

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA
FONTE CA DE POTÊNCIA HÍBRIDA BASEADA EM
CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Guilherme Sebastião da Silva

Santa Maria, RS, Brasil

2013

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA
FONTE CA DE POTÊNCIA HÍBRIDA BASEADA EM
CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR**

Guilherme Sebastião da Silva

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech

Santa Maria, RS, Brasil

2013

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Silva, Guilherme Sebastião da, 1986-

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CA DE POTÊNCIA HÍBRIDA BASEADA EM CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR / Guilherme Sebastião da Silva. Orientador: Cassiano Rech. Santa Maria, 2013.

150 p. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2013

1. Engenharia Elétrica 2. Eletrônica de Potência
3. Fonte CA de Potência 4. Conversores Multiníveis Modulares
5. Amplificadores Lineares I. Rech, Cassiano II. Título.

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Central da UFSM

©2013

Todos os direitos autorais reservados a Guilherme Sebastião da Silva. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Erly de Almeida Lima, 195, Apto 202, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97105-120

Fone: +55 55 81440046;

Endereço Eletrônico: guilhermesds@gmail.com

Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

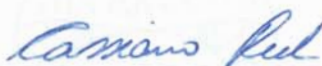
A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA
FONTE CA DE POTÊNCIA HÍBRIDA BASEADA EM
CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR**

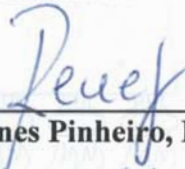
elaborada por
Guilherme Sebastião da Silva

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:



Cassiano Rech, Dr.
(Presidente/Orientador)



José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)



Rafael Conatto Beltrame, Dr. (UFSM)



Yales Rômulo de Novaes, Dr. (UDESC)

Santa Maria, 30 de Agosto de 2013.

*Dedico este trabalho a meus pais Cesar e Grace,
aos meus irmãos Virgínia e Rafael.*

*À minha noiva Ana Paula,
pelo apoio, amor e dedicação*

AGRADECIMENTOS

Minha eterna gratidão à minha família, especialmente a meus pais, Cesar Roberto e Grace, e aos meus irmãos Virgínia e Rafael, pelo amor e educação recebidos em todos os momentos.

A minha noiva Ana Paula, meu agradecimento por todo amor, incentivo e inspiração, fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu orientador prof. Cassiano Rech, pelo exemplo de determinação profissional, pela amizade, confiança e ensinamentos dedicados a este trabalho.

Gostaria de agradecer também ao colega e prof. Rafael Concatto Beltrame, que esteve sempre disponível para me auxiliar com seu conhecimento.

Aos demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC): José Renes Pinheiro, Humberto Pinheiro, Hélio Hey, Hilton Gründling, Luciano Schuch, Leandro Michels, Mário Lúcio da Silva Martins, Robinson Figueiredo de Camargo, Fábio Bisogno e Vinícius Foletto Montagner.

Meu agradecimento em especial aos colegas do GEPOC: Clécio Fischer, Fabricio Cazakevicius e Ademir Toebe, que contribuíram para o desenvolvimento prático desse trabalho, agradeço pela amizade, troca de experiências e momentos de descontração.

Também agradeço aos colegas: Antônio Andrade, Celso Tischer, Fabrício Dupont, Fernando Beltrame, Hamilton Sartori, Josemar Quevedo, Jorge Massing, Julian Giacomini, Leandro Roggia, Renato Cardoso, Taciana Enderle, Tadeu Vargas e Thiago Bernardes pela amizade, troca de conhecimentos e momentos de descontração. Aos alunos de iniciação científica Antônio Bordini, Felipe Lorenci, Henrique Figueira, Gabriel Saccol, Juliano Grigulo, Leonardo Bertagnolli e Rodrigo Krug.

Gostaria de agradecer também aos amigos e colegas Leonardo Corrêa e Iuri Castro Figueiró pelo apoio e pelos momentos de agradável convívio durante a Pós-Graduação.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), que forneceu infraestrutura para o desenvolvimento deste trabalho, e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro. Aos funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), pelo trabalho desenvolvido e pelo suporte acadêmico prestado, fundamental para as atividades do programa.

À Deus pela vida.

*“Não me desencorajo, porque cada tentativa errada
descartada é outro passo à frente.”*
Thomas A. Edison

*“E o que importa não é o que você tem na
vida, mas quem você tem na vida.”*
William Shakespeare

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CA DE POTÊNCIA HÍBRIDA BASEADA EM CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

AUTOR: GUILHERME SEBASTIÃO DA SILVA
ORIENTADOR: CASSIANO RECH

Local e Data da defesa: Santa Maria, 30 de Agosto de 2013.

Esta Dissertação contribuiu com o estudo de fontes CA de potência (*AC Power Source – ACPS*), através da proposta, desenvolvimento e implementação de uma nova topologia híbrida de ACPS. De forma geral, a topologia híbrida proposta é definida a partir da conexão série entre um Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter – MMC*), denominado amplificador principal, e um Amplificador Linear de Potência (*Linear Power Amplifier – LPA*), denominado amplificador de correção. Com esta conexão, a ACPS proposta sintetiza uma forma de onda de saída com elevada fidelidade em relação à forma de onda de referência, juntamente com elevada banda-passante. A principal contribuição da topologia proposta é a possibilidade de simplificação do estágio de entrada do amplificador principal, uma vez que o MMC requer apenas um barramento CC para o fornecimento de potência à carga. No decorrer deste trabalho, também é apresentada uma análise para o projeto do barramento CC do amplificador linear, uma vez que o mesmo influencia diretamente no rendimento da ACPS. Em relação ao amplificador principal, são apresentados os modelos dinâmicos para o projeto do sistema de controle, que deve garantir a minimização da componente circulante dos polos do MMC, bem como garantir o balanço de potência do conversor através do controle da soma e da subtração das tensões dos capacitores das células. Adicionalmente, é apresentada uma análise para o projeto dos indutores dos polos em função da ondulação de corrente na frequência de chaveamento. O protótipo da ACPS é composto por oito submódulos meia-ponte, acionados através do sistema de controle implementado em um Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor – DSP*) e através do algoritmo de balanço das tensões implementado em uma FPGA (*Field-Programmable Gate Array*). A partir da implementação da ACPS em laboratório, são apresentados os resultados experimentais com o propósito de comprovar a metodologia empregada no projeto dos amplificadores principal e de correção, bem como da estratégia de controle.

Palavras-chave: Conversor Multinível Modular. Fonte CA de Potência Híbrida. Eletrônica de Potência.

ABSTRACT

Master Thesis
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

STUDY AND DEVELOPMENT OF A MODULAR MULTILEVEL CONVERTER BASED HYBRID AC POWER SOURCE

AUTHOR: GUILHERME SEBASTIÃO DA SILVA

ADVISOR: CASSIANO RECH

Place and Date: Santa Maria, August 30th, 2013.

This Master Thesis presents an AC Power Source (ACPS) study contribution through the proposal, design and implementation of a novel hybrid ACPS topology. In general, the proposed hybrid topology is defined from the series connection between a Modular Multilevel Converter (MMC), called main amplifier, and a Linear Power Amplifier (LPA), called correction amplifier. With this connection, the proposed ACPS enables the output waveform synthesis with high fidelity when compared to the reference waveform, also with a high bandwidth. The main contribution of the proposed topology is to allow the simplification of the main amplifier input stage, since the MMC requires a common DC bus for providing power to the load. Throughout this study, a linear amplifier DC bus design is presented, since it influences directly the ACPS performance. Regarding the main amplifier, dynamic models are presented for the control system design, which will ensure the circulating component minimization in the MMC poles, as well as ensuring the converter power flow balance by controlling the sum and subtraction of the capacitor voltages. Additionally, the pole inductors design considering the current ripple at the switching frequency is also presented. The ACPS prototype consists of eight half-bridge submodules, triggered by the control system implemented on a Digital Signal Processor (DSP) and through the selection algorithm implemented on a Field-Programmable Gate Array (FPGA). Finally, experimental results are provided in order to guarantee the employed methodology in the main and correction amplifiers design, through bench test prototype.

Keywords: Hybrid AC Power Source. Modular Multilevel Converter. Power Electronics.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| <p>Figura 2.1. Configurações dos amplificadores híbridos (YUNDT, 1986), onde $v_p(t)$ e $i_p(t)$ representam o amplificador principal, $v_c(t)$ e $i_c(t)$ representam o estágio de correção e $v_o(t)$ e $i_o(t)$ representam a saída do HPA. Configurações para saída em tensão (a) série e (b) paralela. Configurações para saída em corrente (c) série e (d) paralela.....</p> | 38 |
| <p>Figura 2.2. Configuração do tipo envelope (GONG, 2009).....</p> | 39 |
| <p>Figura 2.3. Configuração série. (a) Circuito teórico. (b) Formas de onda teóricas para um SMPA multiníveis e carga resistiva.</p> | 40 |
| <p>Figura 2.4. Principais configurações série. (a) Inversor meia-ponte (JEONG, 1997). (b) Inversor multiníveis assimétrico com células meia-ponte em série (BELTRAME et al., 2011b) (c) Inversor multiníveis com células ponte-completa em série simétrico (KOLAR, 2009), (GONG, HASSLER e KOLAR, 2011), (BELTRAME et al., 2011a) e assimétrico (MUELLER e PARK, 1994). (d) Inversor multiníveis com células ponte-completa e transformador de saída (HAMMOND e JOHNSON, 1994).</p> | 42 |
| <p>Figura 2.5. Classificação de conversores estáticos (KOURO et al., 2010).....</p> | 43 |
| <p>Figura 2.6. Topologias multiníveis monofásicas com (a) diodos de grampeamento (DC) e (b) com ponto neutro grampeado (NPC).....</p> | 44 |
| <p>Figura 2.7. Topologia multiníveis monofásica com capacitores de grampeamento.</p> | 45 |
| <p>Figura 2.8. Topologia multinível monofásica com N células ponte completa em série.....</p> | 46 |
| <p>Figura 2.9. Topologia multinível modular trifásica com N células por polo.....</p> | 46 |
| <p>Figura 2.10. Representação das topologias de submódulos comumente empregadas. (a) Submódulo meia-ponte. (b) Submódulo ponte-completa ou bifásica (R. MARQUARDT, 2001), (PEREZ et al., 2012). (c) Submódulo com ponto neutro grampeado (HILLER et al., 2009). (d) Submódulo duplamente grampeado (MARQUARDT, 2010), (MODEER, NEE e NORRGA, 2011).....</p> | 47 |
| <p>Figura 2.11. Aplicação de um conversor multinível em configuração <i>back-to-back</i> em sistemas HVDC (SAEEDIFARD, 2010).....</p> | 49 |
| <p>Figura 2.12. Aplicação de um conversor multinível modular em acionamento de máquinas de indução (HAGIWARA, NISHIMURA e AKAGI, 2010).</p> | 50 |
| <p>Figura 2.13. Aplicação de um conversor multinível no acionamento de máquinas elétricas para veículos de tração (GLINKA e MARQUARDT, 2004).....</p> | 50 |
| <p>Figura 2.14. Compensadores estáticos de reativos para operação em linhas de alta tensão e alta potência, Yang, Xiaofeng et al. (2011).....</p> | 51 |
| <p>Figura 2.15. Representação da estratégia NLC aplicada ao MMC. (a) Formas de onda do polo positivo e negativo e (b) da tensão de fase.</p> | 52 |
| <p>Figura 2.16. Formas de onda teóricas da estratégia de modulação PD aplicada ao MMC ($N = 4$) com modulantes e portadoras dos polos positivo e negativo para (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis ($V_{cc} = 1$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 15$).....</p> | 54 |

| | |
|---|----|
| Figura 2.17. Formas de onda teóricas da estratégia de modulação POD aplicada ao MMC ($N = 4$) com modulantes e portadoras dos polos positivo e negativo para (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis ($V_{cc} = 1$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 15$). | 55 |
| Figura 2.18. Formas de onda teóricas da estratégia de modulação APOD aplicada ao MMC ($N = 4$) com modulantes e portadoras dos polos positivo e negativo para (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis ($V_{cc} = 1$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 15$). | 55 |
| Figura 2.19. Formas de onda teóricas da estratégia de modulação PS aplicada ao MMC ($N = 4$) com as modulantes e portadoras dos polos positivo e negativo para (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis ($V_{cc} = 1$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 5$). | 56 |
| Figura 2.20. Topologia híbrida proposta por Gao et al. (2011). (a) Polo do conversor e (b) formas de onda da topologia híbrida e da topologia convencional quando aplicadas a um polo do MMC. | 57 |
| Figura 2.21. Representação da topologia utilizada para obtenção dos resultados de simulação. (a) MMC trifásico. (b) Submódulo meia-ponte ($k = 1,2,\dots,4$). | 58 |
| Figura 2.22. Tensão de saída obtida a partir da modulação PD aplicada ao MMC. (a) PD_{N+1} níveis; (b) PD_{2N+1} níveis e FFT, THD e DF1 da estratégia (c) PD_{N+1} e (d) PD_{2N+1} . | 59 |
| Figura 2.23. Tensão de fase obtida a partir da modulação POD_{N+1} aplicada ao MMC. (a) Forma de onda da tensão de fase (b) FFT, THD e DF1 da estratégia POD_{N+1} . | 60 |
| Figura 2.24. Tensão de fase obtida a partir da modulação $APOD_{N+1}$ aplicada ao MMC. (a) Forma de onda da tensão de fase (b) FFT, THD e DF1 da estratégia $APOD_{N+1}$. | 60 |
| Figura 2.25. Resultados de simulação da modulação PS_{2N+1} aplicada ao MMC ($N = 4$). (a) Forma de onda da tensão de fase (b) FFT, THD e DF1 da tensão de fase. | 61 |
| Figura 3.1. Estruturas genéricas do MMC. (a) Estrutura meia-ponte. (b) Estrutura ponte-completa ou bifásica. (c) Estrutura trifásica. | 66 |
| Figura 3.2. Estados de operação do SM meia ponte. Modo inserido: operação através da condução (a) da chave semicondutora S_1 ou (b) do diodo D_1 . Modo contornado: operação através da condução (c) da chave semicondutora S_2 ou (d) do diodo D_2 . | 67 |
| Figura 3.3. Conversor CC-CA meia-ponte. Topologia (a) e formas de onda teóricas da tensão de saída e a da tensão de cada polo (positivo e negativo). | 68 |
| Figura 3.4. Representação teórica da síntese de tensão $v_a(t)$ três níveis. (a) Topologia teórica. (b) Formas de onda teóricas da tensão de saída e a da tensão de cada polo (positivo e negativo). | 70 |
| Figura 3.5. Diagrama representativo dos possíveis estados de operação de um MMC três níveis. Estados de operação dos SMs do (a) polo positivo e (b) polo negativo (complementar ao positivo). | 71 |
| Figura 3.6. Conversor Multinível Modular com 5 níveis na tensão de fase com emprego da estratégia de modulação <i>phase-shift</i> PWM. (a) Circuito básico. (a) Formas de onda teóricas da tensão de saída e a da tensão de cada polo (positivo e negativo). | 72 |
| Figura 3.7. Diagrama dos estados de operação. (a) Diagrama básico para síntese de cinco níveis na tensão de fase $v_a(t)$. (b) Diagrama com detalhe da redundância para a síntese do nível 0. | 73 |
| Figura 3.8. Diagrama dos estados de operação da tensão sobre os indutores para síntese de (a) 3 e (b) 5 níveis. | 73 |

| | |
|---|-----|
| Figura 3.9. Circuito generalizado para uma fase do MMC com N submódulos por polo..... | 74 |
| Figura 3.10. Diagrama generalizado para o número máximo de níveis sintetizados por um MMC simétrico com N submódulos meia-ponte por polo..... | 75 |
| Figura 3.11. Formas de onda teóricas das correntes dos polos $i_{a,p}(t)$ e $i_{a,n}(t)$, corrente interna $i_{int}(t)$ e corrente de saída $i_a(t)$. (a) Capacitâncias dos submódulos infinitas ($C = \infty$) e (b) finitas..... | 77 |
| Figura 3.12. Circuitos para análise da dinâmica da corrente interna. (a) Diagrama genérico de um conversor CC/CA. (b) MMC..... | 78 |
| Figura 3.13. Representação da dinâmica da corrente interna do MMC. (a) MMC. (b) Circuito equivalente para a componente CC das correntes dos polos..... | 80 |
| Figura 3.14. Representação da dinâmica da corrente de saída do MMC. (a) MMC. (b) Circuito equivalente para a componente CA..... | 81 |
| Figura 3.15. Circuito equivalente do MMC com representação da dinâmica da corrente interna e da corrente de saída..... | 82 |
| Figura 3.16. Representação da capacitância equivalente de um dos polos do MMC. (a) Relação entre a quantidade de submódulos inseridos e a capacitância instantânea. (b) Circuito equivalente..... | 84 |
| Figura 3.17. Diagrama de representação do balanço de potência ativa do MMC. (a) Exemplo de desequilíbrio no processamento de potência ativa entre os polos do MMC. (b) Destaque do efeito causado pela diferença no processamento de potência ativa entre os polos do MMC... | 86 |
| Figura 3.18. Estratégia de modulação aplicada nas análises CC e CA..... | 88 |
| Figura 3.19. Representação da variação da soma das tensões dos capacitores dos polos positivo e negativo. (a) Modulantes dos polos. (b) Soma das tensões $v_{Ca,p1}(t)$ e $v_{Ca,n1}(t)$. (c) Potência ativa em uma fase do conversor..... | 89 |
| Figura 3.20. Representação do efeito da parcela CA nas tensões dos capacitores do polo positivo e negativo. (a) Modulante do polo positivo. (b) Modulante do polo negativo. (c) Tensões dos capacitores do polo positivo e negativo. (d) Subtração das tensões do polo positivo e negativo. (e) Potência ativa processada pelo submódulo $SM_{a,p1}$ e $SM_{a,n1}$. (f) Resposta temporal da soma das tensões..... | 90 |
| Figura 3.21. Circuito equivalente utilizado para determinação da ondulação de corrente em alta frequência..... | 92 |
| Figura 3.22. Formas de onda da estratégia de modulação <i>phase-shift</i> PWM para $m_p(t) < m_n(t)$. Formas de onda teóricas (a) do polo positivo e (b) do polo negativo..... | 93 |
| Figura 3.23. Formas de onda teóricas da tensão e ondulação de corrente nos indutores..... | 93 |
| Figura 3.24. Corrente interna e ondulação de corrente instantânea sobre o indutor equivalente $2L$ com a operação do MMC a vazio ($V_{cc} = 400$ V, $L = 100$ μ H, $f_s = 2,7$ kHz, $m_a = 1$ e $f_a = 60$ Hz) para (a) dois SMs por polo ($N = 2$) e (b) três SMs por polo ($N = 3$)..... | 95 |
| Figura 4.1. Topologia híbrida proposta. (a) Circuito. (b) Formas de onda teóricas..... | 98 |
| Figura 4.2. Representação teórica do amortecimento passivo. (a) Filtro de segunda-ordem com amortecimento paralelo obtido através de R_d e C_d . (b) Resposta em frequência com e sem amortecimento ($R_d = 4,33$ Ω , $C_d = 2$ μ F, $C_{ab} = 940$ nF e $L_{e,out} = 200$ μ H)..... | 100 |
| Figura 4.3. Sistema de controle para uma fase do MMC..... | 102 |

| | |
|--|-----|
| Figura 4.4. Representação da capacitância equivalente de um dos polos do MMC. | 103 |
| Figura 4.5. Modelos simplificados para a dinâmica (a) da corrente interna e (b) da corrente de saída do MMC. | 105 |
| Figura 4.6. Representação dos modelos simplificados do MMC. | 107 |
| Figura 4.7. Representação dos modelos simplificado da dinâmica da corrente interna do MMC. | 109 |
| Figura 4.8. Malha de controle da corrente interna. | 110 |
| Figura 4.9. Projeto da malha interna de controle da corrente $i_{int,cc}(t)$. (a) Resposta em frequência das funções de transferência em malha aberta com o uso do modelo completo e do simplificado. (b) Resposta em frequência do sistema compensado $T_{im,c}(s)$ | 111 |
| Figura 4.10. Representação das malhas externas de tensão na forma de diagrama de blocos (a) da soma das tensões e (b) da subtração das tensões. | 112 |
| Figura 4.11. Projeto da malha externa de controle da soma das tensões $v_{ce}^+(t)$. (a) Resposta em frequência das funções de transferência em malha aberta com o uso do modelo completo e do simplificado. (b) Resposta em frequência do sistema compensado $T_{vi,c}^+(s)$ | 114 |
| Figura 4.12. Projeto da malha externa de controle da subtração das tensões $v_{ce}^-(t)$. (a) Resposta em frequência das funções de transferência em malha aberta com o uso do modelo completo e do simplificado. (b) Resposta em frequência do sistema compensado $T_{vi,c}^-(s)$. . | 114 |
| Figura 4.13. Espectro de frequências teórico da tensão $v_{ab}(t)$ normalizado considerando (a) estratégia de modulação PD e (b) estratégia de modulação PS. | 115 |
| Figura 4.14. Número de submódulos inseridos considerando $N = 2$. Operação no semiciclo (a) positivo e (b) negativo da tensão de saída $v_{ab}(t)$ | 116 |
| Figura 4.15. Representação teórica de um degrau de carga na ACPS proposta através de um circuito equivalente. | 118 |
| Figura 4.16. Representação teórica de um degrau de carga na ACPS proposta através de diagrama de blocos. | 118 |
| Figura 4.17. Representação do (a) distúrbio na tensão $v_{ab}(t)$ devido à diminuição da tensão dos capacitores dos SMs e (b) do distúrbio na tensão $v_{ab}(t)$ devido à queda da tensão no indutores dos polos. | 120 |
| Figura 4.18. Circuito empregado para a modelagem do sistema de controle da tensão de saída da ACPS (BELTRAME et al., 2011b) e (GONG, HASSLER e KOLAR, 2011). | 121 |
| Figura 4.19. Sistema de controle da ACPS (BELTRAME et al., 2011b). | 122 |
| Figura 4.20. Comparação da resposta em frequência do LPA obtida com o modelo $G_c(s)$ e prático obtido com a folha de dados do LPA modelo MP111A ($f_{p1} = 0,5$ Hz, $f_{p2} = 1$ MHz e $K = 60 \times 10^4$). | 123 |
| Figura 4.21. Resultados de simulação da ACPS proposta com carga nominal. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_c e (b) formas de onda de tensão e corrente de carga da saída da ACPS para uma forma de onda de referência senoidal ($v_{ref,rms} = 220$ V @ 60 Hz). | 124 |
| Figura 4.22. Resultados de simulação da ACPS proposta com carga nominal. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_c e (b) | |

