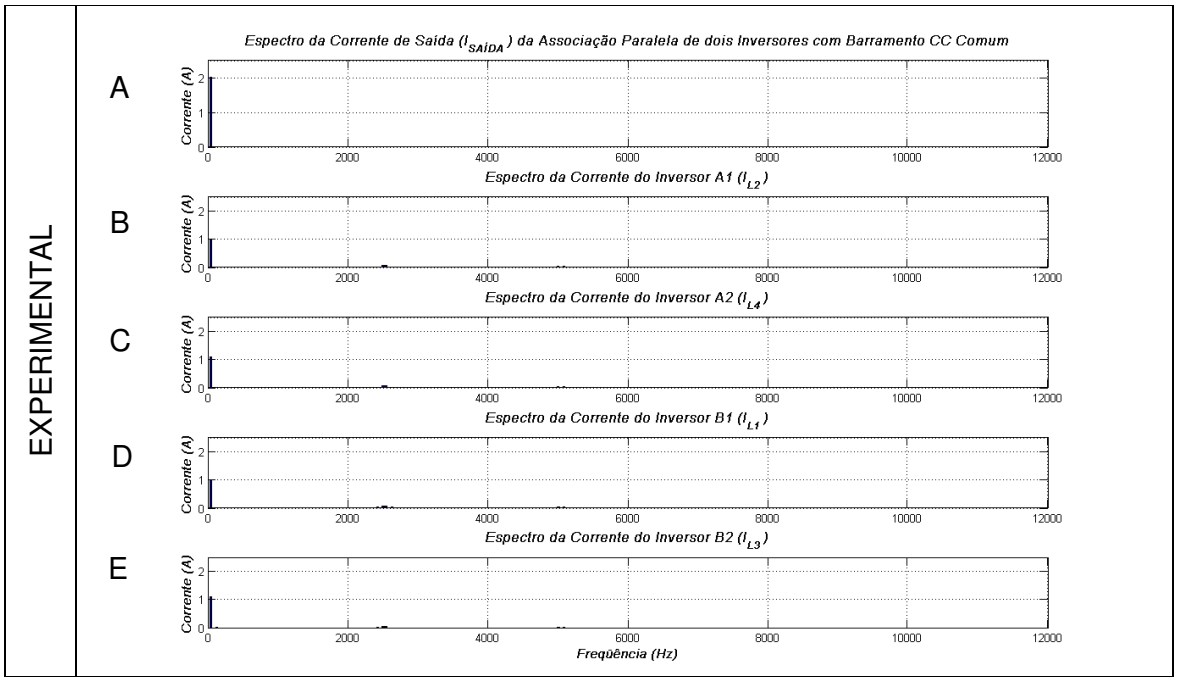


Figura 4.6.2– Espectros da simulação (Acima) e experimental (Abaixo) da associação paralela de dois conversores ponte completa com barramento CC único.

A – Corrente de Saída
B – Corrente do Conversor A1
C – Corrente do Conversor A2
D - Corrente do Conversor B1
E - Corrente do Conversor B2

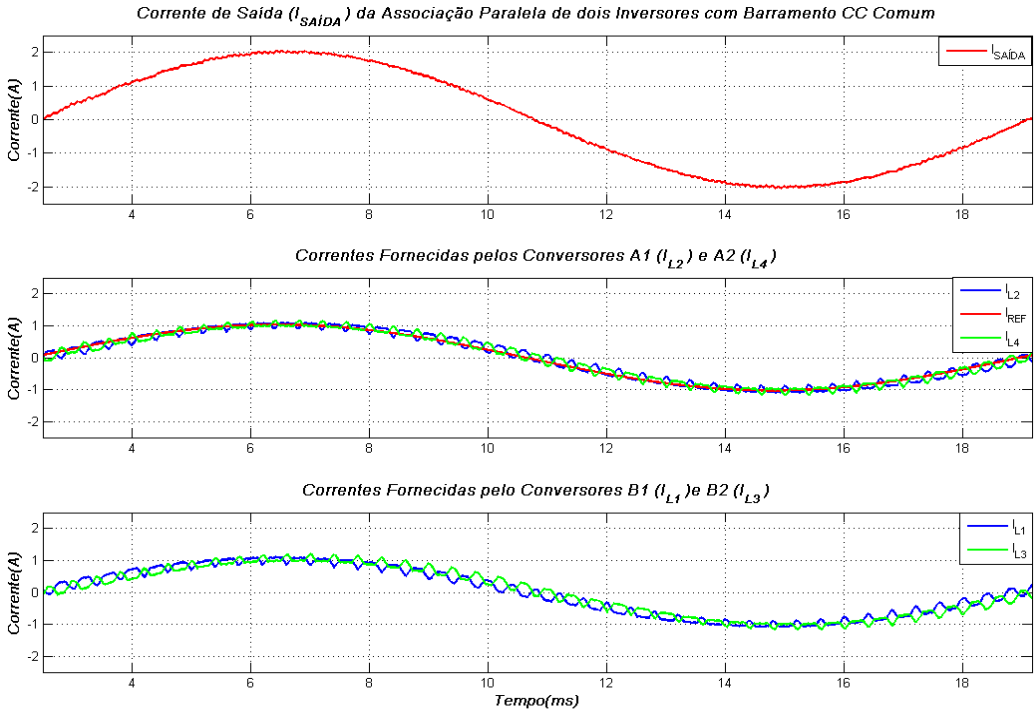


Figura 4.6.3 – Resultado de simulação sem às quedas de tensão das chaves

5. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou algumas das topologias mais conhecidas de conversores multinível. Para a topologia ponte completa monofásica e suas associações foi apresentado um estudo mais aprofundado dos métodos de controle e modulação, simulações e resultados experimentais. A motivação do trabalho é a necessidade cada vez maior de conversores capazes de fornecer elevadas potências com reduzido *ripple* nas correntes e tensões de saída.

O capítulo 1 mostrou que os conversores mais estudados são:

- NPC – neutral point clamped.
- Flying-capacitor.
- Ponte Completa Monofásica e suas Associações.

Entre estes conversores os do tipo NPC três níveis, Ponte Completa com três níveis e suas associações são os que possuem maior campo de aplicação.

O conversor do tipo ponte completa foi escolhido como principal objeto deste estudo devido:

- Possibilidade de operação com valores elevados de corrente (associação paralela) ou tensão (associação série).
- Modularidade.
- Simplicidade na montagem quando comparado as outras topologias.
- Menor número de componentes.
- Facilidade no aumento do número de níveis.

Após estudos das topologias foram apresentadas algumas estratégias de modulação para os conversores multinível. Entre as estratégias analisadas foi selecionada a baseada em deslocamento angular das portadoras por sua simplicidade de implementação em DSP e pela eliminação dos (n-1) primeiros grupos de harmônicos do espectro da tensão de saída, onde n é o número de níveis da tensão de saída.

Apresentaram-se os principais campos de aplicação de conversores multinível na indústria e em sistemas de potência. Na indústria o principal campo de aplicação dos conversores é para o acionamento de motores. Já em sistemas de potência eles encontram aplicações em sistemas de compensação de reativos, FACTS, DVR, filtros ativos, HVDC entre outros.

No estudo do conversor ponte completa iniciou-se o estudo pela modulação do tipo bipolar. Este tipo de modulação apresenta um elevado conteúdo harmônico na tensão / corrente de saída, já que possui harmônicos em torno de todos os múltiplos da freqüência de chaveamento. Apesar desta desvantagem este tipo de modulação é amplamente empregado muitas vezes por desconhecimento do chaveamento unipolar e ou pela limitação do hardware existente para implementação do conversor.

Para o conversor ponte completa, verificou-se que a modulação unipolar, obtida pela simples modificação no modulador PWM, reduz consideravelmente o conteúdo harmônico da tensão de saída do conversor. Para isto basta utilizar um modulador PWM extra com uma referência com sinal trocado para acionamento do segundo braço do conversor. Neste tipo de modulação nota-se que existem harmônicos apenas em torno dos múltiplos pares da freqüência de chaveamento eliminando todos os grupos que existiam na modulação bipolar em torno dos múltiplos ímpares. Além desta vantagem, ainda obtém-se um valor de *dv/dt* igual à metade do obtido no chaveamento unipolar. Estes resultados foram verificados através de simulação numérica e testes em modelo em escala reduzida.

Seguiu-se o trabalho estudando-se as associações série e paralela das pontes completas monofásica com modulação unipolar.

Na conexão série de conversores discutiram-se as possibilidades da associação simétrica, com tensões CC nos barramentos iguais, e a assimétrica com valores de tensões diferentes.