| | |
|--|-----|
| formas de onda de tensão e corrente de carga da saída da ACPS para uma forma de onda de referência triangular ($v_{ref,pico} = 220\sqrt{2}$ V e $f_o = 60$ Hz)..... | 125 |
| Figura 4.23. Resultados de simulação da ACPS proposta. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_c e (b) formas de onda de tensão e corrente de carga, considerando uma forma de onda de referência senoidal $v_{ref,rms} = \{220, 220/3, 200/5, 220/7\}$ V @ $\{60, 180, 300, 420\}$ Hz..... | 125 |
| Figura 4.24. Formas de onda da ACPS em regime permanente com carga indutiva e com potência nominal. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_c e (b) formas de onda da tensão e da corrente de carga ($v_{ref,rms} = 220$ V @ $f = 200$ Hz, $S_o = 1000$ VA, FP = 0,75)..... | 126 |
| Figura 4.25. Formas de onda da ACPS em regime permanente com carga não-linear. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_u e (b) formas de onda da tensão e da corrente de carga ($v_{ref,rms} = 220$ V @ $f = 60$ Hz, $S_o = 1000$ VA, FP = 0,75)..... | 126 |
| Figura 4.26. Diagrama do protótipo implementado em laboratório..... | 127 |
| Figura 4.27. Resultados experimentais do procedimento de pré-carga do amplificador principal para valores nominais de tensão com a representação da tensão de saída do amplificador principal $v_{ab}(t)$, corrente do polo positivo $i_{a,p}(t)$ e tensão dos capacitores do submódulo $SM_{a,p1}$ e $SM_{a,n1}$ | 128 |
| Figura 4.28. Resultados experimentais para validação da estratégia de modulação <i>phase-shift</i> . (a) Forma de onda multinível filtrada v_{ab} e obtida com a função matemática $v_{ab,virtual}$. (b) Formas de onda sintetizadas em cada polo ($v_{ref,rms} = 220$ V @ $f = 60$ Hz, $S_o = 1$ kW, FP = 1, $R_u = 1$ k Ω)..... | 130 |
| Figura 4.29. Resultados experimentais para validação da estratégia de modulação <i>phase-shift</i> com balanço das tensões dos capacitores ($v_{ref,rms} = 220$ V @ $f = 60$ Hz, $S_o = 1$ kW, FP = 1, $R_u = 1$ k Ω)..... | 130 |
| Figura 4.30. Formas de onda da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão de saída $v_{ab}(t)$ e das tensões dos capacitores dos submódulos $SM_{a,p1}$ e $SM_{a,n1}$ obtidas experimentalmente com o MMC frente à degrau de carga resistiva de 0 para carga nominal ($v_{ref,rms} = 220$ V @ $f = 60$ Hz, $S_o = 0 \leftrightarrow 1$ kW, FP = 1)..... | 131 |
| Figura 4.31. Resultados experimentais das formas de onda da corrente $i_{a,p}(t)$ e da tensão de saída $v_{ab}(t)$ do conversor multinível modular considerando $v_{ref,rms} = 220$ V @ $f = 60$ Hz, $S_o = 1$ kW e FP = 1. (a) Formas de onda e (c) FFT de $i_{a,p}(t)$ sem a utilização do sistema de controle do MMC. (b) Formas de onda e (d) FFT de $i_{a,p}(t)$ com a utilização do sistema de controle completo do MMC..... | 132 |
| Figura 4.32. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ obtidas experimentalmente ($v_{ref,pico} = 220$ V @ $f = 60$ Hz, $S_o = 1$ kVA, FP = 1)..... | 133 |
| Figura 4.33. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ com degrau de carga de 0 para 35 % ($v_{ref,pico} = 220$ V @ $f = 60$ Hz, $S_o = 1$ kVA, FP = 1)..... | 133 |
| Figura 4.34. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ com degrau de carga de 0 para 100% ($v_{ref,pico} = 220$ V @ $f = 60$ Hz, $S_o = 1$ kVA, FP = 1)..... | 134 |

| | |
|--|-----|
| Figura 4.35. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ obtidas experimentalmente ($v_{ref,pico} = 220\sqrt{2}$ V e $f_o = 60$ Hz, $S_o = 0$, FP = 1)..... | 135 |
| Figura 4.36. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ obtidas experimentalmente para a ACPS com carga ($v_{ref,rms} = \{220, 220/3, 200/5, 220/7\}$ V @ $\{60, 180, 300, 420\}$ Hz, $P_o = 1$ kW, FP = 1). | 136 |
| Figura 4.37. Resultados Experimentais. FFT da tensão sintetizada $v_o(t)$ com carga nominal e da referência $v_{ref}(t)$ ($v_{ref,rms} = \{220, 220/3, 200/5, 220/7\}$ V @ $\{60, 180, 300, 420\}$ Hz, $P_o = 1$ kW, FP = 1). | 136 |
| Figura 4.38. Rendimento medido para diferentes condições de carga para sinal de referência senoidal ($v_{ref,rms}(t) = 220$ V e $f_o = 60$ Hz). | 137 |
| Figura 4.39. Distorção harmônica total (THD) medida para diferentes condições de carga para sinal de referência senoidal ($v_{ref,rms}(t) = 220$ V e $f_o = 60$ Hz). | 137 |
| Figura A.1. Foto da ACPS implementada. (a) DSP e aquisição. (b) FPGA e acionamento. (c) LPA. (d) Partida do conversor e barramento de v_{ab} . (e) Quatro SMs da Fase a . (f) Filtro de saída. (g) Quatro SMs da Fase b | 148 |
| Figura A.2. Foto do conversor meia-ponte do amplificador principal (130 mm × 110 mm)..... | 149 |
| Figura A.3. Diagrama da comunicação paralela implementada entre o DSP e o FPGA | 150 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 2.1. Parâmetros utilizados nas simulações..... | 58 |
| Tabela 2.2. Parâmetros das principais topologias de conversores multiníveis trifásicos..... | 62 |
| Tabela 2.3. Comparação entre as estratégias de modulação ($m_a = 1$, $m_f = 24$ e $f = 60$ Hz)..... | 63 |
| Tabela 3.1. Parâmetros utilizados nas simulações..... | 88 |
| Tabela 4.1. Parâmetros da ACPS proposta..... | 99 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | | |
|--------------|--|--|
| ACPS | (<i>AC Power Source</i>) | Fonte CA de Potência |
| APOD | (<i>Alternative Phase Opposition Disposition</i>) | Disposição em Oposição de Fase Alternada |
| CC | | Corrente Contínua |
| CA | | Corrente Alternada |
| CHB | (<i>Cascaded H-Bridge</i>) | Ponte-Completa em Cascata |
| DC | (<i>Diode Clamped</i>) | Diodo Grampeado |
| DF1 | (<i>First Order Distortion Factor</i>) | Fator de Distorção de Primeira Ordem |
| FC | (<i>Flying Capacitor</i>) | Capacitores Flutuantes |
| FFT | (<i>Fast Fourier Transform</i>) | Transformada Rápida de Fourier |
| FPGA | (<i>Field Programmable Gate Array</i>) | Arranjo de Portas Programáveis em Campo |
| HVDC | (<i>High Voltage Direct Current</i>) | Alta Tensão em Corrente Contínua |
| IGBT | (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>) | Transistor Bipolar de Porta Isolada |
| HPA | (<i>Hybrid Power Amplifier</i>) | Amplificador Híbrido de Potência |
| LPA | (<i>Linear Power Amplifier</i>) | Amplificador Linear de Potência |
| LKT | | Lei de Kirchhoff das Tensões |
| MMC | (<i>Modular Multilevel Converter</i>) | Conversor Multinível Modular |
| MOSFET | (<i>Metal-Oxide Silicon Field Effect Transistor</i>) | Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor |
| NLC | | <i>Nearst Level Control</i> |
| NPC | (<i>Neutral Point-Clamped</i>) | Ponto Neutro Grampeado |
| PI | | Proporcional-Integral |
| PD | (<i>Phase Disposition</i>) | Disposição em fase |
| POD | (<i>Phase Opposition Disposition</i>) | Disposição em Oposição de Fase |
| PS | (<i>Phase-Shift</i>) | Deslocamento de Fase |
| PWM | (<i>Pulse-Width Modulation</i>) | Modulação por Largura de Pulso |
| SMPA | (<i>Switched-Mode Power Amplifier</i>) | Amplificador chaveado |
| SM | (<i>Submodule</i>) | Submódulo |
| THD | (<i>Total Harmonic Distortion</i>) | Distorção Harmônica Total |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|------------------|---|
| C | Capacitância do submódulo |
| C_{ab} | Capacitância do filtro passa-baixas do amplificador principal |
| C_d | Capacitância de amortecimento passivo |
| C_e | Capacitância equivalente de um polo |
| $C_{im}(s)$ | Função de transferência do controlador da malha interna de corrente |
| $C_{vi}^+(s)$ | Função de transferência do controlador da malha externa da soma das tensões |
| $C_{vi}^-(s)$ | Função de transferência do controlador da malha externa da subtração |
| $D_{1,2}$ | Diodos de um submódulo |
| f_{am} | Frequência de amostragem |
| f_o | Frequência da tensão de saída da ACPS |
| f_s | Frequência de chaveamento |
| $i_c(t)$ | Corrente do amplificador de correção |
| $i_x(t)$ | Corrente da fase x do MMC |
| $i_{C_{x,y}}(t)$ | Corrente de carga do capacitor |
| $i_o(t)$ | Corrente de saída da ACPS |
| $i_p(t)$ | Corrente do amplificador principal |
| $i_{a,p}(t)$ | Corrente do polo positivo da fase “a” |
| $i_{a,n}(t)$ | Corrente do polo negativo da fase “a” |
| $i_{cc}(t)$ | Corrente do barramento CC do MMC |
| $i_{int}(t)$ | Corrente interna de uma fase do MMC |
| $i_{C_e}(t)$ | Corrente do capacitor equivalente C_e |
| L | Indutância do polo |
| L_d | Indutância de amortecimento passivo |
| $L_{e,in}$ | Indutância equivalente para a dinâmica interna do MMC |
| m | Número de níveis da tensão de fase do MMC |
| m_a | Índice de modulação de amplitude |
| m_f | Índice de modulação de frequência |
| $m_{ca}(t)$ | Modulante CA do MMC |
| $m_{cc}(t)$ | Modulante CC do MMC |
| $m_{int}(t)$ | Modulante interna do MMC ($m_{ca}+m_{cc}$) |
| $m_{ref}(t)$ | Modulante de referência do MMC |
| $m_y(t)$ | Modulante dos polos positivo e negativo |
| N | Número de submódulos por polo |
| N_T | Número total de submódulos do MMC |
| k | Representa a numeração do k -ésimo submódulo ($k = 1, 2, \dots, N$) |
| P_{cc} | Potência ativa no barramento CC |
| P_a | Potência ativa na carga |
| Q | Quantidade de carga |

| | | |
|----------------------|-------|--|
| Q_a | | Quantidade de carga processada pela carga |
| Q_{cc} | | Quantidade de carga extraída do barramento CC |
| $Q_{Ce\{p,n\}}$ | | Quantidade de carga dos polos positivo e negativo |
| R_d | | Resistência do amortecimento passivo |
| $S_{\{1,2,3,4\}}$ | | Chaves semicondutoras |
| $v_{a,ca}$ | | Sinal de tensão da perturbação dos testes CC e CA |
| $v_{ab}(t)$ | | Tensão de saída do MMC |
| $v_{x,y}(t)$ | | Tensão do polo y da fase x |
| $v_{x,yk}(t)$ | | Tensão de saída do k -ésimo submódulo do polo negativo |
| $v_c(t)$ | | Tensão de saída do LPA |
| V_{cc1} | | Tensão do barramento CC do MMC |
| V_{cc2} | | Tensão do barramento CC do LPA |
| $v_{Ce,y}(t)$ | | Tensão do capacitor equivalente do polo positivo e negativo |
| $V_{Cx,yk}(t)$ | | Tensão do capacitor do k -ésimo SM do polo positivo e negativo |
| $v_{Cx,yk}(t)$ | | Tensão do capacitor do k -ésimo SM do polo positivo e negativo |
| $v_L(t)$ | | Tensão sobre os indutores dos polos |
| $v_o(t)$ | | Tensão de saída da ACPS |
| $v_{ref}(t)$ | | Tensão de referência |
| $v_x(t)$ | | Tensão da fase x do MMC |
| $v_{x,virtual}(t)$ | | Tensão virtual da fase x do MMC |
| T_a | | Período da fundamental |
| T_s | | Período de chaveamento |
| $u_{int}(s)$ | | Ação de controle da malha interna de corrente |
| $u_{vi}^+(s)$ | | Ação de controle da malha externa da soma das tensões |
| $u_{vi}^-(s)$ | | Ação de controle da malha externa da subtração das tensões |
| x | | Representa a fase ($x = \{a, b, c\}$) |
| y | | Representa o polo positivo ou negativo ($y = \{p, n\}$) |
| ω_x | | Frequência angular de uma fase do MMC |
| Δt | | Intervalo de tempo de chaveamento |
| $\Delta i_{int,p-p}$ | | Ondulação pico-a-pico da corrente interna do MMC |
| Δm_{pert} | | Perturbação nas modulantes |

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO | 31 |
| 1.1 Considerações gerais | 31 |
| 1.2 Motivação e justificativa | 32 |
| 1.3 Objetivos | 34 |
| 1.4 Organização da Dissertação | 35 |
| CAPÍTULO 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 37 |
| 2.1 Considerações gerais | 37 |
| 2.2 Fontes CA de potência | 37 |
| 2.2.1 Principais configurações híbridas | 38 |
| 2.2.2 Configuração série | 40 |
| 2.3 Conversores multiníveis | 43 |
| 2.3.1 Topologias multiníveis convencionais..... | 44 |
| 2.4 Conversor multinível modular | 46 |
| 2.4.1 Principais aplicações do MMC | 48 |
| 2.4.2 Estratégias de modulação aplicadas ao MMC | 51 |
| 2.4.2.1 Síntese de formas de onda quase-quadradas | 52 |
| 2.4.2.2 Eliminação seletiva de harmônicos | 52 |
| 2.4.2.3 Modulação por largura de pulso (PWM)..... | 53 |
| 2.4.2.4 Modulação híbrida..... | 56 |
| 2.4.2.5 Comparação entre as estratégias de modulação por largura de pulso | 57 |
| 2.5 Considerações finais do capítulo | 61 |
| CAPÍTULO 3 CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR | 65 |
| 3.1 Considerações gerais | 65 |
| 3.2 Configurações do MMC | 65 |
| 3.3 Análise teórica do conversor | 67 |
| 3.3.1 Princípio de funcionamento | 67 |
| 3.3.2 Generalização da topologia | 74 |
| 3.3.3 Teoria das correntes | 75 |
| 3.3.4 Circuito equivalente do balanço de potência do MMC..... | 78 |
| 3.3.5 Análise das tensões dos polos | 82 |
| 3.3.5.1 Resultados de simulação | 87 |

| | |
|--|------------|
| 3.4 Projeto dos indutores dos polos | 91 |
| 3.5 Considerações finais do capítulo..... | 95 |
| CAPÍTULO 4 FONTE CA DE POTÊNCIA PROPOSTA..... | 97 |
| 4.1 Considerações gerais..... | 97 |
| 4.2 Topologia proposta | 97 |
| 4.2.1 Projeto do amortecimento passivo..... | 99 |
| 4.3 Sistema de controle do amplificador principal | 101 |
| 4.3.1 Modelagem dinâmica do MMC..... | 102 |
| 4.3.2 Modelos dinâmicos simplificados | 107 |
| 4.3.3 Projeto do sistema de controle..... | 109 |
| 4.3.3.1 Malha interna de corrente | 110 |
| 4.3.3.2 Malhas externas da soma e subtração das tensões..... | 112 |
| 4.3.4 Estratégia de modulação..... | 115 |
| 4.3.4.1 Balanço das tensões dos capacitores..... | 115 |
| 4.4 Amplificador linear de potência | 117 |
| 4.4.1 Projeto do barramento CC do LPA..... | 117 |
| 4.4.2 Modelagem dinâmica e sistema de controle..... | 120 |
| 4.5 Resultados de simulação..... | 123 |
| 4.6 Resultados experimentais | 126 |
| 4.7 Considerações finais do capítulo..... | 137 |
| CAPÍTULO 5 CONCLUSÃO | 139 |
| 5.1 Propostas de trabalhos futuros | 140 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 141 |
| APÊNDICE A..... | 147 |

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 Considerações gerais

A Eletrônica de Potência teve início na década de 1950 com o desenvolvimento do tiristor (*Silicon Controlled Rectifier* – SCR), o qual foi responsável por uma evolução tecnológica que permitiu o processamento de energia de forma mais eficiente que métodos convencionais. Com o sucesso na melhoria do processamento de energia, ocorreram inúmeras evoluções tecnológicas, como o surgimento de novas tecnologias de semicondutores de potência, IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e MOSFET (*Metal-Oxide Silicon Field Effect Transistor*), as quais impulsionaram a Eletrônica de Potência para aplicações em altas potências com frequências de chaveamento elevadas, permitindo o aumento do rendimento bem como a redução de volume dos sistemas de conversão.

O conceito de Eletrônica de Potência refere-se ao estudo e desenvolvimento de circuitos eletrônicos denominados Conversores Estáticos, responsáveis por converter corrente alternada (CA) para corrente contínua (CC) ou CC para CA, processos conhecidos como retificação e inversão, respectivamente. Estes processos geralmente são utilizados para diferentes aplicações, na grande maioria em equipamentos eletroeletrônicos.

O funcionamento adequado de equipamentos eletroeletrônicos está relacionado diretamente com a susceptibilidade dos mesmos quando estão operando em condições adversas. Dessa forma, existem organizações internacionais como a *American National*

Standard Institute (ANSI) e a *International Electrotechnical Commission* (IEC) que regulamentam através de normas aplicáveis a estes equipamentos, quais são os índices de desempenho e condições de teste padrão que deverão ser respeitadas em condições de testes de susceptibilidade.

Na realização de testes de susceptibilidade, destaca-se o uso de Fontes CA de Potência (*AC Power Sources* – ACPSs), que são dispositivos capazes de fornecer tensão e corrente a equipamentos CA em condição padrão de teste. Assim, é necessário que as ACPSs tenham uma baixa impedância de saída, possuam a capacidade de síntese de diferentes tipos de formas de onda de tensão ou corrente e ainda contemplem um desempenho dinâmico satisfatório.

As ACPSs também podem permitir a emulação de diferentes comportamentos de tensão para a realização de testes em equipamentos específicos, como, por exemplo, na síntese de formas de onda senoidais para emulação do comportamento da rede elétrica. Isso pode ser obtido através da pré-programação da ACPS, a fim de sintetizar formas de onda com variação de amplitude, frequência, adição de componentes harmônicos, entre outros.

1.2 Motivação e justificativa

De forma geral, uma ACPS é constituída de diversos estágios de amplificação, onde a configuração pode variar dependendo da aplicação. Embora existam diversas possibilidades de implementação de uma ACPS, a grande maioria dos produtos comerciais atuais podem ser classificados em dois grandes grupos, de acordo com o modo de operação do estágio amplificador da ACPS: linear ou chaveado (BELTRAME, 2012).

Estes estágios amplificadores de potência originalmente faziam uso apenas de sistemas eletrônicos lineares (amplificadores classe-A, classe-B e classe-AB), que possuem como principal característica a operação dos transistores na região linear. A operação na região linear resulta em elevadas perdas nos transistores e, conseqüentemente, em baixa eficiência do estágio amplificador; porém, possibilita a obtenção de uma forma de onda com elevada fidelidade.

Em aplicações onde a confiabilidade e a precisão do sistema não são fatores determinantes, amplificadores chaveados do tipo classe-D e classe-E passaram a ser empregados, visto que estas classes normalmente possuem rendimento elevado por empregarem transistores operando na região de corte e saturação. Assim, recentemente devido a estas características, as classes de amplificadores chaveados têm sido aplicadas na

implementação dos estágios amplificadores de ACPSs (LOW, 1998), (CARATI, RICHTER e GRIINDLING, 2000), (STEFANELLO, 2006), (FLORA, DELLA e GRÜNDLING, 2006), (VINCENZI et al., 2008), (HISHIKAWA e DOMOTO, 2010).

Contudo, apesar das vantagens referentes aos amplificadores chaveados chaveadas, estes possuem atraso de transporte, não linearidades de elementos passivos, emissões eletromagnéticas e necessitam de filtros para atenuar os harmônicos de chaveamento, que acabam por limitar a banda-passante do sistema.

Em resposta às desvantagens das topologias unicamente lineares ou unicamente chaveadas, surgiu o interesse na implementação de amplificadores híbridos de potência (*Hybrid Power Amplifiers* – HPA) com o propósito de reunir a característica de alta fidelidade das formas de onda proporcionadas pelos sistemas lineares e a alta eficiência obtida com sistemas chaveados. Amplificadores híbridos de potência têm sido implementados através da associação de um amplificador linear de potência (*Linear Power Amplifier* – LPA), denominado como amplificador de correção, e de um amplificador de potência chaveado (*Switched-Mode Power Amplifier* – SMPA), denominado como amplificador principal, em configuração série, paralela ou envelope. Entre as aplicações dos HPAs destaca-se a de ACPS, conforme é sugerido na literatura por alguns trabalhos, principalmente devido à algumas aplicações necessitarem de uma ACPS com elevada fidelidade na síntese de formas de onda juntamente com uma rápida resposta dinâmica (JEONG, 1997), (GONG, 2009), (BELTRAME et al., 2011a)

Em relação aos amplificadores de potência chaveados, conversores multiníveis permitem o uso de semicondutores com baixa tensão de bloqueio e reduzida queda de tensão em condução, permitindo reduzir as perdas de condução (RODRIGUEZ et al., 2008). Nos últimos anos, os conversores multiníveis com células ponte-completa em cascata têm sido amplamente utilizados no estágio de amplificação principal, devido à característica de modularidade, que permite aumentar a potência e os níveis da tensão de saída com esforço mínimo (GONG, HASSLER e KOLAR, 2011), (BELTRAME, 2012). No entanto, conversores multiníveis com células em cascata requer fontes de tensão CC isoladas para cada célula, aumentando o custo, o peso e a complexidade em implementação do sistema.

Recentemente, uma nova topologia de conversor multinível foi proposta por Marquardt, Lesnicar e Hildinger (2002), denominada Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter* – MMC), a qual é capaz de superar a desvantagem da topologia multinível com células em cascata necessitar de fontes CC isoladas. O MMC é um

conversor estático promissor para aplicações de transmissão em alta tensão com corrente contínua (*High Voltage Direct Current* – HVDC), mas também pode ser utilizado para aplicações de baixa potência, uma vez que é possível aumentar facilmente o número de níveis da tensão de saída, com a utilização de uma única fonte de tensão no barramento CC. Salienta-se que o MMC possui como principal desvantagem a necessidade de um sistema de controle para minimizar as correntes circulantes de cada fase, as quais afetam diretamente o rendimento do conversor, e, também, garantir todas as tensões dos capacitores dos submódulos reguladas (LESNICAR e MARQUARDT, 2003a), (HAGIWARA, MAEDA e AKAGI, 2011), (SOLAS et al., 2013).

Neste sentido, esta Dissertação apresenta o estudo, o desenvolvimento e a implementação de uma topologia híbrida de amplificadores de potência empregados em ACPSs. Esta proposta busca apresentar uma topologia mais competitiva através do emprego do MMC como amplificador principal do HPA, permitindo a simplificação do estágio de entrada da ACPS através do uso de uma única fonte CC. Além disso, a ACPS proposta pode ser utilizada em aplicações que requerem um elevado desempenho dinâmico, juntamente com uma elevada fidelidade na síntese de formas de onda de tensão, como, por exemplo, em ensaios de susceptibilidade de equipamentos de aviação (MIL-STD-704, 2004) e geração de imagens de ressonância magnética (SABATE et al., 2004), (HISHIKAWA e DOMOTO, 2010).

1.3 Objetivos

O objetivo geral da Dissertação é apresentar o estudo e o desenvolvimento de uma fonte CA de potência híbrida implementada através da associação série de um MMC e de um LPA, utilizada em aplicações que requerem elevada fidelidade na síntese de formas de onda de tensão em conjunto com uma elevada banda-passante.

Como seguintes objetivos específicos podem ser citados:

- Apresentar a revisão das principais topologias de HPA empregadas na literatura;
- Demonstrar a estratégia de modulação PWM aplicada no MMC a fim de equilibrar as tensões dos capacitores de um mesmo polo;
- Apresentar uma análise para o projeto do barramento CC do LPA através de um modelo equivalente, o qual considera a oscilação da tensão nos capacitores dos submódulos bem como da tensão do capacitor do filtro de saída da ACPS quando um degrau de carga é aplicado;

- Estabelecer os conceitos referentes ao balanço de potência dos polos do MMC, bem como do barramento CC e a carga, demonstrando o princípio básico de funcionamento do mesmo;
- Apresentar os modelos dinâmicos referentes ao comportamento das grandezas a serem controladas do MMC e da ACPS;
- Apresentar uma metodologia de projeto do sistema de controle para a ACPS, especificamente demonstrando o projeto dos controladores do amplificador principal, bem como do circuito de realimentação do LPA;
- Demonstrar a síntese de diferentes formas de onda através de resultados de simulações e experimentais da ACPS proposta.

1.4 Organização da Dissertação

Esta Dissertação está organizada em cinco capítulos:

No Capítulo 2 é apresentada a revisão bibliográfica sobre o tema, com a delimitação mais específica dos conceitos dos amplificadores híbridos, com uma visão geral das formas de conexão entre os amplificadores principal e de correção. Também são apresentadas as principais topologias de conversores multiníveis, destacando as vantagens e limitações de cada conversor frente ao MMC. Além disso, são analisadas as estratégias de modulação normalmente empregadas em conversores multiníveis.