Na associação série assimétrica obtém-se uma tensão de saída com maior número de níveis que na associação simétrica. As potências fornecidas pelos conversores possuem valores distintos, sendo que em alguns casos o conversor com maior tensão CC pode trabalhar com potências maiores do que a própria carga.

Concentrou-se o trabalho na associação série simétrica, onde o número de níveis na tensão de saída é menor que no caso assimétrico, porém cada conversor opera sempre com potência igual aos demais. Utilizando o método de modulação com portadoras deslocadas e dois controladores PI cascateados, um de tensão e um de corrente, simulou-se e implementou-se esta associação obtendo-se resultados (4.4) coerentes com a teoria apresentada (3.1.3).

Na associação paralela de conversores foram apresentadas duas possibilidades de conexão dos conversores: com barramentos CCs isolados e com barramento CC único. Neste item do trabalho encontra-se sua maior contribuição, já que na bibliografia consultada pelo autor, poucos são os autores que apresentam a possibilidade de associação de pontes completas monofásicas com barramento CC único.

Na associação com barramentos CC isolados obtém-se um sistema com posto igual a dois (3.3.2) sendo portanto necessário um controlador de corrente para cada conversor. Utilizando o método de modulação com portadoras defasadas no tempo e dois controladores de corrente implementou-se esta associação. Os resultados obtidos (4.5) apresentam correntes individuais com freqüências em torno de duas vezes a freqüência de chaveamento e seus múltiplos, coerentes com a teoria apresentada (3.1.4). A corrente de carga apresenta raias em seu espectro apenas em torno de múltiplos de quatro vezes a freqüência de chaveamento.

Já na associação paralela com barramento CC comum mostrou-se que para balancear as correntes nos 2N ramos dos N conversores, são necessários 2N-1 controladores de corrente. Foram propostas, nas equações 3.3-8 e 3.3-9, duas possibilidades para o cálculo em tempo real da tensão de referência do quarto braço (2N^{ésimo} braço). Nas simulações e resultados experimentais notou-se a forte influência da queda de tensão nas chaves, no rastreamento das correntes dos ramos. Como a 2N^{ésima} corrente é uma combinação linear das 2N-1 demais, apresenta elevado erro de fase. Este efeito é desprezível em conversores reais, onde a tensão do barramento CC é significativamente maior que as quedas de tensão nas chaves.

Apresentou-se uma forma eficaz para controle de conversores associados em paralelo com fonte CC única. Este tipo de associação encontra aplicações em equipamentos como DVR,FACTS, Retificadores, Inversores para motores e Sistemas de alimentação ininterrupta, onde normalmente existe apenas um barramento CC disponível. Esta topologia apresenta tensões CC e CA limitadas pela capacidade nominal das chaves e capacitores. A operação com tensões menores, por seu lado evita os necessários cuidados de isolação, associação série de capacitores e/ou chaves. Tensões maiores de saída poderiam ser

obtidas através de um transformador convencional conectado à saída da associação de conversores.

Para continuação deste trabalho podem ser estudadas as associações com conversores do tipo NPC, principalmente a associação paralela com fonte única. Para o caso das associações com fontes isoladas, que encontram grande utilidade com fontes renováveis de energia, é interessante o estudo na variação das tensões dos barramentos CC. Para este caso pode ser necessário a especificação de um conversor CC/CC para equilíbrio das tensões. Sugere-se também que seja averiguada a utilização da associação de um número maior que dois conversores.

6. BIBLIOGRAFIA

ADY, G. G. **"Adaptable Power Supply for Superconductive Magnetic Energy Storage System"**. IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 318-324, 1990

AGELIDIS, V. G.; CALAIS, M. **"Application Specific Harmonic Performance Evaluation of Multicarrier PWM Techiniques"**. Power Electronics Specialists Conference (PESC'98), pp. 172-178, 1998.

AKAGI, H. et al. **"Control Strategy of Active Filter Using Multiple Voltage-Source PWM Converters".** IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 460-465, May-June-1986.

AKAGI, H. **"Large Static Converters for Industry and Utility Applications"**, Proceedings of IEEE, Vol. 89, no. 6, pp. 976-983, June 2001.

AL-DHALAAN, S.; AL-MAJALI, J.; O'KELLY, D. **"HVDC converter using self-commutated devices"**. IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1164-1173, 1988.