No Capítulo 3 são introduzidos os conceitos básicos do MMC, demonstrando o princípio de operação definido a partir dos estados de condução de cada chave semicondutora, o qual é posteriormente generalizado para N submódulos. Este capítulo tem como objetivo demonstrar a influência das componentes CC e CA das modulantes de cada polo no balanço de potência do MMC. Além disso, apresenta-se conceituando o sistema de controle utilizado.

Já no Capítulo 4 é proposta a topologia da fonte CA de potência híbrida, baseada na conexão série entre o MMC e o LPA. Em relação ao amplificador principal é apresentada a obtenção dos modelos dinâmicos (completo e simplificado), bem como o projeto do sistema de controle. Também é apresentada a obtenção do modelo dinâmico do LPA e do sistema de controle em malha fechada da tensão de saída da ACPS. Neste capítulo também são apresentadas as análises dos resultados de simulação e dos resultados experimentais do protótipo desenvolvido.

No Capítulo 5 são descritas as principais conclusões, assim como sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações gerais

Este capítulo tem por objetivo apresentar uma revisão bibliográfica realizada sobre os temas de Fontes CA de Potência (*AC Power Sources – ACPS*) híbrida e Conversor Multinível Modular (MMC). O capítulo foi dividido em três partes principais, destacando as configurações de amplificadores híbridos propostas na literatura, comparações entre topologias de conversores multiníveis e estratégias de modulação aplicadas ao MMC. Por fim, uma comparação via simulações é apresentada para cada estratégia de modulação.

2.2 Fontes CA de potência

As fontes CA de potência são equipamentos que permitem o ensaio, acionamento e operação de equipamentos eletro-eletrônicos em geral. Uma de suas principais aplicações diz respeito à emulação da forma de onda de tensão para aplicações de grande precisão, onde a mesma deve possibilitar a avaliação do desempenho e da operação de equipamentos em condições adversas.

De forma geral, as fontes CA de potência apresentam topologias com características de desempenho específicas para cada aplicação. Segundo Beltrame et al. (2011a) as ACPSs são classificadas em três categorias principais: amplificadores lineares, amplificadores chaveados e amplificadores híbridos.

As topologias de fontes CA de potência podem ser compostas unicamente por amplificadores lineares, empregando transistores que operam na região linear e por consequência, proporcionando elevada fidelidade na forma de onda sintetizada. Similarmente, estas topologias podem ser compostas por amplificadores unicamente chaveados, que apresentam rendimento elevado, porém desempenho dinâmico limitado pelo filtro de saída.

Os amplificadores híbridos são o foco de análise deste trabalho, uma vez que estas estruturas contemplam desempenho dinâmico satisfatório, alta fidelidade da forma de onda de tensão sintetizada e rendimento comparável ao dos amplificadores chaveados.

2.2.1 Principais configurações híbridas

As topologias híbridas de amplificadores de potência foram propostas buscando aliar a qualidade da forma de onda sintetizada pelo amplificador linear (*Linear Power Amplifier* – LPA) e o alto rendimento proporcionado pelo amplificador chaveado (*Switched-mode Power Amplifier* – SMPA). As topologias híbridas de ACPS têm despertado cada vez mais interesse no estudo e desenvolvimento de equipamentos com alta eficiência e elevado desempenho dinâmico, através a associação de um SMPA e um LPA nas configurações série, paralela ou envelope. Independente da configuração do HPA é possível obter a redução das perdas da ACPS quando comparada a amplificadores unicamente lineares, e também a manutenção do seu elevado desempenho dinâmico em comparação às topologias unicamente chaveadas.

Em Yundt (1986) são demonstradas as possíveis configurações que constituem amplificadores híbridos. Esta classificação apresenta basicamente quatro tipos de configurações, sendo a série, Figura 2.1 (a) e (c), e a paralela, Figura 2.1 (b) e (d). A saída de cada ACPS – seja a associação série ou paralela – apresenta a característica de uma fonte de tensão ou de uma fonte de corrente.

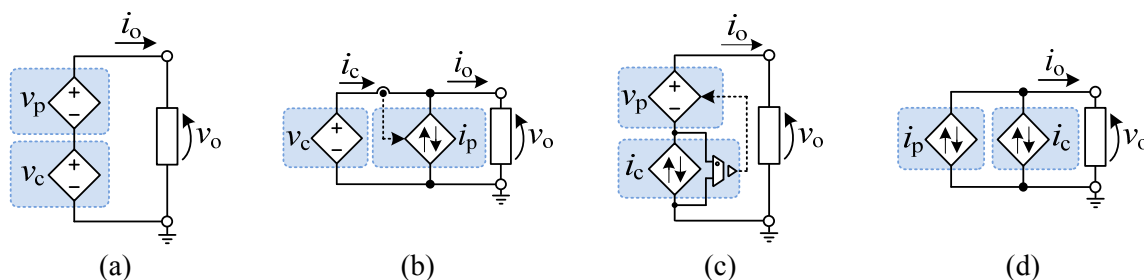


Figura 2.1. Configurações dos amplificadores híbridos (YUNDT, 1986), onde $v_p(t)$ e $i_p(t)$ representam o amplificador principal, $v_c(t)$ e $i_c(t)$ representam o estágio de correção e $v_o(t)$ e $i_o(t)$ representam a saída do HPA. Configurações para saída em tensão (a) série e (b) paralela. Configurações para saída em corrente (c) série e (d) paralela.

De forma geral, o trabalho de Yundt (1986) define que os amplificadores híbridos podem ser constituídos através da associação série ou paralela de um SMPA e um LPA. Além disso, estes amplificadores podem possuir as saídas em corrente ou em tensão.

Topologias híbridas de ACPS podem possuir o mesmo princípio de operação para a associação série ou paralela. Assim, as ACPSs podem ser constituídas por um SMPA operando como amplificador principal, o qual processa a maior parcela de potência da ACPS e por um LPA operando como amplificador de correção, que apresenta a característica de aumentar a qualidade da forma de onda de saída, seja de tensão ou de corrente, processando uma pequena parcela de potência total da ACPS. Este princípio pode ser aplicado tanto na topologia série da Figura 2.1 (a) como na paralela da Figura 2.1 (b).

Já as topologias série e paralela da Figura 2.1 (c) e (d) apresentam como princípio de funcionamento a atuação do amplificador principal na redução da impedância de carga vista pelo amplificador de correção (linear), o qual define a forma de onda da tensão ou da corrente de saída da ACPS.

As configurações série e paralela apresentam elevadas perdas no amplificador de correção, uma vez que seus transistores operam na região linear. Dessa forma, o trabalho de Gong (2009) acrescenta a associação do tipo envelope na classificação de HPAs. Neste caso, o propósito é minimizar as perdas de condução dos transistores associados aos estágios de amplificação linear. A minimização das perdas de condução é obtida através da conexão de um conversor CC-CC ao barramento CC de alimentação do LPA, o qual modifica a tensão de polarização dos transistores. Assim, as perdas no LPA são reduzidas devido ao conversor CC-CC reduzir a tensão de queda dos transistores para valores mínimos. Esta topologia é demonstrada na Figura 2.2, onde as tensões $v_p^+(t)$ e $v_p^-(t)$ são as tensões do barramento CC sintetizadas pelo conversor CC-CC e $v_{ref}(t)$ é a referência de tensão do amplificador de correção.

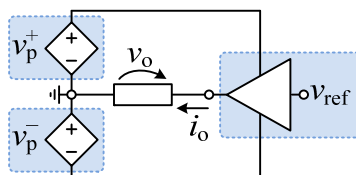


Figura 2.2. Configuração do tipo envelope (GONG, 2009).

Atualmente, a configuração do tipo envelope vem sendo empregada com frequência em ACPSs de médias potências (na ordem de *kilowatts*) (BELTRAME et al., 2011a). A principal desvantagem desta configuração é que o LPA deve processar a potência total da

ACPS e suportar a tensão de saída total. Além disso, estas características limitam o projeto e a utilização do LPA nesta configuração em aplicações de alta tensão e altas potências, o que não ocorre com a configuração série e paralela.

2.2.2 Configuração série

A configuração série pode ser obtida através da conexão entre duas fontes de tensão, conforme ilustrado na Figura 2.3 (a), onde estas fontes podem representar a conexão série entre os amplificadores principal (SMPA) e de correção (LPA). Na Figura 2.3 (b) são demonstradas as formas de onda teóricas do amplificador principal, $v_p(t)$, do amplificador de correção, $v_c(t)$, e tensão de saída do HPA, $v_o(t)$. A tensão de saída $v_o(t)$ é obtida através da soma da tensão de saída filtrada do SMPA $v_p(t)$ – obtida, por exemplo, a partir da tensão de saída do SMPA com modulação quase-quadrada – com a tensão do amplificador de correção $v_c(t)$. Esta operação resulta em uma forma de onda de tensão $v_o(t)$ com elevada fidelidade.

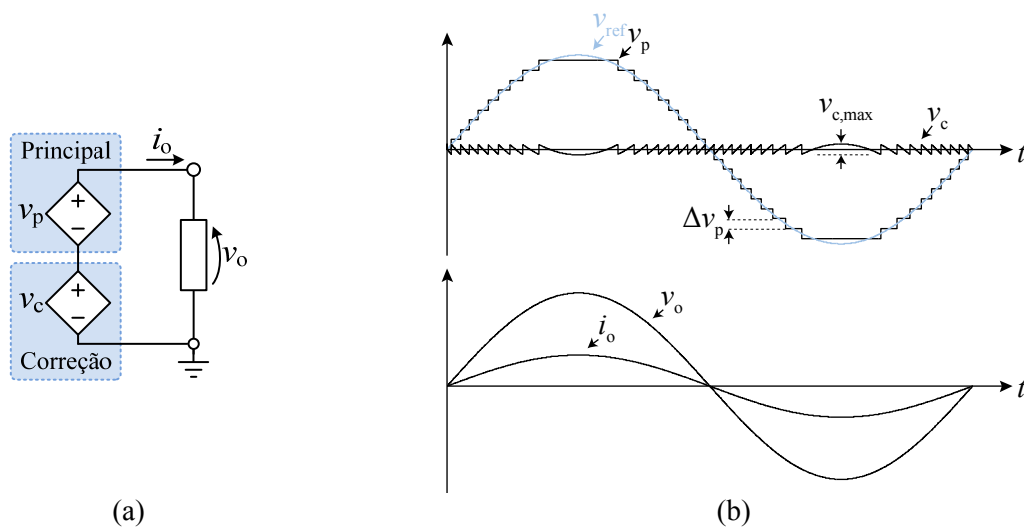


Figura 2.3. Configuração série. (a) Circuito teórico. (b) Formas de onda teóricas para um SMPA multiníveis e carga resistiva.

O objetivo fundamental do amplificador principal desta configuração é sintetizar a forma de onda de saída $v_p(t)$ próxima à amplitude e à fase da forma de onda de referência desejada, enquanto que o amplificador de correção é empregado para minimizar as distorções e/ou ondulações provenientes do filtro de saída do SMPA.

Algumas topologias de HPA foram propostas na literatura. O trabalho de Jeong et al. (1997) utiliza a associação série de um SMPA (amplificador principal obtido com uma topologia meia-ponte) e um LPA, conforme ilustrado na Figura 2.4 (a). Apesar do amplificador principal apresentar simplicidade na operação – uma vez que o mesmo sintetiza

a forma de onda de saída com dois níveis – é necessária a utilização de filtros passivos de segunda ordem ainda maiores, capazes de atenuar os componentes harmônicos provenientes do sinal PWM do SMPA, que acaba por limitar o desempenho dinâmico do HPA.

Outra topologia de conversor foi proposta para compor o estágio de amplificação principal, com a finalidade de possibilitar a redução dos componentes do filtro passivo de saída, conforme Beltrame et al. (2011). A topologia demonstrada na Figura 2.4 (b) apresenta a redução do número de interruptores e, conseqüentemente, a redução do número de circuitos de acionamento e das fontes auxiliares isoladas, quando comparada a topologias multiníveis com células em cascata com um mesmo número de níveis da tensão de saída. Além disso, a topologia apresenta a possibilidade de minimizar as perdas de chaveamento, uma vez que as chaves semicondutoras podem operar em baixas frequências (BELTRAME, 2012).

Na Figura 2.4 (c) é ilustrada outra topologia de HPA, composta pelo conversor multinível com células em cascata operando como amplificador principal e um LPA operando como amplificador de correção. Esta topologia de HPA vem sendo utilizada principalmente por apresentar modularidade – considerando as tensões das células ponte-completa simétricas – e redução dos filtros de saída (KOLAR, 2009), (GONG, HASSLER e KOLAR, 2011), (BELTRAME et al., 2011a), garantindo a ondulação da tensão de saída com uma frequência $2n$ vezes maior que a frequência de chaveamento das chaves semicondutoras (RODRIGUEZ, LAI e PENG, 2002). Esta característica é adequada para aplicações de ACPSs, uma vez que permite maximizar a banda-passante do estágio principal de amplificação a partir da redução do volume dos filtros. A topologia multinível com células em cascata também permite o aumento do número de níveis da tensão sem esforços significativos com a padronização do uso de componentes em cada célula. Por outro lado, sua principal desvantagem é a necessidade de fontes isoladas para a implementação das fontes CC de cada célula ponte-completa. Entretanto, em algumas aplicações é necessário que o estágio principal da ACPS seja isolado (MUELLER e PARK, 1994), (GONG, HASSLER e KOLAR, 2011), e assim, a utilização de fontes CC isoladas pode deixar de ser interpretada como uma desvantagem.

Com o objetivo de evitar a necessidade de utilizar fontes CC isoladas, Hammond (1994) propôs a utilização de transformadores de baixa frequência na saída de cada célula em série, Figura 2.4 (d). Devido à presença destes transformadores, não é necessária a utilização de fontes CC isoladas, uma vez que estes proporcionam o isolamento requerido para a conexão das células (HAMMOND e JOHNSON, 1994). Como ponto negativo, esta solução resulta em transformadores volumosos, uma vez que operam na frequência de saída da ACPS.

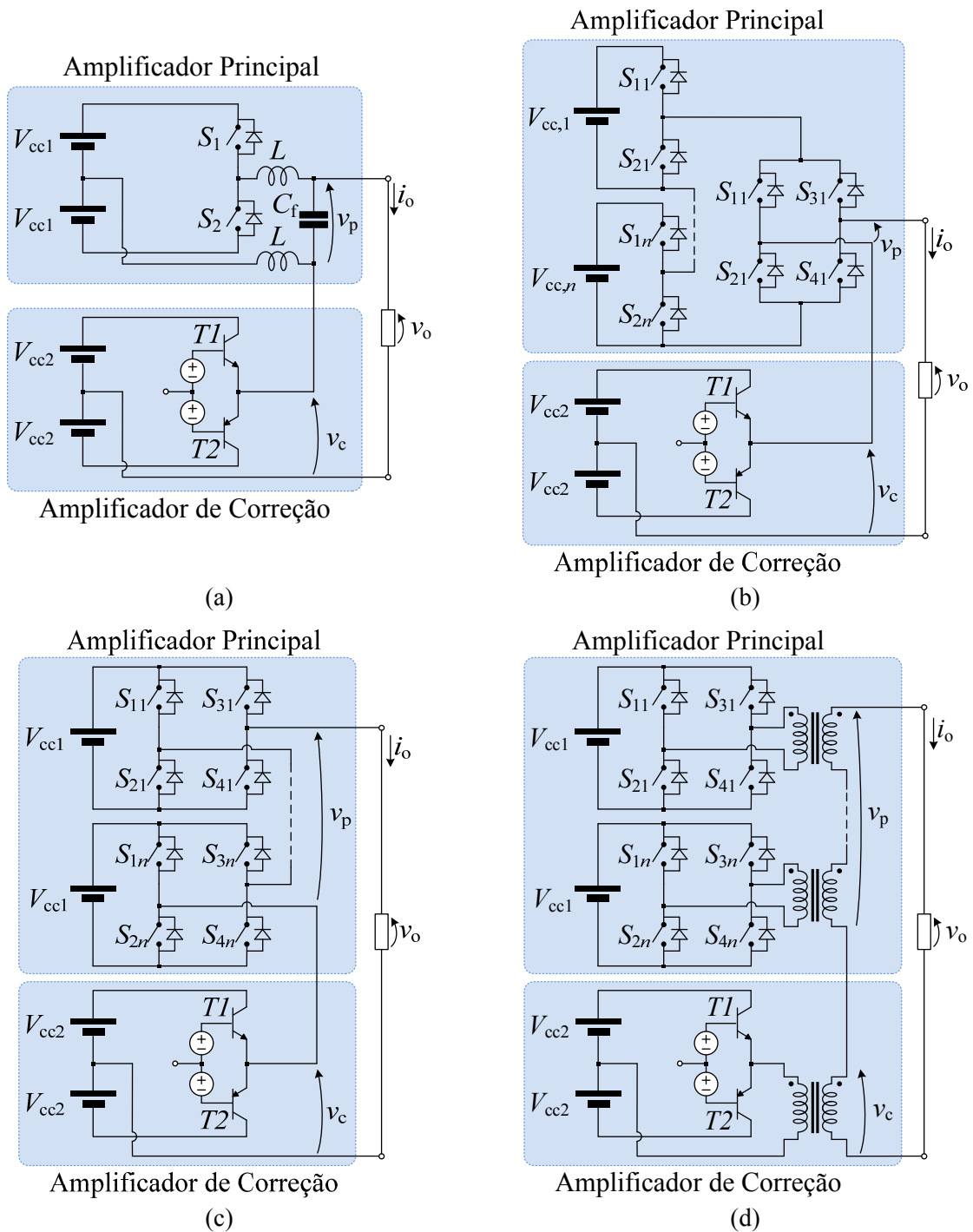


Figura 2.4. Principais configurações série. (a) Inversor meia-ponte (JEONG, 1997). (b) Inversor multiníveis assimétrico com células meia-ponte em série (BELTRAME et al., 2011b) (c) Inversor multiníveis com células ponte-completa em série simétrico (KOLAR, 2009), (GONG, HASSLER e KOLAR, 2011), (BELTRAME et al., 2011a) e assimétrico (MUELLER e PARK, 1994). (d) Inversor multiníveis com células ponte-completa e transformador de saída (HAMMOND e JOHNSON, 1994).

Neste contexto, nota-se claramente que há uma tendência de uso de conversores multiníveis nas topologias do amplificador principal das ACPSs, uma vez que estes conversores possuem características favoráveis para esta aplicação quando comparados com as topologias dois níveis.

2.3 Conversores multiníveis

Nas últimas três décadas, diversas topologias de conversores multiníveis têm sido desenvolvidas, tendo como foco principal as aplicações de altas potências em média e alta tensão (KONSTANTINOU, 2011). Os conversores multiníveis têm despertado grande interesse de diversas áreas de aplicação industrial, principalmente porque trabalham com altos níveis de tensão, e ao mesmo tempo fazem uso de dispositivos semicondutores com baixo limite de tensão. Além disso, proporcionam baixa taxa de distorção harmônica total (THD), quando comparados com conversores estáticos dois níveis.

A classificação de conversores CA-CA é dividida em duas categorias principais, conforme Kouro et al. (2010). A Figura 2.5 demonstra a classificação (KOURO et al., 2010) com a inserção do MMC em destaque, visto que é um conversor que vem adquirindo espaço em aplicações de altas potências em média e alta tensão (MARQUARDT, 2003), (GLINKA, 2004), (HAGIWARA, 2009), (SAEEDIFARD, 2010), (AKAGI, 2011), (SOLAS et al., 2013).

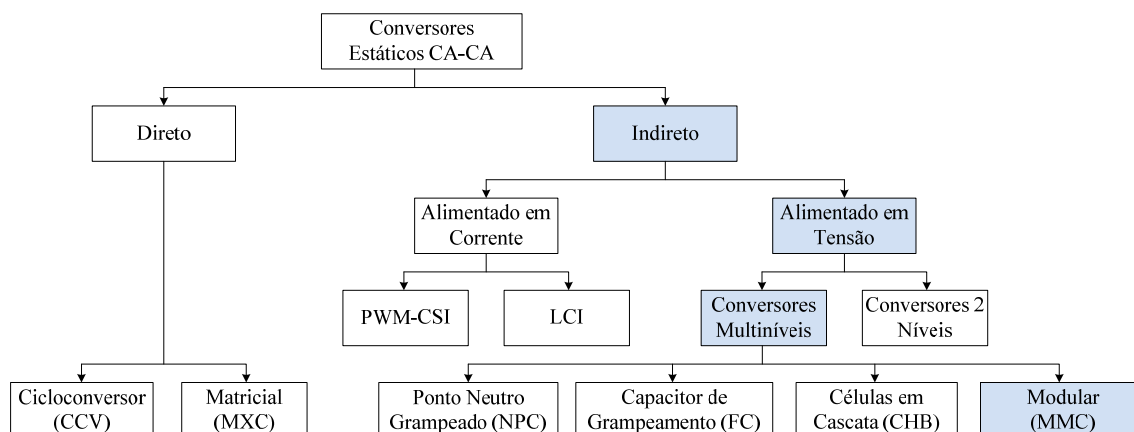


Figura 2.5. Classificação de conversores estáticos (KOURO et al., 2010).

Em conversores indiretos é possível operar com barramentos CC alimentados em corrente ou em tensão e nos Diretos não há estágio CC com armazenamento de energia. Segundo Kouro et. al. (2010), os conversores alimentados em tensão estão divididos em conversores dois níveis e conversores multiníveis.

Dentre as topologias de conversores multiníveis comumente empregadas, destacam-se:

- Conversor multinível com diodos de grampeamento (*Diode Clamped* – DC);
- Conversor multinível com capacitores flutuantes (*Flying Capacitor* – FC);
- Conversor multinível com células em cascata (*Cascaded H-Bridge* – CHB);
- Conversor multinível modular (*Modular Multilevel Converter* – MMC);

Assim, nas próximas seções são apresentadas as principais características destes conversores, com a finalidade de destacar as diferenças existentes entre os conversores multiníveis convencionais e o MMC, que é um dos objetivos de análise desta Dissertação.

2.3.1 Topologias multiníveis convencionais

- *Conversor multinível com diodos de grampeamento*

O conversor multinível com diodos de grampeamento foi introduzido na forma conceitual por Baker no início dos anos 80 (BAKER, 1980), Figura 2.6 (a). Nabae (1981) apresentou esta topologia com a característica de sintetizar três níveis na tensão de fase, sendo denominada como conversor multinível com ponto neutro grampeado (*Neutral Point-Clamped – NPC*), demonstrada na Figura 2.6 (b).

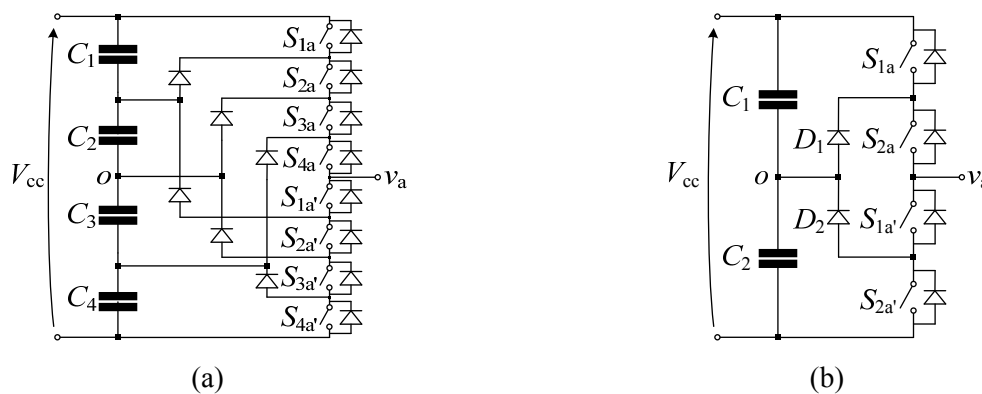


Figura 2.6. Topologias multiníveis monofásicas com (a) diodos de grampeamento (DC) e (b) com ponto neutro grampeado (NPC).