ALEPUZ, S. et al. **"A New Approach for the Connection of a Three-level Inverter to the Power Grid for Applications in Solar Energy Conversion".** Industry Electronics Conference. (IECON'02), Vol. 4, pp. 3285-3290, 2002.

ARSOY, A. et al. **"Power Converter and SMES in controlling Power System Dynamics"**, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conference (IAS'00), vol. 4, pp. 2051-2057, Oct. 2000.

ARSOY, A. et al. **"StatCom-SMES"**. IEEE Industry Applications Magazine, vol. 9, no. 2, pp. 21-28, Mar/Apr. 2003.

AVAGO (HCPL-316J). Data sheet do disparador HCPL-316J. Disponível em < http://www.avagotech.com/docs/AV02-0717EN > . Acessado em 15/02/2009.

BARCENAS, E.; RAMIREZ, S.; CÁRDENAS, V.; ECHAVARRÍA, R. **"Cascade Multilevel Inverter with only one DC Source".** Power Electronics Congress 2002, Technical Proceedings CIEEP, pp 171-176, 2002 .

BOSCAPÉ, R. P. T.; PERIN, A. J. **"O Transisotr IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência".** Editora Sagra Luzzatto, Porto Alegre, 1997.

BHAGWAT, P. M.; STEFANOVIC, V. R. **"Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter"**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-19, no. 6, pp. 1057-1069, 1983.

BUSO, S., FASOLO, S.; MATTAVELLI, P."**Uninterruptible Power Supply Multi-Loop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current**

Regulators" IEEE Transactions on Industry Applications, November/December 2001, vol.37, no.6, pp.1846-1854.

CARDENAS, V. et al. **"Analysis and Design of a Three-Phase Sligind Mode Controller for a Shunt Active Power Filter"**, Power Electronics Specialists Conference (PESC'99), vol. 1, pp. 219-223, 1999.

CARPITA, M.; TENCONI, S. **"A Novel Multilevel Structure for Voltage Source Inverter"**, Proceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications, CD-ROM, Aug.1991.

CARRARA, G. et al. **"A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis"**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, n. 3, pp. 497-505, July 1992.

CARRARA, G. et al. **"Optimal PWM for the Control of Multilevel Voltage Source Inverter"**. 5th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE'93), vol. 4, pp. 255-259, 1993.

CENGELCI, E. et al. **"A new medium-voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives"**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, Issue 3, pp. 628-637, May-June 1999.

CHOI, N. S. ; CHO, J. G.; CHO, G. H. **"A general circuit topology of multilevel inverters**", IEEE Power Electronics Specialists Conference. pp. 96 – 103, 1991

CORZINE, K. A.; BAKER, J. R.; YUEN, J. **"Reduced parts-count multilevel rectifiers"**, in Conf Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, Sept. 2001, CD-ROM

COURAULT, J. ; LAPIERRE, O. ; POULIQUEN, J. L. **"Industrial Interest of Multilevel Converters",** Proceedings of the 8th European Conference On Power Electronics and Applications, CD-ROM, 1999.

DEPPENBROCK, M. "**Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine"**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, pp. 420-429, July 1988.

DIJKHUIZEN, F. R. et al. **"Multilevel converter with auxiliary resonant commutated pole"**, IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 1440-1446, Oct. 1998.

DOHT, H. C. et al. **"Design and Behavior of a Superconducting Energy Management Systems (SEMS) for Industrial Power Quality Applications"**, 8th European Conference on Power Electronics Applications (EPE'99), CD-ROM. 1999.

FARDANESH., B. **"Optimal Utilization, Sizing, and Steady-State Perfomance Comparison of Multiconverter VSC-Based FACTS Controllers**", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, Issue 3, pp. 1321-1327, July 2004.

FARDANESH, B. et al. **“Multi-Converter FACTS Devices: The Generalized Unified Power Flow Controller (GUPFC)”**, Power Engineering Society Summer Meeting, vol. 2, pp. 1020-1025, July 2000.

FUKUDA, S.; SUZUKI, H. **“Harmonic Evalution of Carrier-Based PWM Methods Using Harmonic Distortion Determining Factor”**. PCC-Nagaoka’97 Conference Proceedings, pp. 259-264, 1997.

HANSEN, L. H. et al. **“Conceptual Survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines”**. Riso National Laboratory, December 2001. www.risoe.dk/rispubl/VEA/ris-r-1205.htm. Acessado em 16/02/2009.

HASSAN, I. D.; BUCCI, R.M.; SUE, K.T. **"400 MW SMES Power Conditioning System Development and Simulation".** IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 237 - 249,July 1993.

HILL, W. A.; HARBOUT, C. D. **“Performance of medium voltage multi-level inverters”**, Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 1186-1192, Oct. 1999.

HITI, S.; BOROJEVIC, D. **“Control of Front-End Three-Phase Boost Rectifier”**, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC’94), vol. 2, pp. 927-933, 1994.

HOCHGRAF, C. et al. **“Comparison of Multilevel Inverter for Static VAr compensation”**, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 921-928, 1994.

HU, H.; YAO, W.; LU, Z. **“Design and Implementation of Three-Level Space Vector PWM IP Core for FPGAs”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n. 6, Nov. 2007.

KARADY, G. G. **"Adaptable Power Supply for Superconductive Magnetic Energy Storage System"**, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’90), pp. 318-324, June 1990.

KHERALUWALA D.; DIVAN, D. **“Delta Modulation strategies for resonant dc link inverters”**. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’87), pp. 271-278, 1987.

KINOSHITA et al. **"Development of high Performance Self Commutated Power Converters”**, Cigre Tokyi Symposium, May 1995.

KOLAR, J. W.; DROFENIK, U.; ZACH, F. C. **“Current Handling Capacity of the Neutral Point of a Three-Phase/Switch/Level Boost-Type PWM (Vienna) Rectifier”**, IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC’96), vol. 2, pp. 1329-1336, 1996.

International Rectifier (IRGP50UD). Data sheet do transistor IRG4PC50UD. Disponível em http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irg4pc50ud.pdf >. Acessado em 16/02/2009.

JOOS, G.; HUANG, X.; OOI, B.T. **"Direct-Coupled Multilevel Cascaded Series VAR Compensators".** IEEE Industry Applications Annual Meeting (IAS'97), pp. 1608 – 1615, 1997.

KELLER, C.; TRADOS, Y. **"Are Paralleled IGBT Modules or Paralleled IGBT Inverters the Better Choice?"**, European Conference on Power Electronics and Applications, vol. 6, pp.1 - 6, 1993.

LAI, J. S.; PENG, F. Z. **"Multilevel converters – A new breed of power converters"**, IEEE Transactions on Industry Application, vol. 32, pp. 509-517, 1996.

LATAIRE, P. **"White paper on the new ABB medium voltage drive system, using IGCT power semiconductor and direct torque control"**. EPE Journal, vol. 7, n. 3, pp. 40-45, Dec. 1998.

LEE, Y. H.; KIM, R. Y.; HYUN, D. S**. "A Novel SVPWM Strategy Considering DC-Link Balancing for a Multilevel Voltage Source Inverter"**. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'99). Vol. 1. pp. 509-514. 1999.

LEM Current and Voltage Transducer. Disponível em < http://www.lemusa.com >. Acessado em 16/02/2009.

LIU, H. L.; CHOI, N. S.; CHO, G. H**. "DSP Base Space Vector PWM for Three-Level Inverter with DC-Link Voltage Balancing"**. IEEE Int. Conf. on Industrial Electronics and Instrum. (IECON'91) Vol. 1. pp. 197-203. 1991.

LIU, Y. H. et al. **"Application of the multi-level current reinjection concept to HVDC transmission"**. IEE Proceedings. Generation, Transmission and Distribution, pp. 399-404, 2007.

LOUDOT, S. et al. **"Active Current Filter for MV/HV Networks"** European Conference on Power Electronics and Applications (EPE-95) , pp.129-134, 1995.

LUCKJIFF, G.; DOBSON, I.; DIVAN, D. "**Interpolative sigma delta modulators for high frequency power electronic applications".** IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), pp. 444 – 449, 1995.

LUND, R. et al. **"Control Strategy for a hybrid seven-level inverter"**, Proceedings European Power Electronics Conference (EPE'99), 1999, CD-ROM.

MARCHESONI, M.; MAZZUCCHELLI, M.; TENCONI, S. **"A non conventional power converter for plasma stabilization"**, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'88), vol. 1, pp 122-129, 1988.

MARCHESONI, M.; TENCA, P. **"Theoretical and Practical Limits in Multilevel MPC Inverters with Passive Front Ends"**, Proceedings of the 10th

European Conference on Power Electronics and Applications, CD-ROM, Aug. 2001.