Nesta topologia, o aumento do número de níveis impõe a necessidade de um elevado número de diodos de grampeamento. Esta característica estabelece uma relação quadrática entre o número de níveis e o número de diodos de grampeamento, dado por $3(m-1)(m-2)$ (RECH e PINHEIRO, 2007), onde m corresponde ao número de níveis da tensão de fase. Assim, surge a necessidade de conectar vários diodos em série para operá-los com a tensão reversa igual à dos interruptores, o que acaba por penalizar a utilização desta topologia para aplicações onde se deseja aumentar o número de níveis. Além disso, os diodos de grampeamento desta topologia operaram com tensões reversas distintas.

- *Conversor multinível com capacitores de grampeamento*

A topologia com capacitores de grampeamento (*Flying Capacitor* – FC) foi apresentada por Meynard e Foch (1992), tendo como principal vantagem a possibilidade de combinação de estados redundantes para sintetizar o mesmo nível da tensão de fase. Esta característica pode ser utilizada com o objetivo de manter as tensões dos capacitores de grampeamento reguladas. A topologia FC monofásica é composta por $(m-1)(m-2)/2$ capacitores de grampeamento e $2(m-1)$ chaves semicondutoras e diodos (RECH e PINHEIRO, 2007), conforme é ilustrado na Figura 2.7.

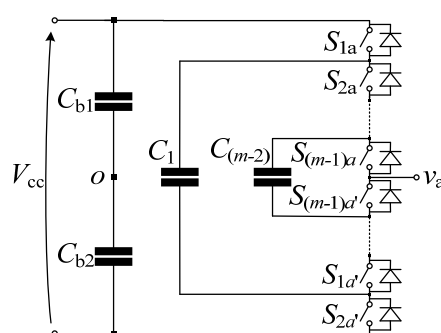


Figura 2.7. Topologia multiníveis monofásica com capacitores de grampeamento.

A topologia FC possui como desvantagem a necessidade de uma estratégia de balanço das tensões dos capacitores com o propósito de garantir tensões de grampeamento similares nas chaves semicondutoras. Com o aumento do número de níveis, esta estratégia pode se tornar cada vez mais complexa. Além disso, a topologia necessita de um elevado número de capacitores, uma vez que são necessários capacitores em série para que sejam especificados com mesma tensão.

- *Conversor multinível com células em cascata*

Os conversores multiníveis com células conectadas em cascata foram propostos inicialmente em 1975 por Baker (1975). Estes conversores realizam a síntese de formas de onda de tensão multiníveis através da soma das tensões de saída de n células ponte completa em série, conforme apresentado na Figura 2.8. Além disso, com respeito às tensões de operação de cada célula, esta topologia multiníveis pode ser classificada como simétrica ou assimétrica. A configuração simétrica apresenta as tensões de todas as células iguais, enquanto a topologia assimétrica apresenta pelo menos uma das tensões distinta das demais, onde o principal objetivo é aumentar o número de níveis para uma mesma quantidade de interruptores. Além disso, este conversor multinível também pode ser denominado como híbrido quando pelo menos uma das células empregar uma tecnologia de semicondutor e/ou estratégia de modulação distinta das demais células.

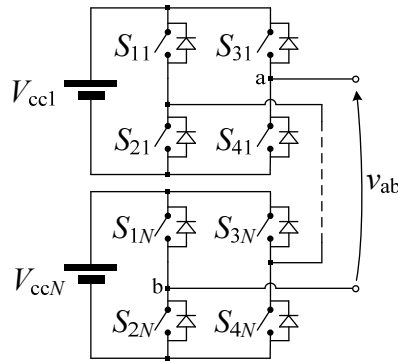


Figura 2.8. Topologia multinível monofásica com N células ponte completa em série.

2.4 Conversor multinível modular

O conversor multinível modular (*Modular Multilevel Converter – MMC*) é uma topologia recente de conversor multinível, proposta em 2001 por MARQUARDT (2001). Inicialmente, o MMC foi aplicado em veículos de tração elétrica e também na interligação de sistemas elétricos de potência através de linhas de transmissão com corrente contínua e alta tensão (*High Voltage Direct Current – HVDC*).

Na Figura 2.9 é apresentada a estrutura de um MMC trifásico, composta basicamente por três fases (fases a, b e c), um barramento CC comum (V_{cc}) e N submódulos (SMs) por polo. Cada uma das fases é constituída por um polo positivo (p) e um negativo (n). Estes polos possuem um arranjo série de N submódulos que sintetizam as tensões de cada polo $v_{x,y}$ ($x = \{a,b,c\}$ e $y = \{p,n\}$). Cada arranjo possui uma indutância L em série, que é utilizada para limitar as derivadas das correntes de cada polo $i_{x,y}(t)$.

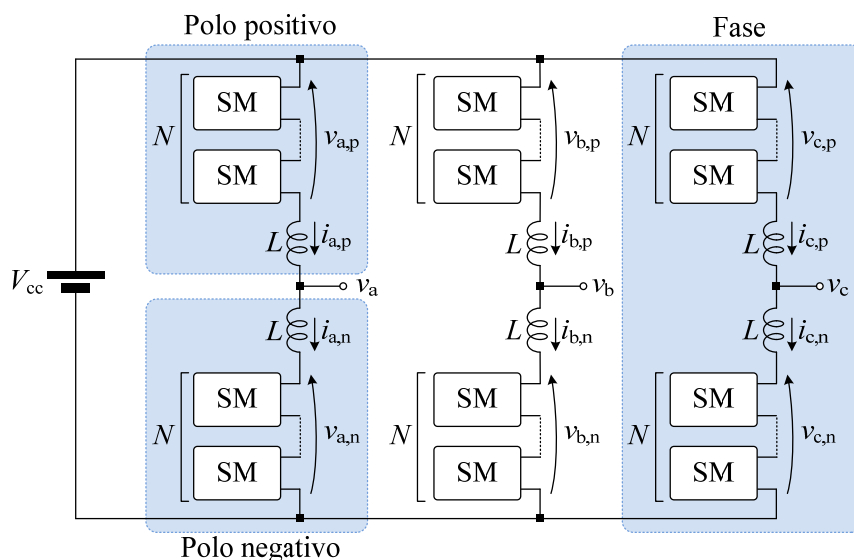


Figura 2.9. Topologia multinível modular trifásica com N células por polo.

De forma geral, cada SM pode ser concebido a partir de diferentes topologias, sendo as principais empregadas atualmente: (i) submódulo meia-ponte, Figura 2.10 (a); (ii) submódulo ponte-completa, Figura 2.10 (b); (iii) submódulo com ponto neutro grampeado (ou *twin submodule*), Figura 2.10 (c); e (iv) submódulo duplamente grampeado, Figura 2.10 (d).

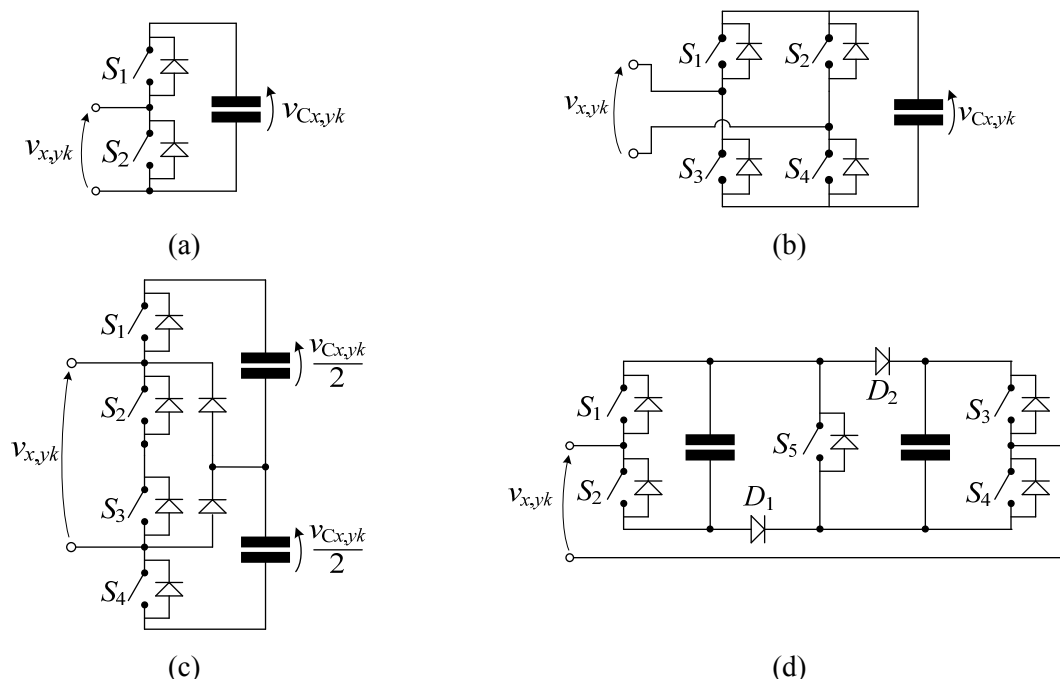


Figura 2.10. Representação das topologias de submódulos comumente empregadas. (a) Submódulo meia-ponte. (b) Submódulo ponte-completa ou bifásica (R. MARQUARDT, 2001), (PEREZ et al., 2012). (c) Submódulo com ponto neutro grampeado (HILLER et al., 2009). (d) Submódulo duplamente grampeado (MARQUARDT, 2010), (MODEER, NEE e NORRGA, 2011).

Entre as opções de submódulos, o SM meia-ponte tem sido utilizado com maior frequência em diferentes aplicações, principalmente devido à simplicidade de implementação. O SM ponte-completa é empregado em aplicações de conversores CA-CA diretos (LESNICAR e MARQUARDT, 2003b) ou de conversores CC-CC elevadores de tensão com alto ganho estático (KENZELMANN et al., 2011). Em aplicações mais específicas, onde se deseja obter três níveis nos terminais de saída do SM, tem sido utilizado o submódulo com ponto-neutro grampeado (*twin submodule*) como alternativa ao SM ponte-completa. Por outro lado, este submódulo necessita de um algoritmo complexo para regular as tensões dos dois capacitores (HILLER et al., 2009). O submódulo duplamente grampeado tem sido utilizado em aplicações HVDC, sendo que em condições normais de operação equivale a dois submódulos meia-ponte, com o adicional da chave semicondutora S_5 , possibilitando que as correntes de falta sejam inibidas através da absorção da energia e do grampeamento de tensão (MARQUARDT, 2010).

Os principais aspectos positivos – sejam econômicos ou técnicos – para o desenvolvimento dos conversores multiníveis modulares são:

- Barramento CC comum:
 - Não necessita de fontes CC isoladas para cada célula;
- Construção modular:
 - Fácil implementação para diferentes níveis de tensão e potência;
 - Somente se mantém quando a topologia é simétrica;
- Forma de onda multinível:
 - Expansível para qualquer número de níveis de tensão;
 - Baixa distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* – THD);
- Alta aplicabilidade industrial:
 - Padronização dos dispositivos semicondutores;
 - Operação redundante e maior disponibilidade em caso de perda de um SM;
- Gerenciamento de falhas:
 - Pode operar de forma segura em falhas dos dispositivos;

Segundo Hagiwara, Maeda e Akagi (2011), o fato do MMC possuir barramento CC comum representa a simplificação do estágio de entrada, podendo ser implementado apenas com retificadores seis pulsos e capacitor. Além disso, se o estágio de entrada permitir a circulação de corrente negativa, não é necessário utilizar capacitores no barramento CC, uma vez que os capacitores dos submódulos do MMC representam uma capacitância equivalente para o processo de conversão (MARQUARDT, LESNICAR e HILDINGER, 2002), (HAGIWARA e AKAGI, 2009) e (MARQUARDT, 2010).

Entre os aspectos negativos da utilização do MMC, salienta-se que:

- A tensão de bloqueio dos interruptores é o dobro quando comparado com o CHB:
 - Para um mesmo número de níveis na tensão de fase/linha;
- As tensões dos capacitores flutuantes devem ser reguladas;
- As correntes internas possuem componentes circulantes que devem ser minimizadas:
 - Necessita da minimização da energia reativa interna do conversor.

2.4.1 Principais aplicações do MMC

Estudos envolvendo a operação do MMC têm sido explorados em novas pesquisas e projetos de grandes centros de estudo. A literatura vem destacando diversas aplicações:

- *Sistemas de transmissão de alta tensão em corrente contínua*

Atualmente, a principal aplicação do MMC é em sistemas de transmissão de alta tensão em corrente contínua (*High Voltage Direct Current – HVDC*), onde, normalmente, o MMC é conectado para formar estruturas *back-to-back*, possibilitando o fluxo de potência bidirecional (DORN, HUANG e RETZMANN, 2007), (ALLEBROD, HAMERSKI e MARQUARDT, 2008), (DAVIDSON e TRAINER, 2010), (KNAAK, 2011), (BARUSCHKA e MERTENS, 2011), (SOLAS et al., 2013). Na Figura 2.11 é apresentada a configuração *back-to-back* em sistemas HVDC.

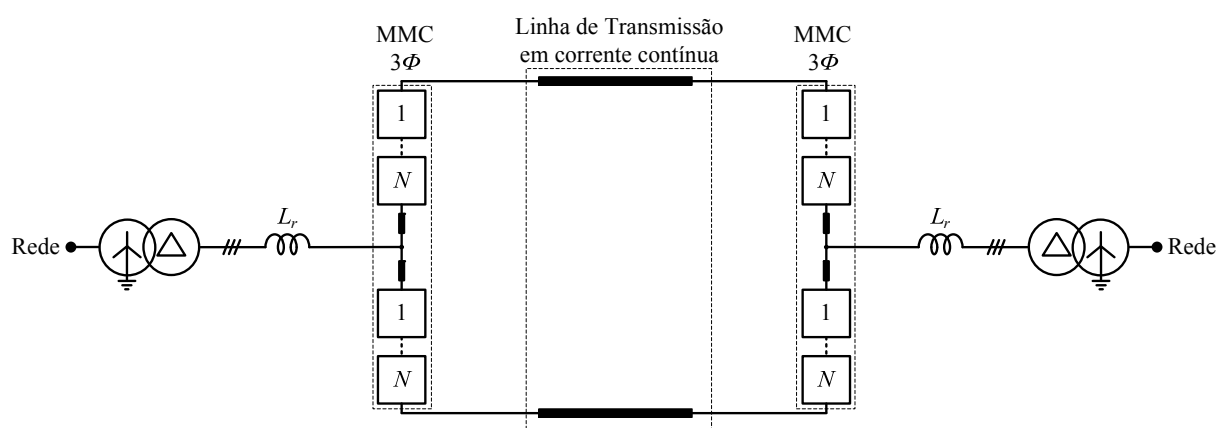


Figura 2.11. Aplicação de um conversor multinível em configuração *back-to-back* em sistemas HVDC (SAEEDIFARD, 2010).

Recentemente, o MMC tem despertado interesse da indústria, principalmente por possuir a capacidade de processar potência ativa e reativa com os terminais conectados diretamente às linhas de alta tensão, sem a necessidade de transformadores de baixa frequência (LI et al., 2012). Nesta aplicação não há a necessidade de filtros passivos para os harmônicos de segunda ordem, que estão presentes no lado CA, uma vez que o número de submódulos utilizados normalmente é elevado. Além disso, esta característica evita possíveis ressonâncias que podem ocorrer entre os filtros instalados na rede elétrica e os filtros de saída do MMC (KNAAK, 2011).

- *Acionamento de máquinas elétricas*

Os estudos de Hagiwara, Nishimura e Akagi (2010) demonstram a aplicação do MMC no acionamento de máquinas elétricas de média tensão. O MMC proporciona pequenos degraus na tensão de saída, que contribuem significativamente para reduzir as ondulações na corrente e no torque do motor elétrico e atenuar os efeitos indesejáveis da tensão de modo comum e das correntes parasitas (HAGIWARA, NISHIMURA e AKAGI, 2010). Nesta

aplicação, utiliza-se um transformador em baixa frequência para alimentar o estágio de entrada do inversor, Figura 2.12, o que torna o sistema pesado e volumoso.

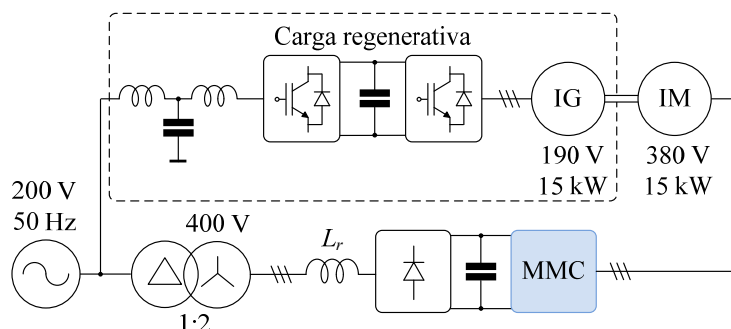


Figura 2.12. Aplicação de um conversor multinível modular em acionamento de máquinas de indução (HAGIWARA, NISHIMURA e AKAGI, 2010).

Em aplicações para o acionamento de várias máquinas elétricas, como em trens elétricos, algumas alternativas têm sido propostas para a substituição dos transformadores de baixa frequência por transformadores de média frequência em conjunto com o MMC. Em Lesnicar e Marquardt (2003b) e Glinka e Marquardt (2005) o MMC é aplicado no acionamento do primário de um transformador de média frequência, permitindo a utilização de inversores convencionais no estágio de acionamento das diversas máquinas elétricas, conforme é ilustrado na Figura 2.13.

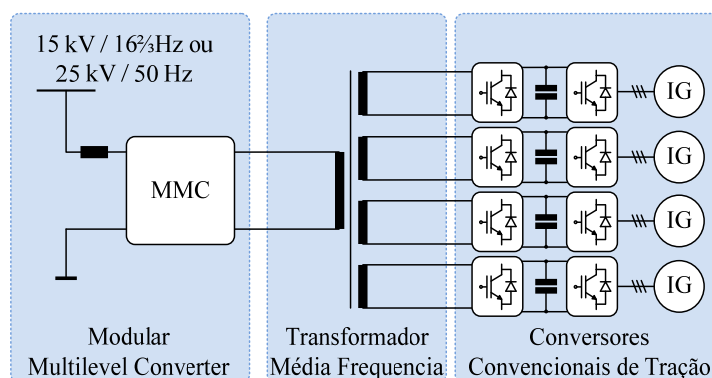


Figura 2.13. Aplicação de um conversor multinível no acionamento de máquinas elétricas para veículos de tração (GLINKA e MARQUARDT, 2004).

- *Compensador estático de reativos*

Recentemente, alguns estudos têm demonstrado a aplicação do MMC como um compensador estático de reativos (*Static Synchronous Compensator – STATCOM*), possuindo a capacidade de processar potência ativa e reativa com a utilização de um único barramento CC, apresentando esta vantagem quando comparado com os conversores multiníveis com células em cascata.

O trabalho de Yang, Xiaofeng et al. (2011) propõem um novo STATCOM paralelo à rede, composto por um MMC trifásico. A principal vantagem se refere à utilização de uma topologia capaz de ser conectada diretamente em redes de média/alta tensão e ao mesmo tempo processar elevada potência reativa sem o auxílio de transformadores.

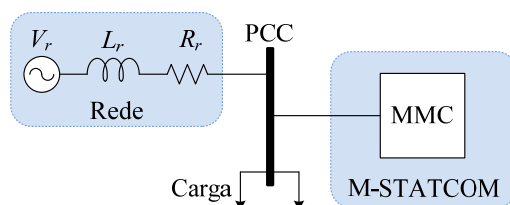


Figura 2.14. Compensadores estáticos de reativos para operação em linhas de alta tensão e alta potência, Yang, Xiaofeng et al. (2011).

2.4.2 Estratégias de modulação aplicadas ao MMC

Diversas estratégias de modulação têm sido desenvolvidas para conversores multiníveis e analisadas para determinadas variáveis de interesse, tais como: aumento do número de níveis, balanço das tensões de capacitores flutuantes, redução da THD da tensão de saída (MANJREKAR e VENKATARAMANAN, 1996), (KOURO et al., 2002), (LOH et al., 2003), redução das perdas de chaveamento, (KORN, 2010), (ILVES, ANTONOPOULOS e NORRGA, 2012) entre outras.

Segundo Rodriguez et al. (2008), as estratégias de modulação aplicadas em conversores multiníveis são classificadas em dois tipos: (i) estratégias de modulação baseadas em níveis de tensão; e (ii) estratégias de modulação baseadas em espaços vetoriais. Dentre estas duas classificações, nesta Dissertação são abordadas as estratégias de modulação baseadas em níveis de tensão, uma vez que as estratégias de modulação em espaços vetoriais não têm sido aplicadas ao conversor multinível modular por resultarem em mapas vetoriais com dimensões grandes e de complexa execução.

De acordo com Rodriguez et al. (2008), as estratégias baseadas em níveis de tensão são divididas em quatro tipos:

- Síntese de formas de onda quase-quadradas (*Nearst Level Control – NLC*);
- Eliminação seletiva de harmônicos (*Seletive Harmonic Elimination – SHE*);
- Modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation – PWM*);
- Modulação híbrida (*Hybrid Modulation – HM*).

A estratégia de modulação PWM normalmente é empregada em conversores multiníveis operando em alta frequência. Já as estratégias de modulação NLC e SHE caracterizam-se por formas de ondas em baixa frequência. As estratégias comumente aplicadas nos conversores multiníveis convencionais podem ser aplicadas ao conversor multinível modular, salvo algumas considerações.

2.4.2.1 Síntese de formas de onda quase-quadradas

As estratégias de modulação em baixa frequência possibilitam a redução das perdas de chaveamento. Isto ocorre porque as chaves semicondutoras comutam uma vez em um período da fundamental. Assim, estas estratégias são normalmente adotadas em aplicações onde os conversores multiníveis modulares operam com elevado número de módulos em série. As estratégias de modulação mais representativas das formas de onda comutadas em baixa frequência são a NLC e a SHE. Na Figura 2.15 (a) são apresentadas as formas de onda da estratégia NLC aplicada aos polos positivo e negativo do MMC, resultando na forma de onda da tensão de saída, ilustrada na Figura 2.15 (b).

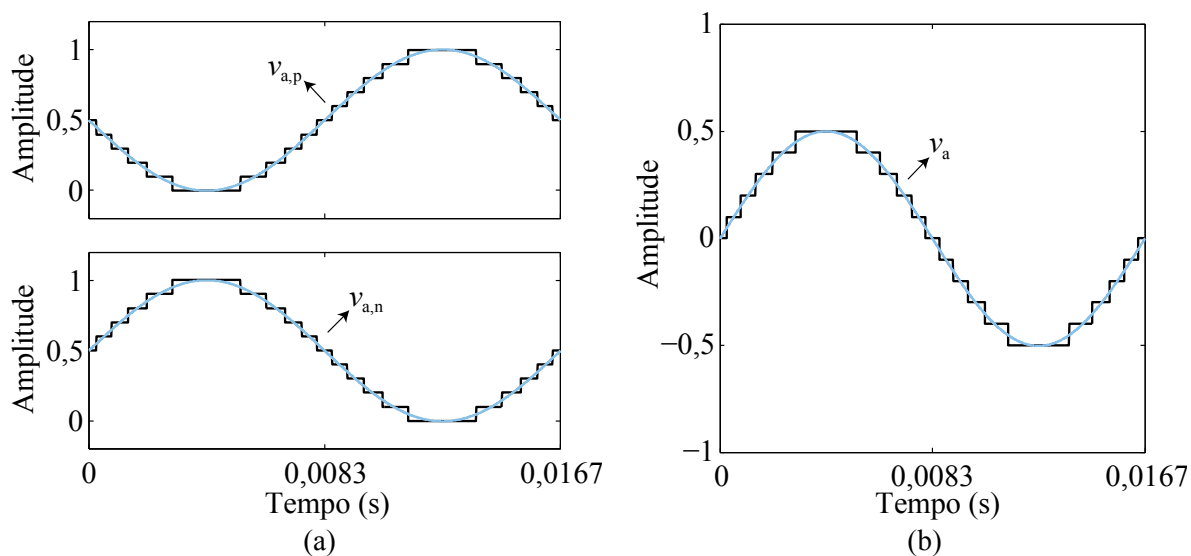


Figura 2.15. Representação da estratégia NLC aplicada ao MMC. (a) Formas de onda do polo positivo e negativo e (b) da tensão de fase.