MANJREKAR, M.; VENKATARAMANAN, G.**"Advanced Topologies and Modulation Strategies for Multilevel Inverters".** Power Electronics Specialists Conference (PESC'96), pp 013-1018, 1996.

MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. **"A Hybrid Multilevel Inverter Topology for Drive Applications"**, IEEE-APEC'98 Conference Proceedings, pp. 523-529, 1998.

MANJREKAR, M. D.; STEIMER, P. K; LIPO, T. A. **"Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications"**. IEEE Transactions on Industry Applications., vol. 36, pp 834-841, May/June 2000.

MATAKAS Jr., L. **"Conexão Paralela de Conversores Estáticos do tipo Fonte de Tensão sem Transformador",** Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo, 1998.

MATSUNO et al. **"Development of Static VAR Generator for Power Systems and its Application Effects"**. IEEE Workshop of Power Electronics to Power Facilities, Sep. 1990.

MESHRAM, P. M. et al **"VSC-HVDC FOR IMPROVEMENT OF QUALITY OF POWER SUPPLY".** IEEE Power Enginering Society Summer Meeting, vol. 3, pp. 256 – 259, 2001.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H.. **"Multilevel Conversion: High Voltage Choppers and Voltage Sources Inverters"**, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'92), Vol. 1, pp. 397-403, 1992.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H.. **"Multilevel Converters and Derived Topologies for High Power Conversion"**, IEEE Int. Conference on Industrial Electr. and Instrumentation (IECON'95), vol 1, pp. 21-26, 1995.

MOHAN, UNDELAND, ROBBINS. **"Power Electronics: Converters, Applications and Design. Third Edition"** John Wiley & Sons.

NABAE, A. ; TAKAHASHI, I. ; AKAGI H.. **"A new neutral-point clamped PWM inverter"** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, pp. 518-523, Sep./Oct. 1981.

NAKAMORI, A. et al. **"SVC Control System for Arc Furnaces".** IPEC, p.615 621, 1995.

PENG, D. et al. **"Modulation and control strategies of ZCT three-level choppers for SMES application"**, in Proceedings IEEE PESC, Galway, Ireland, pp. 121-126, June 2000.

PENG, F. Z.; FUKAO, T. **“A Multilevel Inverter for static VAr Generator applications”**, in IEE Japan., Paper SPC-93-71 ,1993.

PENG, F. Z. et al. **“A Multilevel Voltage Source Inverter with Separate DC Sources for Static VAr Generation”**, IEEE-IAS’95 Conference Proceedings, pp. 2451-2548, 1995.

PENG, F. Z.; MCKEEVEr, J. W.; ADAMS, J. **“Cascade Multilevel Inverters for utility applications”**, in Proceeding IEEE IECON’97, pp. 437-442, Nov. 1997.

PENG, F. Z.; MCKEEVEr, J. W.; ADAMS, D. J.. **"A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems".** IEEE Transaction on Industry Applications, pp. 1293 – 1298, Nov/Dec. 1998 .

PENG, F. Z. **“A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing”,** IEEE Transactions on Industry Applications., vol. 37, pp. 611–618, Mar./Apr 2001.

PERERA, L. B. et al. **“Multilevel current reinjection self-commutated HVDC converter”**. IEE Proceedings. Generation, Transmission and Distribution, pp. 607-615, 2005.

POU, J. **“Modulation and Control of Three-Phase PWM Multilevel Converters”**, Tese de Doutorado. Universitat Politècnica de Catalunya. Nov. 2002.

RECH, C; HEY, H. L.; GRÜNDLING, H. A.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, J. R., **"A New Hybrid Multilevel System for Medium Voltage AC Motor Drives"**, in Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), 2003,

RECH, C; GRÜNDLING, H. A.; HEY, H. L.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, J. R.; RENES, J., **"Uma metodologia de projeto generalizada para inversores multiníveis híbridos"**, in XIV CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA pp. 763-769, 2002.

RODRIGUES, J. et al.**“High Voltage Multilevel Converter with Regeneration Capability”**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, n. 4, pp.839-846, Aug. 2002.

RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z. **“Multilevel Inverters: a survey of topologies, controls, and applications”,** IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 49, Issue 4, pp. 724 – 738, Sep./Oct. 2002.