2.4.2.2 Eliminação seletiva de harmônicos

A estratégia SHE foi desenvolvida inicialmente para conversores com dois e três níveis (HOFT e PATEL, 1973), uma vez que estes conversores possuem maior distorção nas formas de onda de tensão. A SHE é baseada na escolha de ângulos específicos de chaveamento que possibilitam eliminar determinados harmônicos ou sintetizar a fundamental

com amplitude pré-determinada. O principal desafio de implementação da SHE está na determinação dos ângulos de chaveamento, principalmente quando se trata de uma topologia multiníveis, onde a quantidade de ângulos de chaveamento aumenta consideravelmente com o aumento do número de níveis (KONSTANTINOU, CIOBOTARU e AGELIDIS, 2011). Desse modo, em aplicações que utilizam o MMC com um elevado número de submódulos (HVDC e STATCOM) é comum a utilização da estratégia NLC ao invés da SHE.

2.4.2.3 Modulação por largura de pulso (PWM)

As estratégias de modulação PWM têm sido amplamente utilizadas em conversores estáticos, sendo propostas inicialmente por Carrara et al. (1992) em aplicações com conversores multiníveis convencionais. A aplicação das estratégias de modulação PWM ao MMC é recente, apresentada inicialmente em 2008 por Hagiwara e Akagi (2008), juntamente com a proposta de um sistema de controle para o MMC.

Segundo Kouro et al. (2002) as estratégias de modulação PWM existentes são classificadas em quatro categorias:

- Estratégia com múltiplas portadoras dispostas em fase (PD – *Phase Disposition*);
- Estratégia com múltiplas portadoras dispostas em oposição de fase (POD – *Phase Opposition Disposition*);
- Estratégia com múltiplas portadoras dispostas em oposição de fase alternada (APOD – *Alternative Phase Opposition Disposition*);
- Estratégia com múltiplas portadoras deslocadas em fase (PS – *Phase Shift*)

Particularmente, estas estratégias podem ser implementadas de forma a aumentar o número de níveis da tensão de fase do MMC. Estas características serão abordadas em detalhes nas próximas seções.

• *Estratégias baseadas na disposição de fase de múltiplas portadoras*

As estratégias baseadas na disposição de fase de múltiplas portadoras têm se consolidado em aplicações do MMC em altas potências, principalmente devido a sua simplicidade de implementação (TELFORD et al., 2010), (SAEEDIFARD, 2010), (BERGNA, 2011), (HASSANPOOR et al., 2012).

Entre as estratégias de modulação PWM com disposição em fase das múltiplas portadoras, destaca-se a PD. Nesta estratégia, N portadoras de mesma amplitude por polo estão dispostas em fase e com deslocamento vertical, de forma a ocuparem espaços adjacentes. No MMC, o polo

positivo é composto por N portadoras, Figura 2.16 (a), que estão defasadas em 180° das N portadoras que compõem o polo negativo. Considerando a aplicação desta estratégia em um MMC simétrico, composto de submódulos meia-ponte, o número de níveis da tensão de fase é de $N+1$. O fato da estratégia PD possibilitar que N submódulos sejam inseridos em qualquer instante de tempo, indica que a tensão sobre os indutores dos polos é teoricamente nula (SAEEDIFARD, 2010), (LI et al., 2012). Contudo, se as portadoras forem implementadas com mesmo ângulo de defasagem para ambos os polos, conforme ilustrado na Figura 2.16 (b), é possível obter a síntese de $2N+1$ níveis na tensão de fase do MMC.

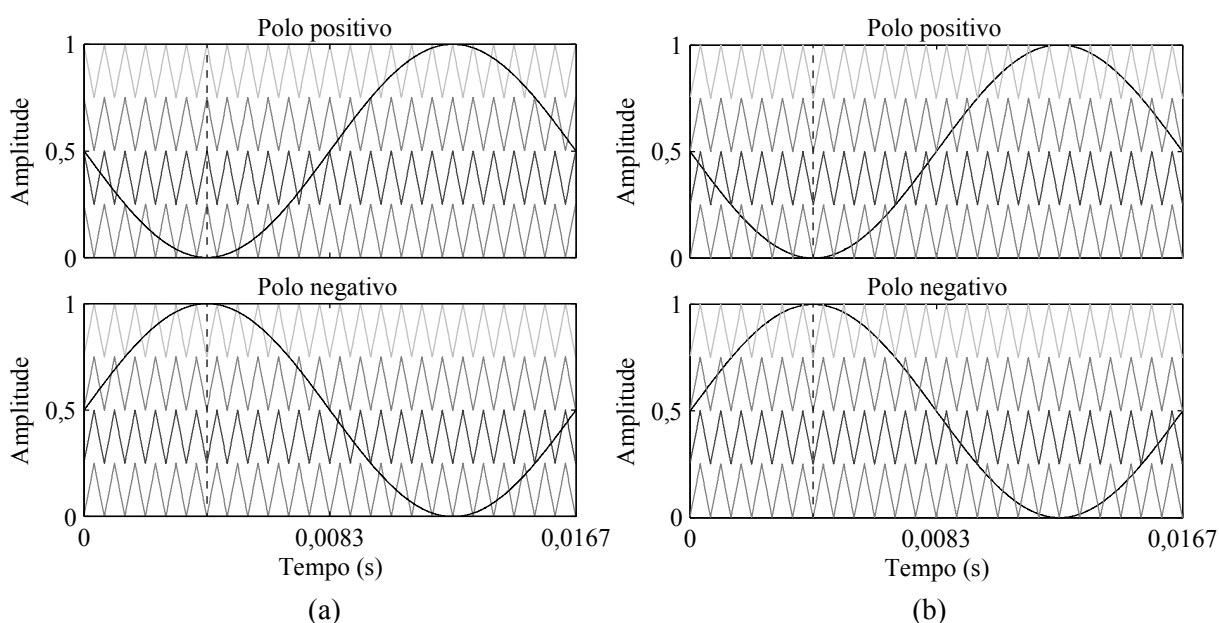


Figura 2.16. Formas de onda teóricas da estratégia de modulação PD aplicada ao MMC ($N = 4$) com modulantes e portadoras dos polos positivo e negativo para (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis ($V_{cc} = 1$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 15$).

Já a estratégia POD utiliza, para cada polo, $N/2$ portadoras dispostas em fase com a referência e as demais $N/2$ portadoras dispostas em oposição à fase da referência, Figura 2.17 (a), permitindo sintetizar $N+1$ níveis na tensão de fase. Nesta estratégia, as $2N$ portadoras estão deslocadas verticalmente de forma a ocuparem espaços adjacentes. Da mesma forma que a estratégia PD se as portadoras de um dos polos forem invertidas, Figura 2.17 (b), é possível sintetizar $2N+1$ níveis na tensão de fase do MMC.

A estratégia APOD possui $2N$ portadoras de mesma amplitude, dispostas de forma que suas fases alternam, conforme ilustrado na Figura 2.18 (a). Da mesma forma que as estratégias PD e POD, é possível sintetizar $2N+1$ níveis na tensão de fase do MMC quando as portadoras de um dos polos são invertidas, Figura 2.18 (b).

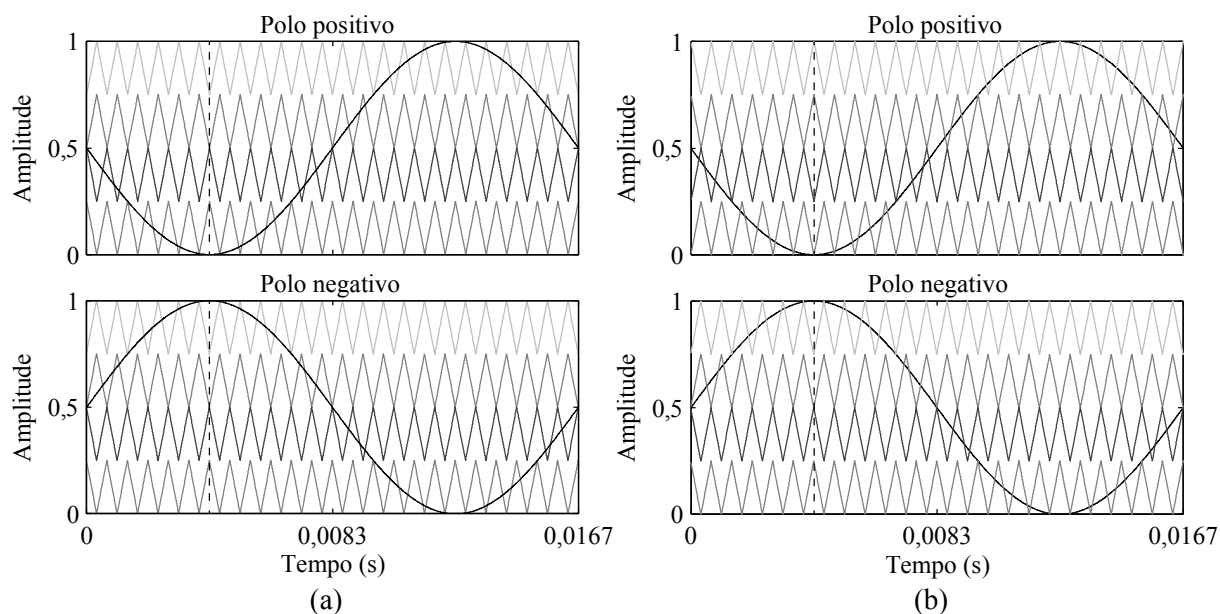


Figura 2.17. Formas de onda teóricas da estratégia de modulação POD aplicada ao MMC ($N = 4$) com modulantes e portadoras dos polos positivo e negativo para (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis ($V_{cc} = 1$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 15$).

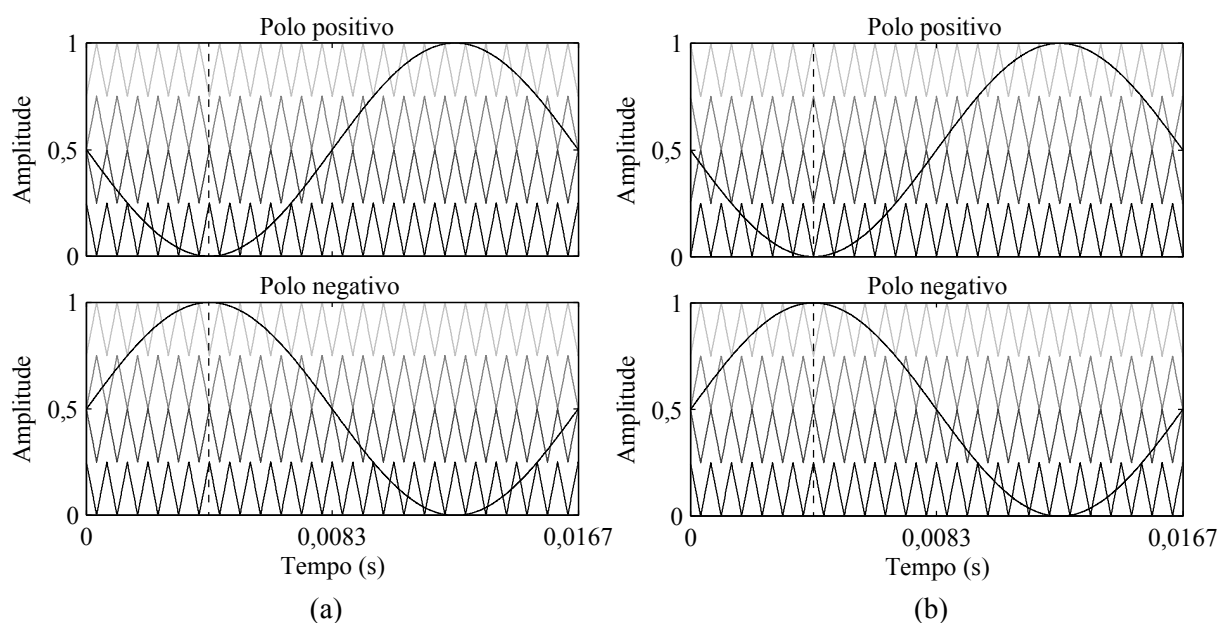


Figura 2.18. Formas de onda teóricas da estratégia de modulação APOD aplicada ao MMC ($N = 4$) com modulantes e portadoras dos polos positivo e negativo para (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis ($V_{cc} = 1$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 15$).

- *Estratégias baseadas no deslocamento de fase de múltiplas portadoras*

A estratégia PWM baseada no deslocamento de fase das múltiplas portadoras é comumente utilizada em conversores multiníveis com células em cascata, fazendo o uso de $m-1$ portadoras de mesma amplitude. A estratégia PS é empregada em conversores CHB por garantir a distribuição uniforme de potência entre todas as células do conversor (PIROUZ e BINA, 2010).

Em conversores multiníveis com células em série a PS utiliza as portadoras deslocadas de $360^\circ/(m-1)$ entre si. No MMC, o ângulo das portadoras também pode ser modificado para a estratégia PS possibilitar $N+1$ ou $2N+1$ níveis na tensão de saída, conforme ilustrado na Figura 2.19 (a) e (b), da mesma forma que as estratégias com disposição em fase de múltiplas portadoras. Além disso, em um MMC com N submódulos meia-ponte, a estratégia PS possibilita o espraio do conteúdo harmônico, deslocando-o para uma frequência de Nf_s , ao contrário das estratégias PD, POD e APOD, que apresentam o primeiro conjunto de harmônicos da tensão de fase centrado em $2f_s$.

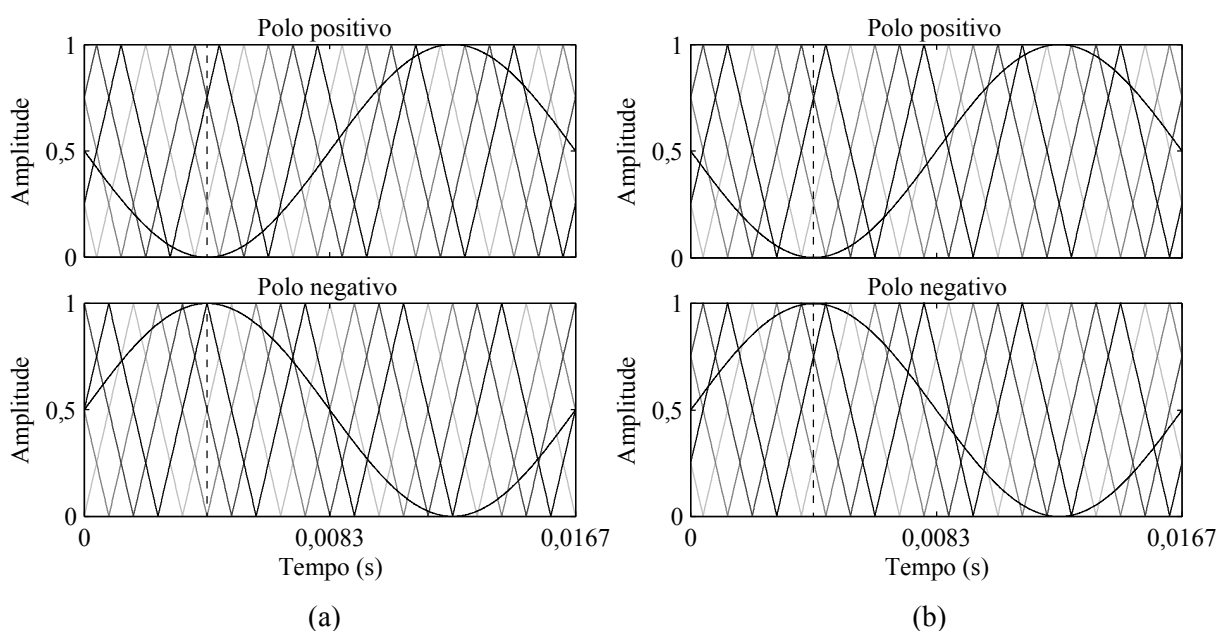


Figura 2.19. Formas de onda teóricas da estratégia de modulação PS aplicada ao MMC ($N = 4$) com as modulantes e portadoras dos polos positivo e negativo para (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis ($V_{cc} = 1$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 5$).

2.4.2.4 Modulação híbrida

A estratégia de modulação híbrida para conversores multiníveis foi proposta por Manjrekar et al. (2000) com o uso de $N-1$ células operando com modulação NLC e uma célula operando com modulação PWM. Com a implementação desta estratégia é possível o uso de chaves semicondutores de baixa frequência de chaveamento para as células de maior tensão de barramento e o uso de chaves semicondutores de alta frequência e de menor tensão de bloqueio para as células que operam com tensões de barramento menores.

Em Gao et al. (2011) é proposta uma topologia de conversor multinível modular híbrida, Figura 2.20 (a), que é composta por N SMs meia-ponte mais um SM ponte-completa em cada polo. O submódulo ponte-completa possui a metade da tensão dos capacitores dos

submódulos meia-ponte. Com isto busca-se incrementar o número de níveis sintetizados, que são obtidos com a metade da variação dos degraus da topologia MMC convencional, Figura 2.20 (b). Nesta proposta, os submódulos meia-ponte podem operar com modulação PD ou NLC e os submódulos ponte-completa operam com modulação PWM de forma a realizar o ajuste de tensão dos capacitores.

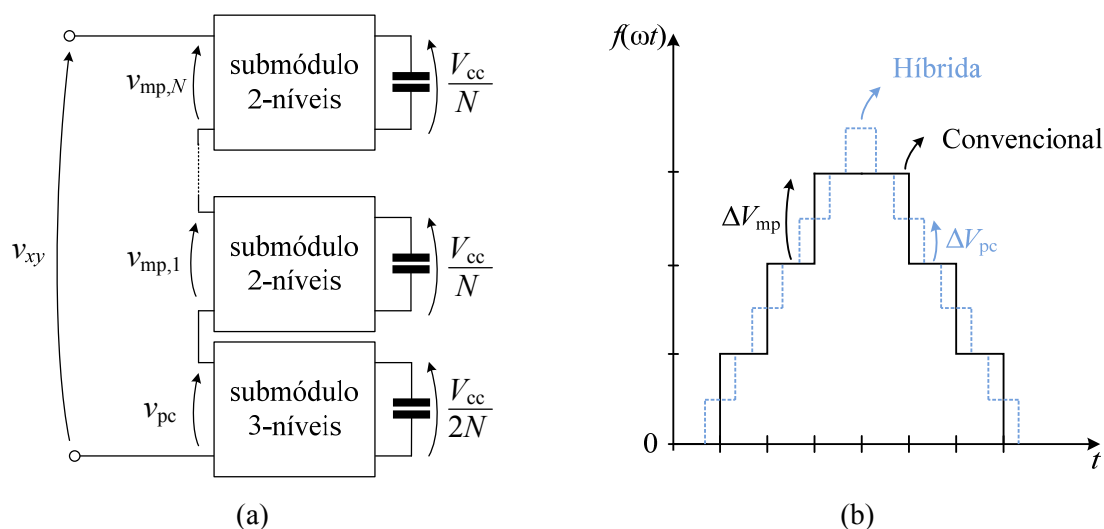


Figura 2.20. Topologia híbrida proposta por Gao et al. (2011). (a) Polo do conversor e (b) formas de onda da topologia híbrida e da topologia convencional quando aplicadas a um polo do MMC.

Neste sentido, a principal vantagem desta topologia está em sintetizar $4N+1$ níveis na tensão de fase, ao invés dos $N+1$ ou $2N+1$ níveis obtidos com estratégias convencionais. Por outro lado, a topologia necessita da utilização de uma célula diferenciada, o que pode torná-la menos atrativa em aplicações com elevado número de módulos, uma vez que nestas aplicações a grande quantidade de submódulos meia ponte já proporciona um número de níveis bastante expressivo. Salienta-se que o autor não explora todos os níveis que seriam possíveis com esta estrutura ($5N+1$).

2.4.2.5 Comparação entre as estratégias de modulação por largura de pulso

A comparação entre as estratégias de modulação tem a finalidade de apresentar as particularidades de cada estratégia por meio de simulação numérica realizada no *software* MATLAB[®]. Também é apresentada uma comparação em termos de distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* – THD) e fator de distorção de primeira ordem (*First Order Distortion Factor* – DF1) das formas de onda de tensão de fase do MMC.

Na Tabela 2.1 são demonstrados os parâmetros utilizados para a obtenção das formas de onda de saída do MMC.

Tabela 2.1. Parâmetros utilizados nas simulações.

| Parâmetro | Simbologia | Valor |
|---|-------------|-------------|
| Tensão do barramento CC | V_{cc} | 2 p.u. |
| Tensão do k -ésimo capacitor | $v_{Cx,yk}$ | 0,5 p.u. |
| Número de submódulos por polo | N | 4 |
| Número máximo de níveis (fase) | m | 7 |
| Frequência da tensão de saída | f | 60 Hz |
| Indutância do polo | L | 1 mH |
| Capacitância dos submódulos | C | 940 μ F |
| Índice de modulação de amplitude | m_a | 1 |
| Índice de modulação de frequência (PD, POD, APOD e PS) | m_f | 24 |

A topologia do MMC utilizada para comparação das estratégias possui três fases e 4 submódulos por polo ($N=4$), Figura 2.21, totalizando 24 submódulos conectados no barramento CC (V_{cc}) e por 6 indutores de filtro L .

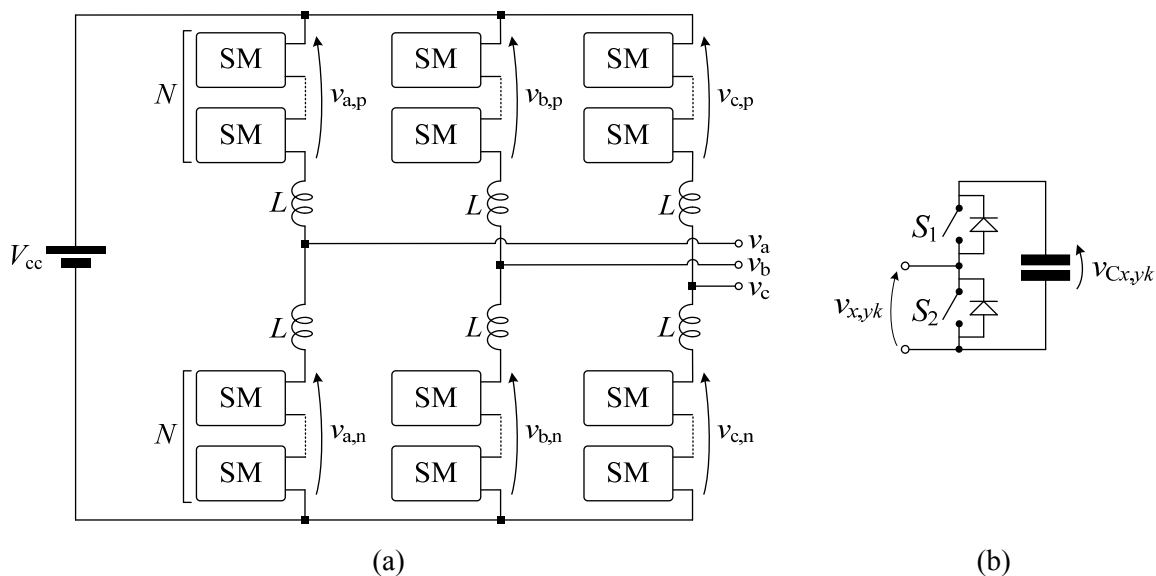


Figura 2.21. Representação da topologia utilizada para obtenção dos resultados de simulação. (a) MMC trifásico. (b) Submódulo meia-ponte ($k = 1, 2, \dots, 4$).

Conforme apresentado na seção anterior, dependendo como são utilizadas as portadoras das estratégias de modulação PD, POD, APOD e PS é possível sintetizar $N+1$ ou $2N+1$ níveis na tensão de fase do MMC. Dessa forma, os resultados apresentados ressaltam os pontos positivos e negativos de cada estratégia aplicada ao MMC.

As estratégias POD e APOD podem resultar em uma forma de onda de fase idêntica a modulação PD. Assim, a FFT, THD, e DF1 da tensão de fase das estratégias PD, POD, APOD

não apresentam diferenças neste caso. Dessa forma, somente os resultados da modulação PD_{2N+1} serão apresentados.

A implementação da estratégia de modulação PD resulta na tensão de saída sintetizada com 5 níveis, conforme apresentada na Figura 2.22 (a). É possível elevar o número de níveis ao utilizar as mesmas portadoras para os dois polos, onde é possível sintetizar 9 níveis na tensão de fase com a utilização do mesmo número de submódulos, Figura 2.22 (b).

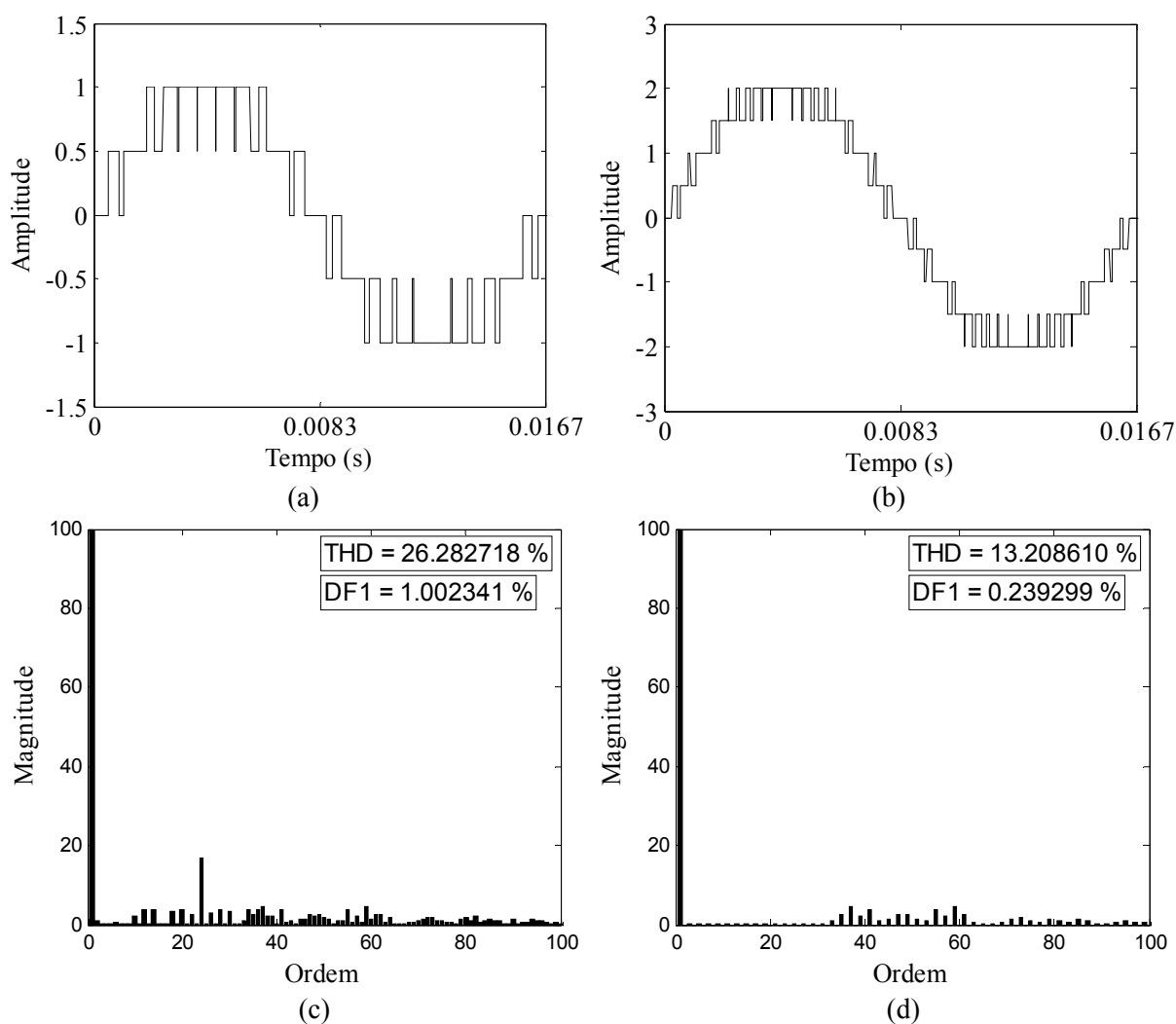


Figura 2.22. Tensão de saída obtida a partir da modulação PD aplicada ao MMC. (a) PD_{N+1} níveis; (b) PD_{2N+1} níveis e FFT, THD e DF1 da estratégia (c) PD_{N+1} e (d) PD_{2N+1} .

Da mesma forma que em conversores multiníveis em cascata, os harmônicos mais significativos das tensões de linha e de fase estão localizados em bandas laterais em torno da frequência da portadora e não existe harmônico na frequência de chaveamento f_s . Assim, é possível identificar que esta estratégia garante simetria de quarto de onda para valores pares de m_f .

Através da Figura 2.23 (a) e Figura 2.24 (a) é possível constatar que as estratégias de modulação POD_{N+1} e $APOD_{N+1}$ apresentam a característica de garantir a simetria de um quarto de onda e, além disso, garantir a simetria de meia onda.

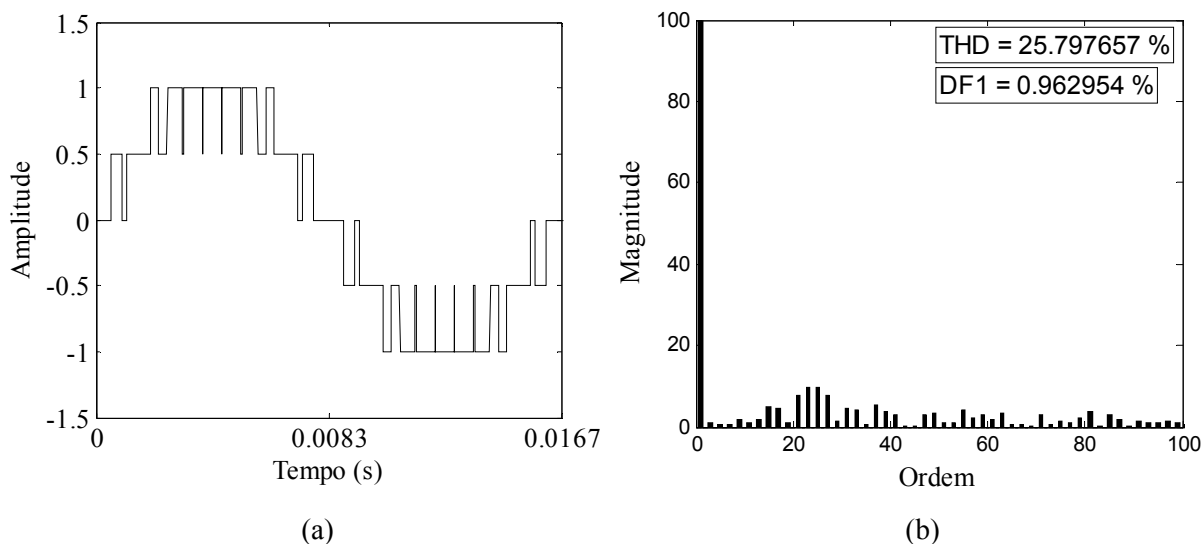


Figura 2.23. Tensão de fase obtida a partir da modulação POD_{N+1} aplicada ao MMC. (a) Forma de onda da tensão de fase (b) FFT, THD e DF1 da estratégia POD_{N+1} .

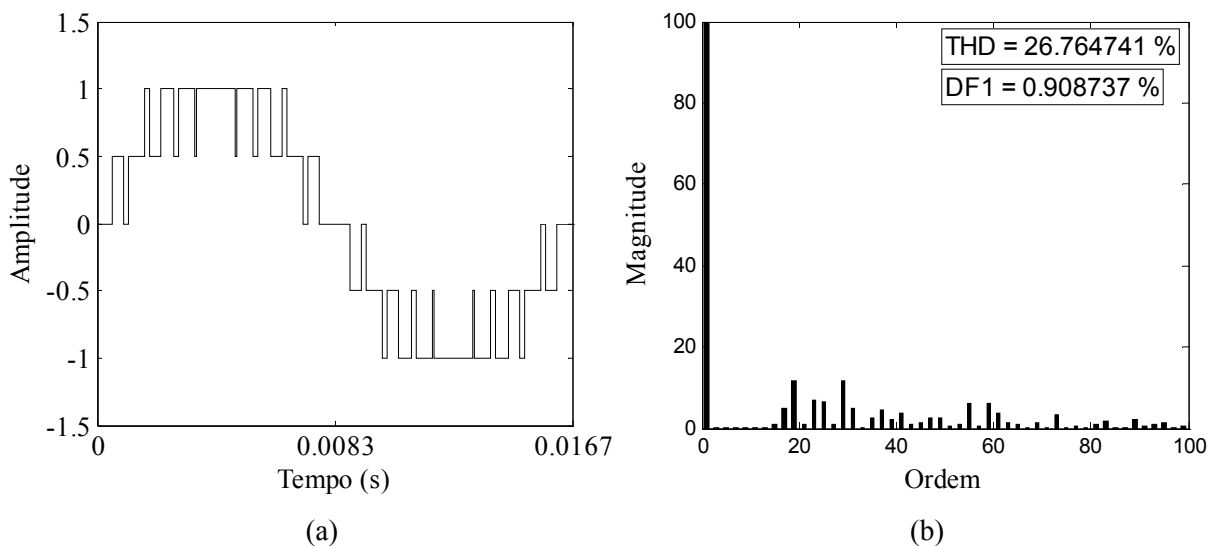


Figura 2.24. Tensão de fase obtida a partir da modulação $APOD_{N+1}$ aplicada ao MMC. (a) Forma de onda da tensão de fase (b) FFT, THD e DF1 da estratégia $APOD_{N+1}$.

Na Figura 2.25 (a) é apresentada a forma de onda de fase do MMC com a utilização da estratégia de modulação PS, a qual permite a síntese de 9 níveis. Em comparação às estratégias PD, POD e APOD a PS apresenta o primeiro conjunto de harmônicos deslocado em Nf_s , o que resulta em uma frequência de chaveamento da tensão de fase equivalente a 11,52 kHz, conforme pode ser visualizado na Figura 2.25 (b).

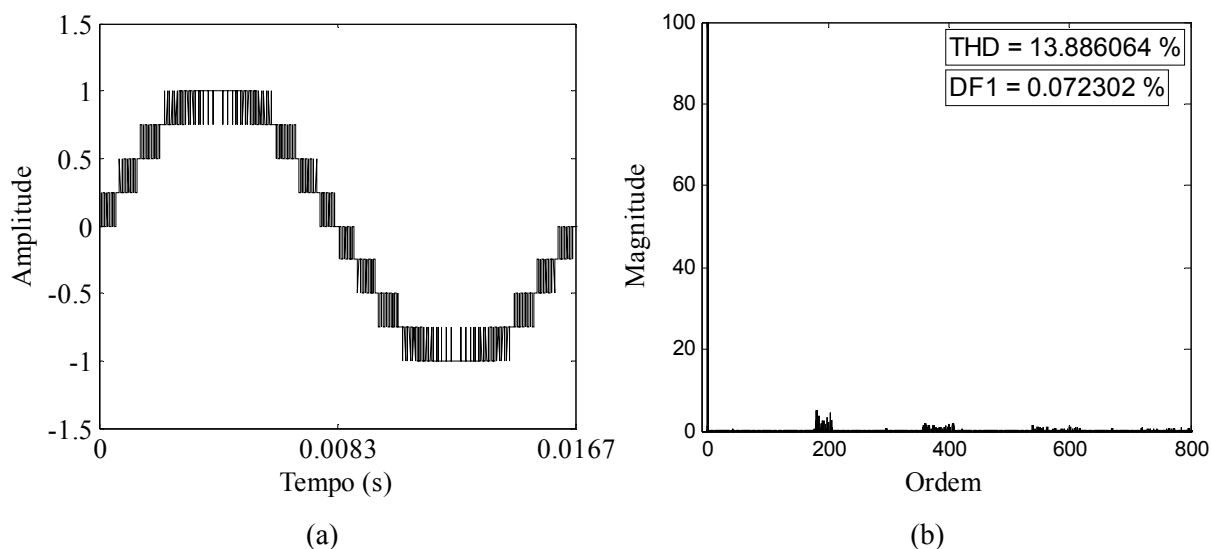


Figura 2.25. Resultados de simulação da modulação PS_{2N+1} aplicada ao MMC ($N = 4$). (a) Forma de onda da tensão de fase (b) FFT, THD e DF1 da tensão de fase.

2.5 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo realizou-se uma revisão bibliográfica das principais configurações de amplificadores híbridos apresentados na literatura. De forma geral, verificou-se que as topologias híbridas buscam aliar a qualidade da forma de onda obtida com o uso do amplificador linear com o elevado rendimento dos amplificadores chaveados. A classificação das configurações de topologias híbridas contempla as configurações série, paralela e envelope. A configuração série pode ser composta pela conexão entre um amplificador chaveado e um amplificador linear, onde o primeiro possui um barramento CC elevado para processar a maior parte da potência da ACPS e o segundo pode apresentar um pequeno barramento CC com o propósito de maximizar o rendimento, uma vez que amplificadores lineares operam com rendimento baixo.

Devido aos conversores multiníveis serem empregados em ACPSs, realizou-se uma revisão das principais topologias de conversores multiníveis, com o foco de comparação com o conversor multinível modular, o qual é aplicado como amplificador principal da topologia de ACPS proposta nesta Dissertação. Assim, na Tabela 2.2 é apresentado um resumo da comparação das principais topologias de conversores multiníveis em relação ao número de componentes e à tensão de bloqueio das chaves semicondutoras.

Através desta análise comparativa é possível observar que a topologia com células ponte-completa em série apresenta um número menor de componentes. Por exemplo, considerando que o número de níveis é 5 e que as tensões são simétricas ($V_{cc,1} = V_{cc,2} = V_{cc,N}$), a topologia CHB apresenta uma quantidade de 24 interruptores, 24 diodos

principais e 6 capacitores no barramento CC. Além disso, a tensão sobre os interruptores desta estrutura é a metade da tensão total V_{cc} .

Tabela 2.2. Parâmetros das principais topologias de conversores multiníveis trifásicos.

| Característica | Células em série | Capacitores de grampeamento | Diodos de grampeamento | Modular |
|---|------------------|-----------------------------|------------------------|---------------|
| Tensão nas chaves semicondutoras ¹ | $4V_{cc}/N_i$ | $4V_{cc}/N_i$ | $4V_{cc}/N_i$ | $4V_{cc}/N_i$ |
| Chaves semicondutoras principais | $6(m-1)$ | $6(m-1)$ | $6(m-1)$ | $6(m-1)$ |
| Diodos principais | $6(m-1)$ | $6(m-1)$ | $6(m-1)$ | $6(m-1)$ |
| Diodos de grampeamento | 0 | 0 | $3(m-1)(m-2)$ | 0 |
| Capacitores do barramento CC ² | $3(m-1)/2$ | $(m-1)$ | $(m-1)$ | $3(m-1)$ |
| Capacitores de grampeamento | 0 | $3(m-1)(m-2)/2$ | 0 | 0 |

¹ Topologias com N_i interruptores por fase.

² Os capacitores do MMC correspondem aos capacitores flutuantes dos submódulos.

A topologia MMC apresenta o mesmo número de interruptores e diodos principais para a síntese de 5 níveis, no entanto, a tensão de bloqueio dos interruptores deve ser o dobro que a CHB, ou seja, a tensão total do barramento CC. Por outro lado, o MMC apresenta um único barramento CC para todas as células, tornando-se mais atrativo em aplicações em que se deseja processar potência ativa juntamente com elevados níveis de tensão. Como principal desvantagem, a topologia MMC apresenta o dobro de tensão sobre os interruptores – sendo N_i o número de interruptores por fase –, considerando a amplitude da tensão de saída igual para todas as topologias.

Já as topologias com capacitores de grampeamento e diodos de grampeamento apresentam relação quadrática entre o número de níveis e o número de diodos e capacitores de grampeamento, tornando-as uma opção atrativa quando o número de níveis é reduzido.

Adicionalmente, é realizada uma comparação das estratégias de modulação empregadas em conversores multiníveis. Na Tabela 2.3 é demonstrado o resultado da análise qualitativa das estratégias de modulação PWM aplicadas ao MMC, em relação à THD e à DF1 da tensão de fase. Estes índices foram obtidos com as seguintes equações:

$$\text{THD}(\%) = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{j=2}^{n_h} (V_j)^2} \times 100\%, \quad (2.1)$$

$$\text{DF1}(\%) = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{j=2}^{n_h} \left(\frac{V_j}{j}\right)^2} \times 100\%, \quad (2.2)$$

onde n_h é a maior ordem de harmônico considerado no cálculo, V_1 é a amplitude da tensão fundamental e V_j é a amplitude do j -ésimo harmônico de tensão.

Em termos de THD das tensões de fase a estratégia POD se mostra mais atrativa para a síntese de $N+1$ níveis, apresentando uma THD de 13,20% e um DF1 de 0,96. Nas tensões de linha esta característica ocorre devido ao cancelamento dos harmônicos correspondentes à frequência da portadora, que estão presentes nas tensões de fase. Além disso, é possível observar que nas tensões de fase da estratégia PD ocorre a transição entre os níveis de tensão de forma gradual, sem a ocorrência de saltos para níveis não adjacentes.

Tabela 2.3. Comparação entre as estratégias de modulação ($m_a = 1$, $m_f = 24$ e $f = 60$ Hz).

| Parâmetro | THD (%) | DF1 (%) |
|----------------------------|---------|---------|
| PD_{N+1} | 26,28 | 1,00 |
| PD_{2N+1} | 13,20 | 0,23 |
| POD_{N+1} | 25,79 | 0,96 |
| POD_{2N+1} | 13,20 | 0,23 |
| APOD_{N+1} | 26,76 | 0,99 |
| APOD_{2N+1} | 13,20 | 0,23 |
| PS_{N+1} | 27,16 | 0,99 |
| PS_{2N+1} | 13,88 | 0,072 |

A estratégia que possui menor taxa de distorção de primeira ordem é a PS_{2N+1}, a qual possui o deslocamento do primeiro conjunto de harmônicos para $N_T f_s$ (onde N_T é o número de SM para geração de uma fase do MMC), ao contrário das estratégias de modulação PD, POD e APOD que possuem o deslocamento do primeiro conjunto de harmônicos para $2f_s$. Por este motivo a estratégia de modulação PS_{2N+1} é utilizada no amplificador principal da ACPS implementada, uma vez que pode-se empregar filtros menos volumosos, possibilitando a elevação da banda passante do conversor.

Capítulo 3

CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

3.1 Considerações gerais

Este capítulo apresenta os principais conceitos referentes ao MMC, bem como o princípio básico de funcionamento seguido de uma análise generalizada para o número de níveis sintetizados na tensão de fase, envolvendo os estados de operação do conversor. Também é apresentada a análise das correntes dos polos do MMC e das tensões dos capacitores dos submódulos. Adicionalmente, a fim de comprovar as análises teóricas, são apresentados alguns resultados de simulações no *software* PSIM[®].

3.2 Configurações do MMC

De forma geral, pode-se definir a estrutura do MMC com base nas estruturas de conversores CC-CA convencionais, classificados genericamente como: (i) meia-ponte, (ii) ponte-completa e (iii) trifásica.

A configuração do arranjo de conversores CC-CC em série com indutores pode compor uma fase do MMC de diferentes formas, onde é obtida a síntese da tensão de fase v_x ($x = \{a,b,c\}$). Estes arranjos podem ser conectados em paralelo com a finalidade de formar estruturas semelhantes à dos conversores CC-CA supracitados. Por analogia, através deste conceito são definidas três estruturas básicas do MMC: (i) estrutura meia-ponte, Figura 3.1 (a); (ii) estrutura bifásica ou ponte-completa, Figura 3.1 (b); e (iii) estrutura trifásica, Figura 3.1 (c).

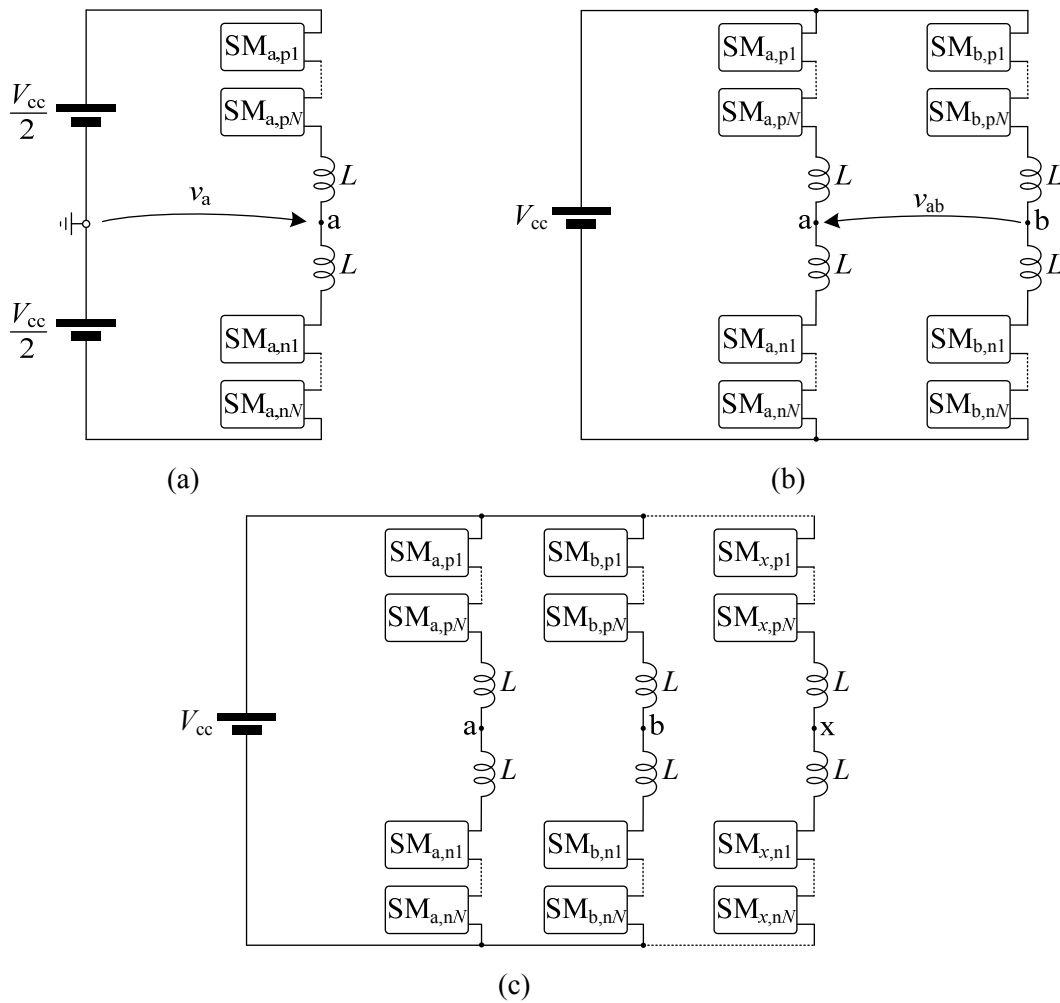


Figura 3.1. Estruturas genéricas do MMC. (a) Estrutura meia-ponte. (b) Estrutura ponte-completa ou bifásica. (c) Estrutura trifásica.

A topologia do MMC implementado nesta Dissertação é definida a partir da estrutura ponte-completa da Figura 3.1 (b), juntamente com SMs meia-ponte. A escolha da estrutura ponte-completa deve-se, principalmente, à possibilidade de redução da tensão do barramento CC quando comparada à estrutura meia-ponte. Com propósito de demonstrar o funcionamento do SM meia-ponte, são ilustrados na Figura 3.2 os quatro estados de operação, que possibilitam o funcionamento do SM na forma bidirecional.

Na Figura 3.2 (a) e (b) são representados o primeiro e o segundo estado de operação, que possuem como característica a descarga e a carga do capacitor através da corrente $i_{x,y}$, onde a tensão nos terminais do SM ($v_{x,yk}$, $k = 1, 2, \dots, N$; $y = \{p,n\}$) é igual a tensão do capacitor do SM ($v_{Cx,yk}$). Já no terceiro e no quarto estado de operação, a tensão dos terminais do SM é nula e a tensão do capacitor não se modifica, uma vez que a corrente $i_{x,y}$ flui através da chave semicondutora S_2 ou do diodo D_2 , conforme ilustrado na Figura 3.2 (c) e (d).