SHAKWEK, Y.; LEWIS, E. A. **“Assessment of Medium Voltage PWM VSI Topologies for Multi-Megawatt Variable Speed Drive Applications”**, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’99). Vol. 2, pp 656-971, 1999.

SILVA, L. A.; PIMENTEL, S. P.; POMILIO, J. A. **“Sistema de Filtragem ativa com inversor multinível assimétrico em cascata de dezenove níveis e**

controle de tensão do barramento CC”, Revista ISobraep de Eletrônica de Potência Volume 11 no. 1, pp. 17-24, 2006.

SONG, B. M.; LAI, J. S. **“A multilevel soft-switching inverter with inductor coupling”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, pp. 628–636, Mar./Apr. 2001.

SONG, B. M. et al. **“A soft-switching high-voltage active power filter with flying capacitors for urban maglev system applications”**, IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 1461–1469, Sept. 2001.

SOTO, D.; GREEN, T. **“A Comparison of High-Power Converter Topologies for the Implementation of FACTS Controllers”,** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 5, pp. 1072-1080, Oct. 2002.

SUH, B.; HYUN, D. S. **“A new N-Level High Voltage Inversion System”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, no. 1, Feb. 1997.

SUH, B. et al. **“Multilevel Power Conversion – An overview of Topologies and Modulation Strategies”**, 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments, vol. 2, pp. AD11-AD24, 1998.

SUH, J. H.; CHOI, C. H.; HYUN, D. S**. “A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters”**. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC’99), Vol. 1, pp. 515-520, 1999.

SUZUKI, K.; NAKAJIMA, T.. **"Minimum Harmonics PWM Control for a Self-commutated SVC” "**, PCC Yokohama, pp. 615-620, 1993.

TAKEDA, M. et al. **"Harmonic and Reactive power Compensation with an active filter"** IEEE PESC-88, pp. 1174, 1988.

TAKEDA, M. et al. **"Development of an SVG Series for Voltage Control over Three-Phase Unbalance Caused by Railway Load".** IPEC, pp.603-608, 1995.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K. **“Multilevel Converters – A survey”**, Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, 1999. (CD-ROM)

TEODORESCU, R. et al. **“Multilevel Inverter by Cascading Industrial VSI”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 832-838, Aug. 2002.

Texas Instruments (C2000). Página da Família DSP família C2000. Disponível em <http://dspvillage.ti.com/docs/allproducttree.jhtml;jsessionid=IMUDNBX0VTIX3QC1JAVB3KQ?pageId=C2 >. Acessado em 16/02/2009

Texas Instument (DCP01B). Data sheet do conversor CC/CC DCP01B. Disponível em < http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/dcp010515b.pdf >. Acessado em 16/02/2009.

TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABETLER, T. G. **"Multilevel Converters for Large Electric Drives"**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 1, pp. 36-44, Jan/Feb .1999.

TOLBERT, L.; PENG, F. **"Multilevel Converters as a Utility Interface for Renewable Energy Systems"**. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, vol. 2, pp. 1271-1274, 2000.

VELAERTS, B. ; MATHYS, P.; ZENDAOUI, Z. F. **"Study of 2 and 3-Level Precalculated Modulation (PWM VSI)"**. 4th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'91), vol. 3, pp. 228-234, 1991.

YUAN, X.; BARBI, I. **"Zero voltage switching for three level capacitor clamping inverter"**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, pp. 771–781, July 1999.

YUAN, X.; BARBI, I. **"Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter"**, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 15, n. 4, pp 711-718, July 2000.

WALCZYNA, A. M.; HILL, R. J.**"Space Vector PWM strategy for 3-level inverters with direct self control"**. 5th European Conf. Power Electronics, pp. 152-157, 1993.

WALKER, G.; LEDWICH, G. **"Bandwith Considerations for Multilevel Converters"**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 1, pp. 74-81, Jan. 1999.

WATANABE, E.H.; BARBOSA, P.G. **"FACTS Technology: Devices"**. XI Congresso Bras. de Automática, 1996, São Paulo, pp.1059.

ZHANG, Z.; OOI, B. **"Multimodular Current-Source SPWM Converters for a Superconducting Magnetic Energy Storage System"**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, n. 3, pp. 250-256, 1993.

ZYL, A.; ENSLIN, J.; SPEE, R. **"A New Unified Approach to Power Quality Management"**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 5, pp. 691-697, Sep. 1996.