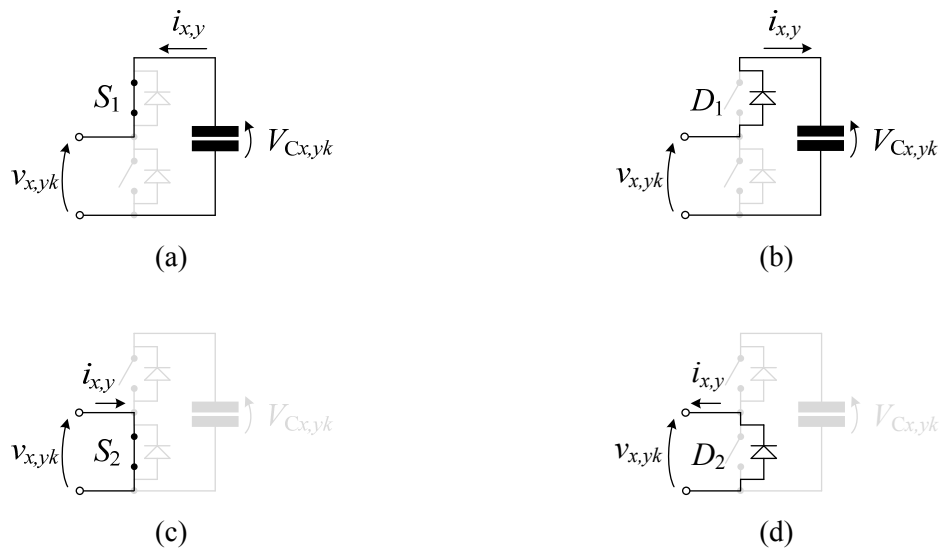


Figura 3.2. Estados de operação do SM meia ponte. Modo inserido: operação através da condução (a) da chave semicondutora S_1 ou (b) do diodo D_1 . Modo contornado: operação através da condução (c) da chave semicondutora S_2 ou (d) do diodo D_2 .

Para as análises teóricas apresentadas nas próximas seções, considera-se a estrutura meia-ponte, visto que a estrutura ponte-completa é composta por duas estruturas do tipo meia-ponte controladas de forma independente.

3.3 Análise teórica do conversor

A análise teórica do MMC se resume em: (i) demonstrar o princípio básico de funcionamento; (ii) apresentar a análise generalizada do número de níveis sintetizados em uma fase; (iii) apresentar a análise teórica das correntes dos polos, da carga e circulante; (iv) apresentar a análise da tensão nos polos através do balanço de potência; e (v) realizar simulações no *software* PSIM[®] com o propósito de ilustrar os conceitos apresentados.

A análise teórica demonstra que a síntese da tensão de saída pode ser realizada com o controle das tensões dos polos, onde a dinâmica da corrente interna do conversor influencia diretamente na regulação da tensão dos capacitores dos SM.

3.3.1 Princípio de funcionamento

Conforme apresentado na seção 3.2, as principais estruturas do MMC foram definidas a partir de conversores CC-CA convencionais. Por analogia, também é possível realizar a análise do princípio de funcionamento de uma fase do MMC com base em alguns conceitos destes conversores.

Teoricamente, a maneira mais simples de sintetizar uma tensão com forma de onda alternada é através de um conversor CC-CA meia-ponte, ilustrado na Figura 3.3 (a). Esta topologia apresenta dois interruptores (S_1 e S_2) conectados a um barramento CC com ponto central, de forma a sintetizar uma tensão $v_a(t)$ de fase. As comutações de S_1 e S_2 são feitas de forma complementar; por exemplo, quando o interruptor S_1 está no modo de condução, a tensão V_{cc} surge sobre o chave semicondutora S_2 (tensão $v_{a,n}(t)$). De forma análoga, quando o interruptor S_2 estiver no estado de condução, a tensão sobre a chave semicondutora S_1 ($v_{a,p}(t)$) passa a ser V_{cc} durante este intervalo. Assim, com a comutação de S_1 e S_2 é possível sintetizar uma forma de onda de saída $v_a(t)$ com dois níveis, conforme ilustra a Figura 3.3 (b).

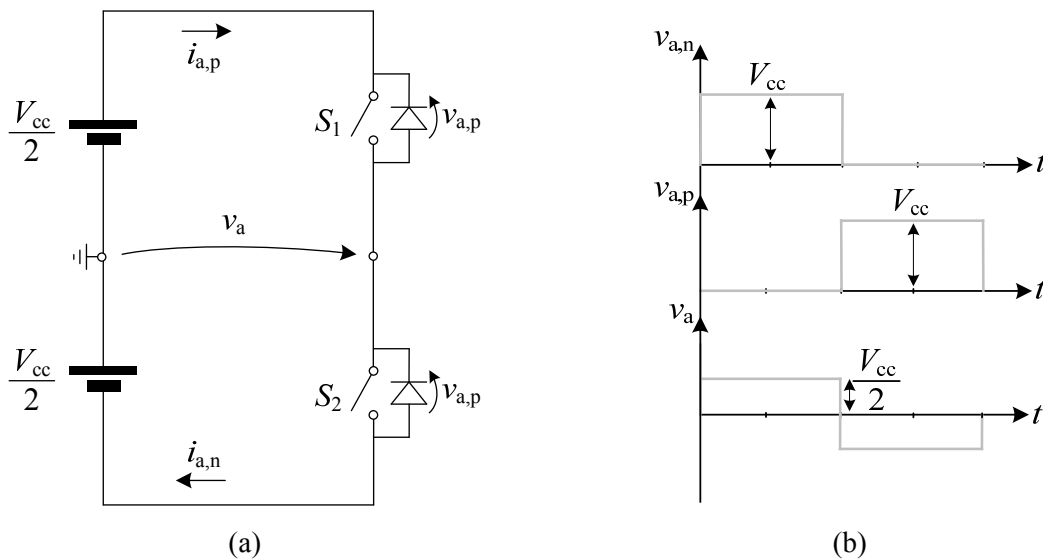


Figura 3.3. Conversor CC-CA meia-ponte. Topologia (a) e formas de onda teóricas da tensão de saída e a da tensão de cada polo (positivo e negativo).

Nesta topologia, as tensões $v_{a,p}(t)$ e $v_{a,n}(t)$ representam a tensão de bloqueio das chaves semicondutoras, que são dadas por:

$$v_{a,p}(t) = \begin{cases} V_{cc}, & \text{se } (S_1 = 0) \text{ e } (S_2 = 1) \\ 0, & \text{se } (S_1 = 1) \text{ e } (S_2 = 0) \end{cases} \quad (3.1)$$

$$v_{a,n}(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } (S_1 = 0) \text{ e } (S_2 = 1) \\ V_{cc}, & \text{se } (S_1 = 1) \text{ e } (S_2 = 0) \end{cases} \quad (3.2)$$

onde “0” representa a chave bloqueada e “1” a chave em condução.

Da mesma forma, a tensão de saída $v_a(t)$ pode ser estabelecida em relação aos estados de S_1 e S_2 :

$$v_a(t) = \begin{cases} -\frac{V_{cc}}{2}, & \text{se } (S_1 = 0) \text{ e } (S_2 = 1) \\ \frac{V_{cc}}{2}, & \text{se } (S_1 = 1) \text{ e } (S_2 = 0) \end{cases}. \quad (3.3)$$

A determinação de uma relação direta entre as tensões dos polos e a tensão de saída é importante para o entendimento do princípio básico de funcionamento do MMC. Assim, com base na análise do conversor meia-ponte convencional, Figura 3.3 (a) e (b) e Equações (3.1), (3.2) e (3.3), define-se a tensão de saída como uma relação dependente das tensões $v_{a,p}(t)$ e $v_{a,n}(t)$:

$$v_a(t) = \frac{v_{a,n}(t) - v_{a,p}(t)}{2}. \quad (3.4)$$

Através da Equação (3.4) nota-se que a tensão de saída $v_a(t)$ pode ser obtida de formas distintas, dependendo como são geradas as tensões $v_{a,p}(t)$ e $v_{a,n}(t)$. Além disso, aplicando a Lei de Kirchoff das Tensões (LKT) no circuito da Figura 3.3 (a), percebe-se que a soma das tensões dos polos $v_{a,p}(t)$ e $v_{a,n}(t)$ deve ser igual à tensão total do barramento CC:

$$v_{a,p}(t) + v_{a,n}(t) = V_{cc} \quad (3.5)$$

Com a finalidade de aumentar o número de níveis da topologia meia-ponte da Figura 3.3 (a), substitui-se as duas chaves semicondutoras (S_1 e S_2) por uma associação série de submódulos meia-ponte, resultando na topologia da Figura 3.4 (a). Idealmente, esta associação possibilita a obtenção de três níveis nas tensões de cada polo, resultantes da operação dos SMs no modo inserido e contornado. Assim, a partir das formas de onda das tensões dos polos e da Equação (3.4), a tensão $v_a(t)$ pode ser definida com três níveis, conforme ilustrado na Figura 3.4 (b).

O princípio de funcionamento da topologia CC-CA três níveis demonstrado na Figura 3.4 (b) é obtido com a operação complementar entre os SMs dos polos. Por exemplo, quando um SM do polo positivo comuta do modo inserido para o modo contornado, imediatamente um SM do polo negativo deverá realizar o contrário. Assim, este princípio de funcionamento demonstra que sempre dois SMs operam no modo inserido.

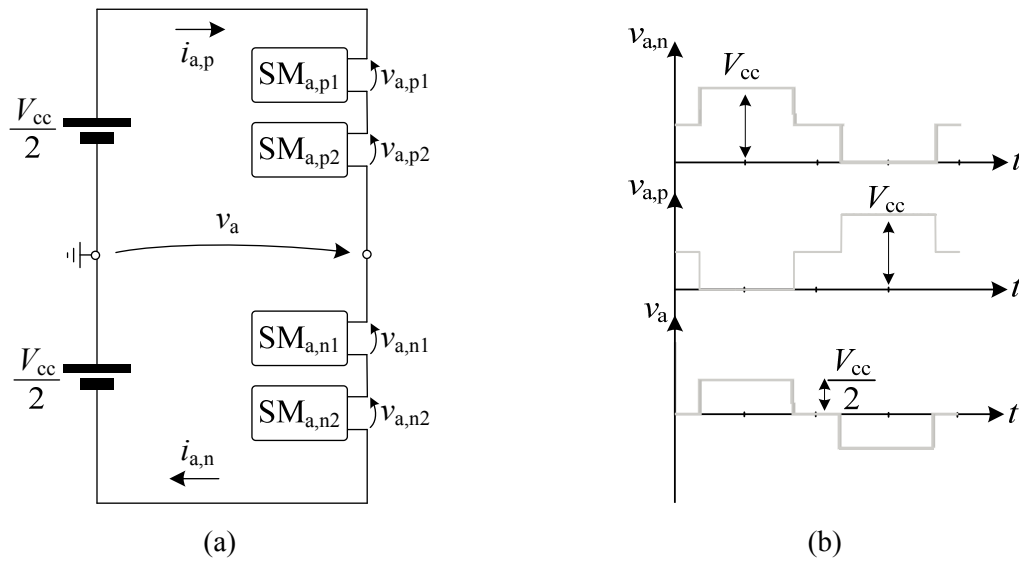


Figura 3.4. Representação teórica da síntese de tensão $v_a(t)$ três níveis. (a) Topologia teórica. (b) Formas de onda teóricas da tensão de saída e a da tensão de cada polo (positivo e negativo).

Considerando que a tensão de cada capacitor dos SMs é definida por:

$$V_{C_{x,yk}} = \frac{V_{cc}}{2}. \tag{3.6}$$

A tensão de cada polo pertence aos seguintes conjuntos de tensão:

$$\begin{aligned} v_{a,p}(t) &\in \left\{ 0, \frac{V_{cc}}{2}, V_{cc} \right\}, \\ v_{a,n}(t) &\in \left\{ 0, \frac{V_{cc}}{2}, V_{cc} \right\}. \end{aligned} \tag{3.7}$$

Dessa forma, define-se a síntese dos três níveis de tensão de fase através dos possíveis níveis de tensão de cada polo, determinados pelos estados de operação dos SMs. Esta análise é ilustrada através de dois diagramas de operação, sendo o da Figura 3.5 (a) para o polo positivo e o da Figura 3.5 (b) para o polo negativo.

Os estados de operação de cada SM estão indicados através de 1 (modo inserido, $v_{a,pk}(t) = V_{Ca,pk}$) ou 0 (modo contornado, $v_{a,pk}(t) = 0$) juntamente com o nível da tensão de saída $v_a(t)$. Salienta-se que a operação dos SMs nos modos inserido e contornado dos polos é complementar, garantindo que dos quatro SMs do circuito da Figura 3.4 (a), dois estarão sempre no modo inserido.

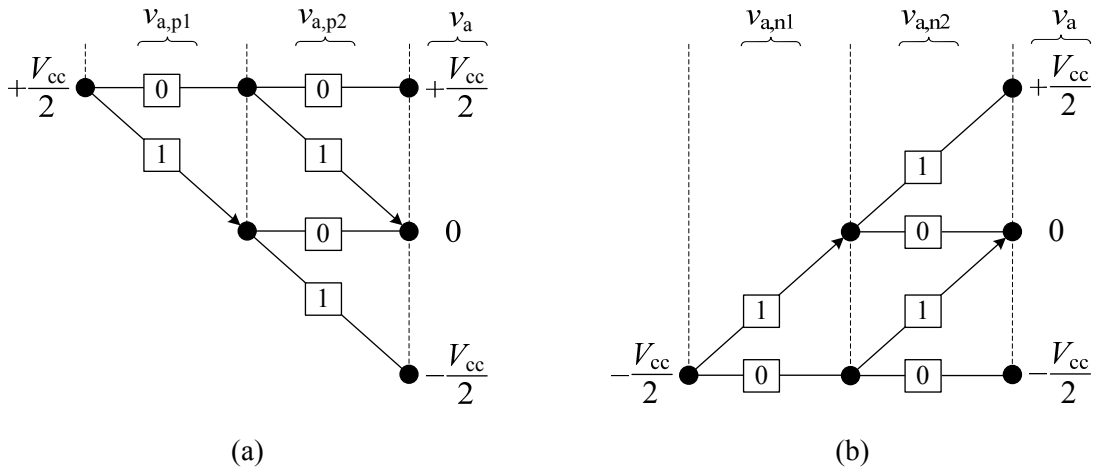


Figura 3.5. Diagrama representativo dos possíveis estados de operação de um MMC três níveis. Estados de operação dos SMs do (a) polo positivo e (b) polo negativo (complementar ao positivo).

Por outro lado, existem estratégias de modulação que permitem a utilização de estados de comutação que inserem 1, 2 ou 3 SMs. Porém, estas estratégias não podem ser aplicadas diretamente ao MMC teórico da Figura 3.4 (a), uma vez que a soma das tensões inseridas pelos SMs é diferente de V_{cc} quando são inseridos 1 ou 3 SMs. Para a aplicação destas estratégias, a estrutura deve ser modificada através da utilização de indutores em série com os SMs, conforme ilustrado na Figura 3.6 (a). Assim, a Equação (3.5) passa a ser reescrita da seguinte forma:

$$v_{pa}(t) + v_{an}(t) = V_{cc}, \quad (3.8)$$

$$L \frac{di_{a,p}(t)}{dt} + L \frac{di_{a,n}(t)}{dt} + v_{a,p1}(t) + v_{a,p2}(t) + v_{a,n1}(t) + v_{a,n2}(t) = V_{cc}. \quad (3.9)$$

Com a inserção dos SMs do MMC, a diferença entre a tensão do barramento CC e a soma das tensões produzidas pelos SMs é diferente de zero em alguns estados de operação. Assim, a estratégia de modulação empregada deve garantir que a tensão média seja nula sobre os indutores, caso contrário as correntes $i_{a,p}(t)$ e $i_{a,n}(t)$ aumentarão indefinidamente.

Com o propósito de ilustrar as formas de onda de tensão, é demonstrada uma análise simplificada considerando a estrutura da Figura 3.6 (a), juntamente com a utilização da estratégia de modulação *phase-shift* PWM.

As formas de onda das tensões dos polos são obtidas através da soma das tensões inseridas pelos respectivos SMs do polo, resultando na tensão de saída $v_a(t)$ e na tensão sobre os indutores dos polos $v_L(t)$, conforme é ilustrado na Figura 3.6 (b).

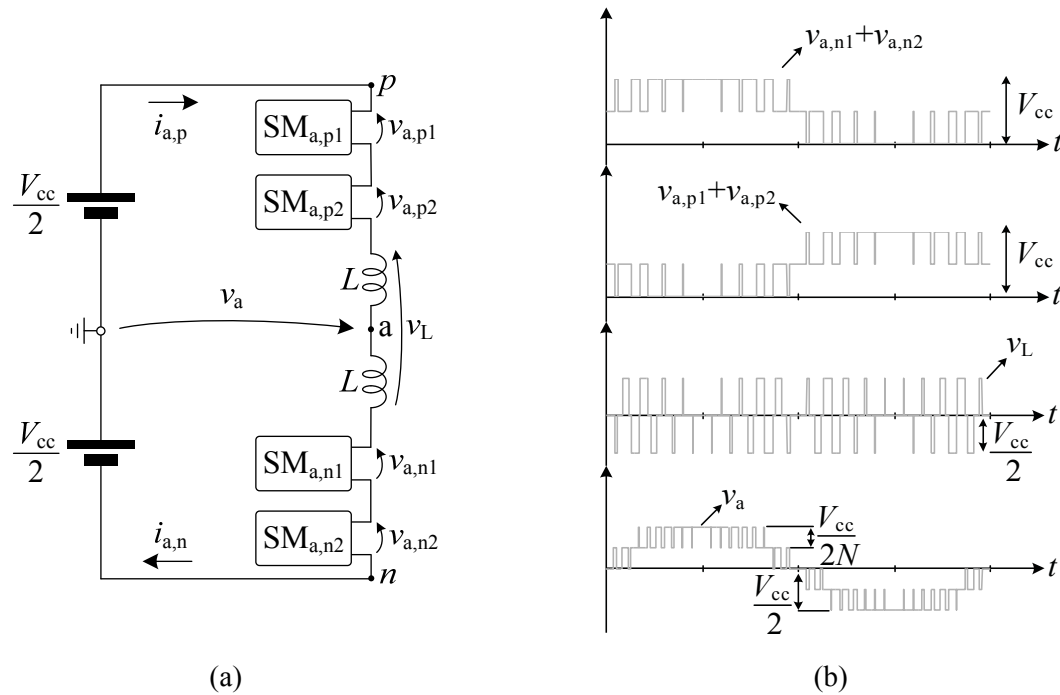


Figura 3.6. Conversor Multinível Modular com 5 níveis na tensão de fase com emprego da estratégia de modulação *phase-shift* PWM. (a) Circuito básico. (a) Formas de onda teóricas da tensão de saída e a da tensão de cada polo (positivo e negativo).

Considerando que a tensão média sobre os indutores é nula, a Equação (3.4) pode ser reescrita em termos das tensões de saída de cada SM, a qual representa uma tensão virtual da fase MMC $v_{a,virtual}(t)$, dada por:

$$v_{a,virtual}(t) = \frac{v_{a,n1}(t) + v_{a,n2}(t) - v_{a,p1}(t) - v_{a,p2}(t)}{2}. \tag{3.10}$$

Através da Equação (3.10) é possível demonstrar os possíveis estados de operação do MMC em função do modo de operação dos SMs (inserido ou contornado). O diagrama de estados da Figura 3.7 (a) representa a síntese de cinco níveis na tensão de fase.

A partir destes diagramas é possível identificar visualmente os estados redundantes de operação do MMC. Por exemplo, é possível obter o nível zero a partir de seis estados de operação distintos, conforme destacado na Figura 3.7 (b).

Da mesma forma que os possíveis estados de operação foram demonstrados para a síntese da tensão de fase, através da Equação (3.8) é possível apresentar os estados de operação que resultam em tensões sobre os indutores dos polos. A Figura 3.8 apresenta os estados de operação que resultam em tensões nos indutores da topologia da Figura 3.6 (a).

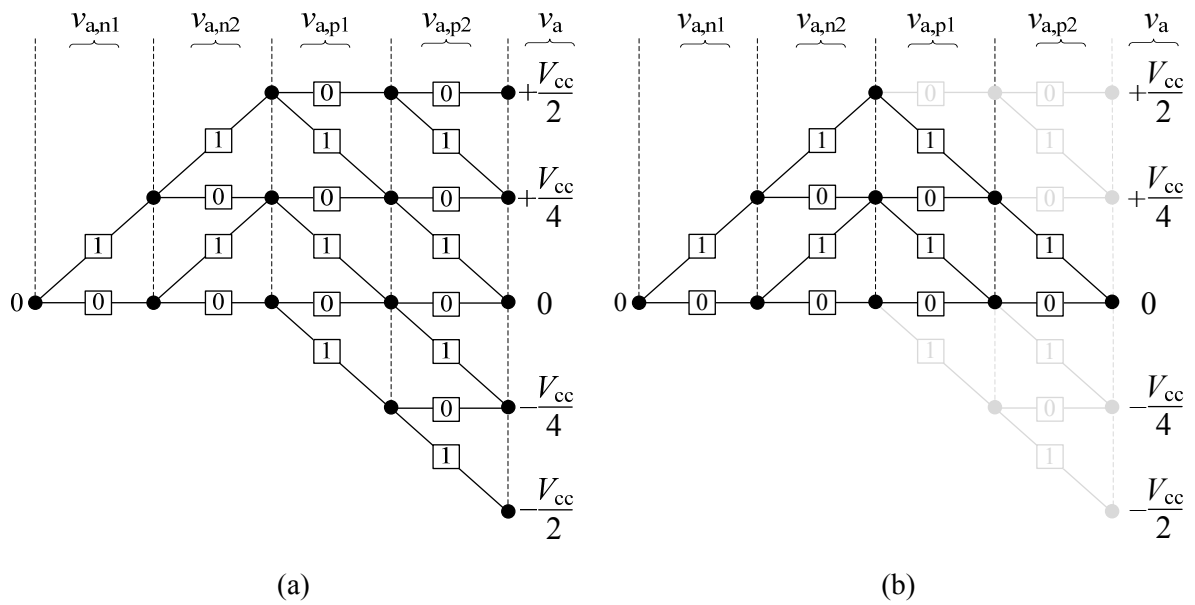


Figura 3.7. Diagrama dos estados de operação. (a) Diagrama básico para síntese de cinco níveis na tensão de fase $v_a(t)$. (b) Diagrama com detalhe da redundância para a síntese do nível 0.

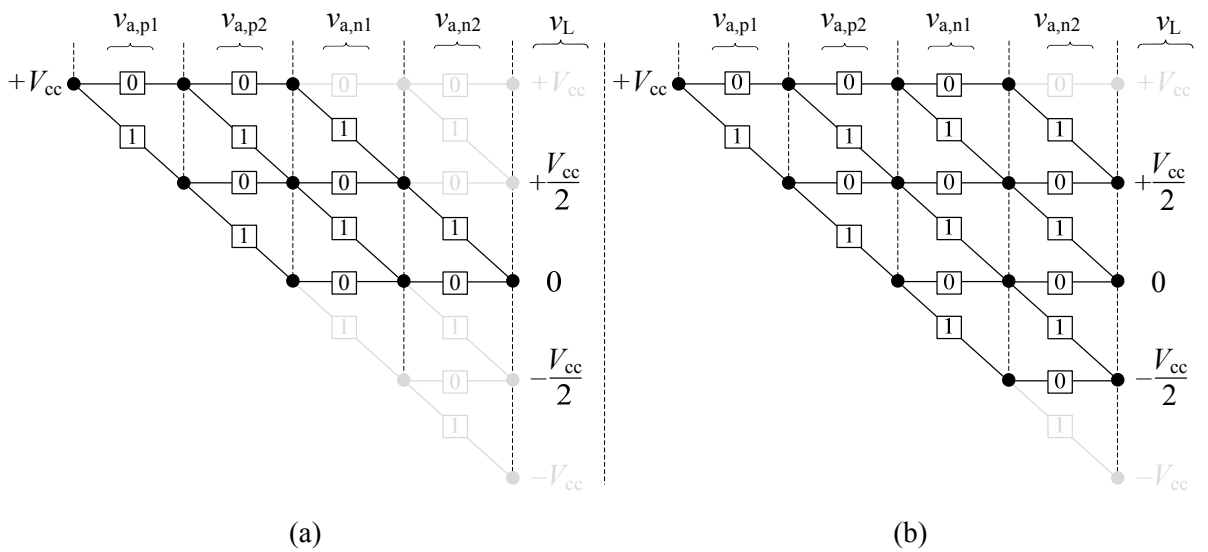


Figura 3.8. Diagrama dos estados de operação da tensão sobre os indutores para síntese de (a) 3 e (b) 5 níveis.

Os estados de operação que não resultam em tensão sobre os indutores são obtidos com a inserção de 2 SMs por fase, independente se são do polo positivo ou negativo. De forma geral, a utilização dos estados de operação que resultam na inserção de 2 SMs, como destacado na Figura 3.8 (a), garante que a tensão seja nula sobre os indutores. Como exemplo, a estratégia de modulação PD garante 2 SMs inseridos na fase quando implementada para sintetizar 3 níveis, onde os níveis que produzem tensão sobre os indutores não são utilizados.

Por outro lado, se a estratégia for implementada para produzir 5 níveis na tensão de fase, os estados que produzem tensão sobre os indutores são utilizados para aumentar o número de níveis. Estes estados de operação inserem 1 ou 3 SMs, fazendo com que exista tensão sobre os indutores em alguns estados de operação, conforme pode ser observado no diagrama da Figura 3.8 (b).

3.3.2 Generalização da topologia

A generalização de uma fase do MMC simétrico é realizada com a análise do MMC com N SMs por polo, ilustrado na Figura 3.9. Assim, a Equação (3.4) pode ser genericamente estendida como a soma dos níveis sintetizados de N SMs por polo do MMC:

$$v_{a,\text{virtual}}(t) = \frac{v_{a,n1}(t) + v_{a,n2}(t) + \dots + v_{a,nN}(t) - v_{a,p1}(t) - v_{a,p2}(t) - \dots - v_{a,pN}(t)}{2}. \quad (3.11)$$

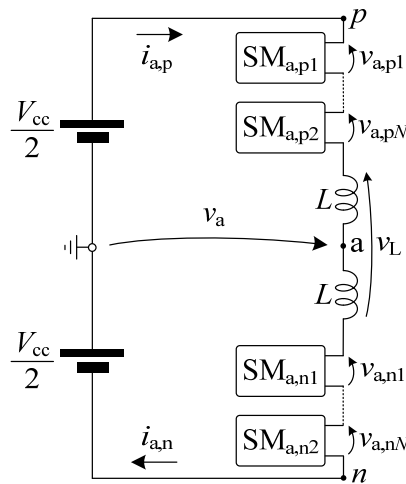


Figura 3.9. Circuito generalizado para uma fase do MMC com N submódulos por polo.

Considerando que as tensões dos capacitores de todos os SMs são idênticas – ou seja, $V_{Ca,p1} = V_{Ca,pN} = V_{Ca,n1} = V_{Ca,nN}$ – define-se um diagrama de estados generalizado para os níveis da tensão de fase, demonstrado na Figura 3.10. O diagrama possibilita a definição do número de estados de operação, bem como do número máximo de níveis da tensão de fase da topologia simétrica da Figura 3.9. Ainda, observa-se a síntese de N níveis positivos e de N níveis negativos e, além destes, do nível zero. Assim, define-se que o número máximo de níveis (m) do MMC simétrico com N submódulos por polo é dado por:

$$m = 2N + 1. \quad (3.12)$$

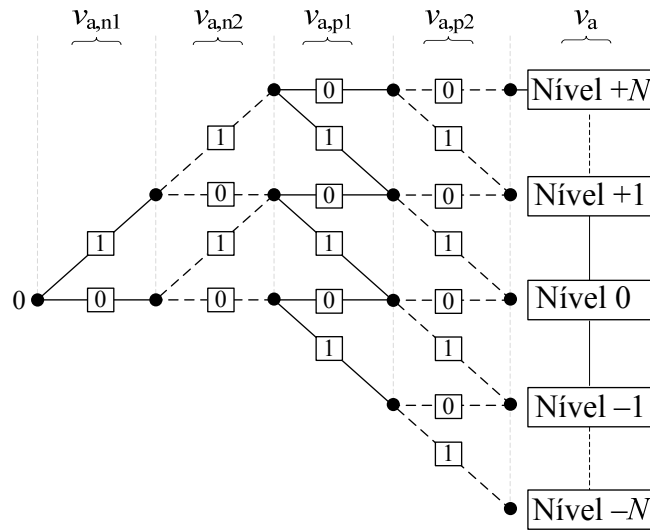


Figura 3.10. Diagrama generalizado para o número máximo de níveis sintetizados por um MMC simétrico com N submódulos meia-ponte por polo.

Aplicando todos os estados de operação apresentados na Figura 3.10 na Equação (3.11), são definidos os possíveis níveis da tensão de fase do MMC, dados pelo seguinte conjunto:

$$v_{a,\text{virtual}}(t) \in \left\{ -\frac{V_{cc}}{2}, \dots, -\frac{3V_{cc}}{2N}, -\frac{2V_{cc}}{2N}, -\frac{V_{cc}}{2N}, 0, \frac{V_{cc}}{2N}, \frac{2V_{cc}}{2N}, \frac{3V_{cc}}{2N}, \dots, \frac{V_{cc}}{2} \right\}. \quad (3.13)$$

Conforme exposto na Figura 3.9, o MMC considerado nesta análise possui $2N$ SMs por fase. Sabendo que o número de estados de todos os SM é igual a 2 (meia-ponte), o número de estados de operação em uma fase do MMC pode ser obtido por:

$$N_{\text{estados}} = 2^{2N}. \quad (3.14)$$

3.3.3 Teoria das correntes

A teoria das correntes tem como principal objetivo introduzir os conceitos relacionados à composição das correntes dos polos do MMC, bem como a influência de cada componente nas tensões dos capacitores dos SMs.

De acordo com a literatura é possível considerar que as correntes $i_{a,p}(t)$ e $i_{a,n}(t)$ consistem em uma componente CC (referente a corrente do barramento CC) e uma componente CA com frequência igual à fundamental da tensão $v_a(t)$ (referente a corrente da carga):

$$i_{a,p}(t) = I_{cc} - \frac{I_a}{2} \text{sen}(\omega_a t + \theta), \quad (3.15)$$

$$i_{a,n}(t) = I_{cc} + \frac{I_a}{2} \text{sen}(\omega_a t + \theta), \quad (3.16)$$

onde θ é o fator de deslocamento da carga e ω_a é a frequência angular da tensão fundamental de saída do MMC.

É importante notar que a componente CA flui através dos capacitores dos SMs, provocando uma oscilação na tensão dos mesmos substancialmente. Isso ocorre, principalmente, porque as componentes CA na frequência f_a presentes nas tensões de saída dos SMs e nas correntes dos polos impõem uma potência pulsante com o dobro da frequência da fundamental sobre os capacitores (análoga à potência pulsante da carga, porém dividida entre os dois polos do MMC). Este processo resulta em uma ondulação de tensão nos capacitores na frequência f_a . Assim, as tensões instantâneas dos capacitores podem ser definidas como:

$$V_{Ca,p1} = V_{Ca,n1} = \frac{V_{cc}}{N} + V_{2f} \text{sen}(\omega_a t) \quad (3.17)$$

onde ω_a é a frequência angular da tensão de saída e V_{2f} é a amplitude da ondulação de tensão nos capacitores dos SMs.

Com a inserção dos SMs, a ondulação de tensão dos capacitores é aplicada diretamente sobre os indutores dos polos, produzindo uma corrente com o dobro da frequência da fundamental ($2f_a$). A corrente nesta frequência circula através dos capacitores dos SMs, resultando em uma ondulação de tensão com frequência de $4f_a$, a qual possui amplitude desprezível. Este processo se repete para a formação dos demais harmônicos pares de corrente ($6f_a, 8f_a, 10f_a, \dots$), os quais surgem devido a interação entre os capacitores dos SMs e os indutores dos polos. Como resultado desse processo de interação, uma potência reativa circula internamente na fase do MMC (também definida na literatura como “corrente circulante”) (TU et al., 2010), (WENBAO e QIONGLIN, 2011).

Devido às demais componentes possuírem amplitudes desprezíveis ($4f_a, 6f_a, 8f_a, \dots$), a componente circulante considerada nas análises desta Dissertação é representada através do harmônico de corrente predominante ($2f_a$). Dessa forma, as correntes dos polos do MMC operando com carga são compostas por: (i) uma componente CC, referente à potência ativa extraída do barramento CC; (ii) uma componente CA na frequência fundamental, referente à potência ativa da carga; e (iii) uma componente CA no dobro da frequência fundamental, referente às ondulações de tensão dos capacitores:

$$i_{a,p}(t) = I_{cc} - \frac{I_a}{2} \text{sen}(\omega_a t + \theta) + I_{2f} \text{sen}(\omega_a t + \varphi), \quad (3.18)$$

$$i_{a,n}(t) = I_{cc} + \frac{I_a}{2} \text{sen}(\omega_a t + \theta) + I_{2f} \text{sen}(\omega_a t + \varphi), \quad (3.19)$$

onde ω_a é a frequência angular da tensão de saída, θ é o fator de deslocamento da carga, I_{2f} é a amplitude de corrente circulante no dobro da frequência fundamental e φ é o ângulo de defasagem da corrente circulante e da ondulação de tensão dos capacitores.

De acordo com a teoria das correntes apresentada, nota-se que as capacitâncias dos SMs influenciam diretamente na ondulação de corrente em $2f_a$. Assim, a corrente I_{2f} pode ser minimizada através das capacitâncias dos SMs, resultando nas formas de onda da Figura 3.11 (a). Neste caso, as correntes dos polos são representadas apenas pela componente CC e CA (em f_a). Já com a diminuição das capacitâncias dos SMs, a componente em $2f_a$ causa o aumento da distorção das correntes dos polos e da energia circulante do conversor, conforme apresentado na Figura 3.11 (b).

Entretanto, outra alternativa pode ser adotada com o propósito de permitir que a ondulação de corrente seja minimizada, sem a necessidade de aumentar a capacitância dos SMs. Neste caso, o sistema de controle da corrente interna $i_{int}(t)$ deve possuir banda-passante elevada o suficiente para tornar $i_{int}(t)$ constante, conforme é apresentado no projeto do sistema de controle do MMC, realizado no Capítulo 4.

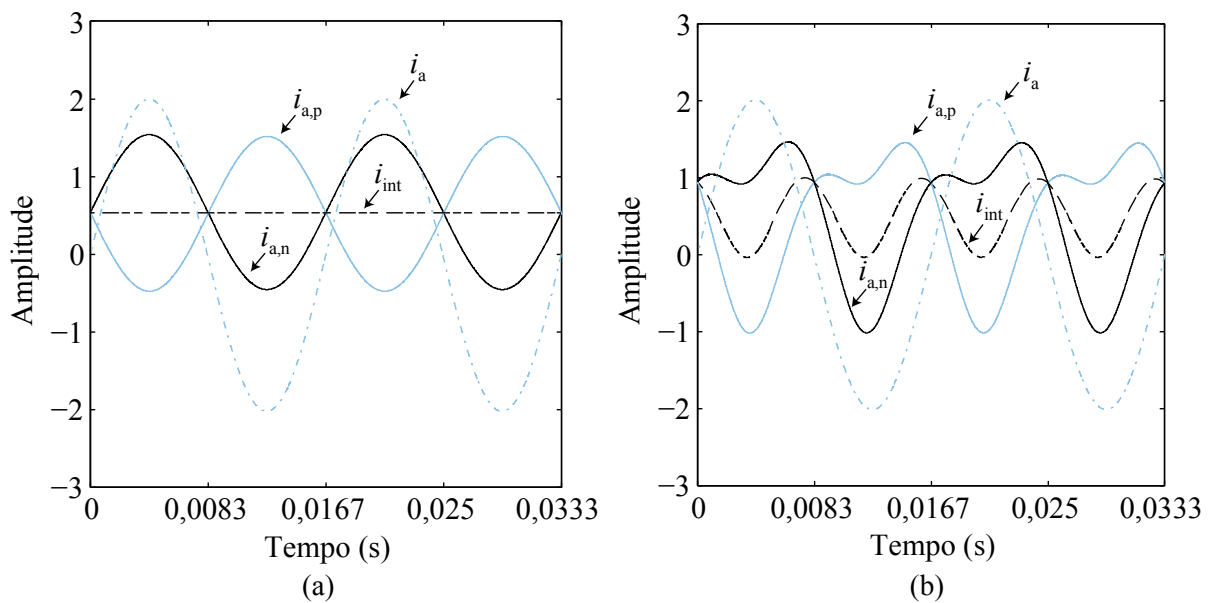


Figura 3.11. Formas de onda teóricas das correntes dos polos $i_{a,p}(t)$ e $i_{a,n}(t)$, corrente interna $i_{int}(t)$ e corrente de saída $i_a(t)$. (a) Capacitâncias dos submódulos infinitas ($C = \infty$) e (b) finitas.

3.3.4 Circuito equivalente do balanço de potência do MMC

O circuito equivalente que representa o balanço de potência do MMC é obtido através da análise de um circuito genérico de um conversor CC/CA, representado na Figura 3.12 (a), visando apresentar os conceitos básicos da dinâmica da corrente interna do MMC, ilustrado na Figura 3.12 (b). O conversor genérico possui uma fonte de tensão V_{cc} no barramento CC e uma carga resistiva constante.

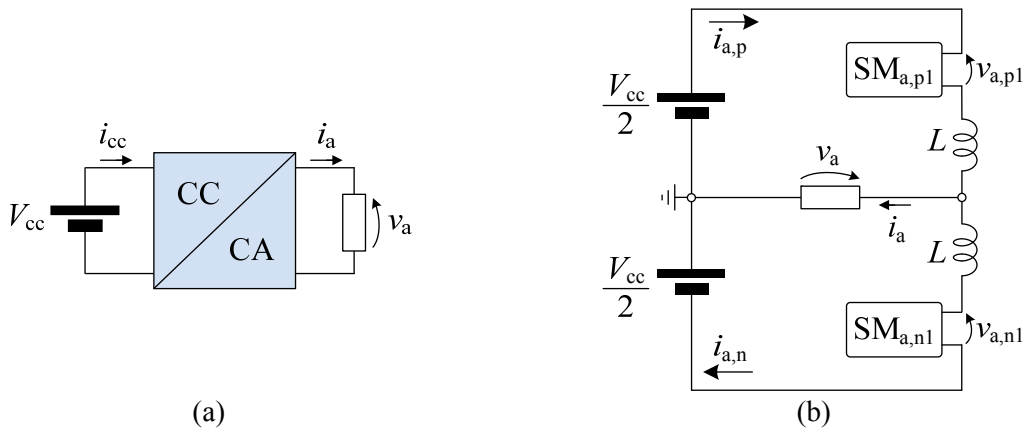


Figura 3.12. Circuitos para análise da dinâmica da corrente interna. (a) Diagrama genérico de um conversor CC/CA. (b) MMC.

O balanço de potência do diagrama genérico de um conversor CC/CA simboliza que a potência ativa do barramento CC (P_{cc}) deve ser igual a potência ativa da carga (P_a), então:

$$\frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} V_{cc} i_{cc}(t) dt = \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} v_a(t) i_a(t) dt. \tag{3.20}$$

onde $T_a = 1/f_a$.

Aplicando este conceito ao MMC da Figura 3.12 (b) é evidente que a soma das potências ativas fornecidas pelas fontes do barramento CC (polo positivo e negativo) devem ser iguais à potência ativa da carga:

$$\frac{V_{cc}}{2} \langle i_{a,p}(t) \rangle_{T_a} + \frac{V_{cc}}{2} \langle i_{a,n}(t) \rangle_{T_a} = \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} v_a(t) i_a(t) dt. \tag{3.21}$$

onde:

$$\langle h(t) \rangle_{T_a} = \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} h(t) dt. \tag{3.22}$$

Dessa forma, para que a Equação (3.21) seja verdadeira, as correntes de cada polo $i_{a,p}(t)$ e $i_{a,n}(t)$ devem possuir componentes médias diferentes de zero, uma vez que a potência da carga é fornecida pela soma das potências do barramento CC de cada polo. Assim, substituindo (3.21) em (3.20) obtém-se a relação:

$$V_{cc}i_{cc}(t) = V_{cc} \left[\frac{\langle i_{a,p}(t) \rangle_{T_a} + \langle i_{a,n}(t) \rangle_{T_a}}{2} \right]. \quad (3.23)$$

A partir desta definição nota-se que a média das correntes $\langle i_{a,p}(t) \rangle_{T_a} + \langle i_{a,n}(t) \rangle_{T_a}$ representam a corrente $i_{cc}(t)$ do modelo genérico de conversores CC/CA, Desse modo é estabelecido que:

$$2i_{cc}(t) = \langle i_{a,p}(t) \rangle_{T_a} + \langle i_{a,n}(t) \rangle_{T_a}. \quad (3.24)$$

Considerando que os polos estão equilibrados, ou seja, com tensões iguais nos capacitores dos dois polos, define-se que as componentes CC das correntes de cada polo são iguais à corrente $i_{cc}(t)$ do modelo generalizado.

Com a finalidade de encontrar a equação diferencial que representa a dinâmica da corrente $i_{cc}(t)$, são definidas as equações diferenciais das correntes de cada polo a partir do circuito da Figura 3.12 (b):

$$L \frac{di_{a,p}(t)}{dt} = \frac{V_{cc}}{2} - v_{a,p1}(t) - v_a(t), \quad (3.25)$$

$$L \frac{di_{a,n}(t)}{dt} = \frac{V_{cc}}{2} - v_{a,n1}(t) + v_a(t). \quad (3.26)$$

De acordo com a Equação (3.24) é possível obter a equação dinâmica da corrente $i_{cc}(t)$ com a soma das dinâmicas das correntes dos polos. Assim, levando a Equação (3.25) na Equação (3.24), define-se a dinâmica da corrente interna do MMC, dada por:

$$2L \frac{di_{cc}(t)}{dt} = V_{cc} - \langle v_{a,p1}(t) \rangle_{T_a} - \langle v_{a,n1}(t) \rangle_{T_a}. \quad (3.27)$$

A partir da Equação (3.27) é possível estabelecer um circuito equivalente para a componente CC da corrente $i_{int}(t)$. Na Figura 3.13 (a) e (b) são apresentados o circuito MMC para valores médios e o circuito equivalente para a dinâmica da componente CC das correntes dos polos.

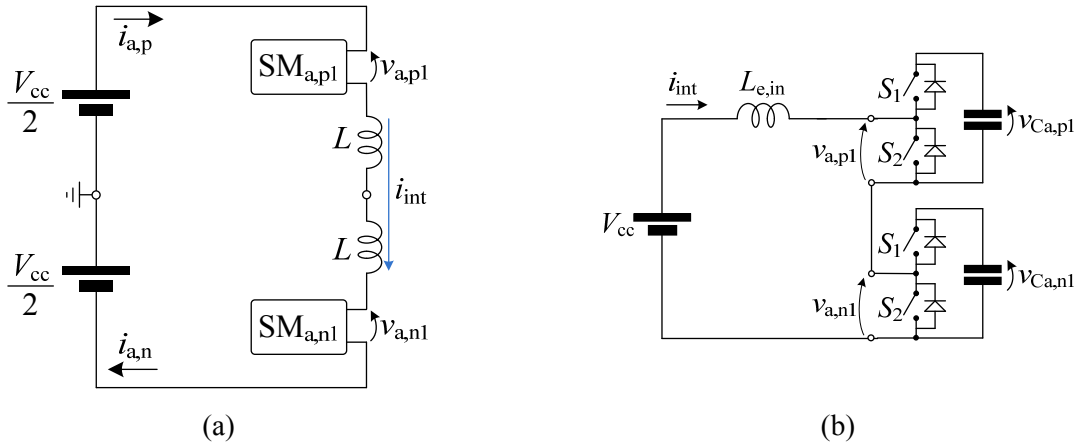


Figura 3.13. Representação da dinâmica da corrente interna do MMC. (a) MMC. (b) Circuito equivalente para a componente CC das correntes dos polos.

A dinâmica da corrente interna permite a determinação das características dinâmicas que relacionam o processamento de potência ativa do MMC. Salienta-se que a indutância dos polos se soma no modelo da dinâmica da corrente interna, Figura 3.13 (b), uma vez que a componente CC é comum aos dois indutores, formando uma indutância equivalente dada por:

$$L_{e,in} = 2L. \tag{3.28}$$

De modo similar, o modelo equivalente para a dinâmica externa também é obtido a partir da análise do circuito da Figura 3.12 (b). Em síntese, considerando que a corrente $i_a(t)$ é dada por:

$$i_a(t) = i_{a,p}(t) - i_{a,n}(t), \tag{3.29}$$

e subtraindo as Equações (3.25), define-se a dinâmica da corrente de saída do conversor, dada por:

$$\frac{L}{2} \frac{di_a(t)}{dt} = \frac{v_{a,n1}(t) - v_{a,p1}(t)}{2} - v_a(t). \tag{3.30}$$

O modelo equivalente para a dinâmica da corrente $i_a(t)$ é obtido a partir da Equação (3.30). A interpretação física desta equação demonstra que a dinâmica da corrente $i_a(t)$ não

sofre influência da tensão do barramento CC. Assim, as tensões do barramento CC não são consideradas para a determinação do circuito equivalente da dinâmica da corrente $i_a(t)$, representada pelo circuito da Figura 3.14 (a), o qual é simplificado para o circuito da Figura 3.14 (b).

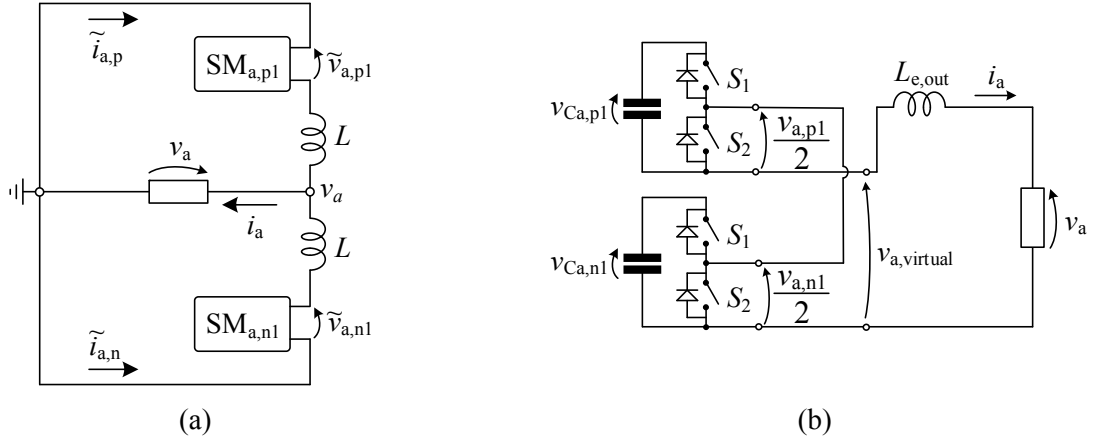


Figura 3.14. Representação da dinâmica da corrente de saída do MMC. (a) MMC. (b) Circuito equivalente para a componente CA.

Nota-se que a parcela CA na frequência fundamental está presente tanto nas tensões sintetizadas por cada um dos SMs, bem como nas correntes de cada polo $i_{a,p}(t)$ e $i_{a,n}(t)$, uma vez que a estrutura do MMC é meia-ponte. De forma geral, isto significa que cada um dos polos processa metade da potência ativa da carga, conforme a Equação (3.31).

$$\frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} v_a(t) i_a(t) dt = \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} \tilde{v}_{a,p1}(t) \tilde{i}_{a,p}(t) dt + \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} \tilde{v}_{a,n1}(t) \tilde{i}_{a,n}(t) dt. \quad (3.31)$$

Salienta-se que as indutâncias dos polos são representadas em paralelo no modelo da dinâmica da corrente de saída – Figura 3.14 (b) –, uma vez que a componente CA é inversa nos dois indutores, formando uma indutância equivalente do modelo da corrente externa, dada por:

$$L_{e,out} = \frac{L}{2}. \quad (3.32)$$

Com base nos conceitos apresentados é possível conceber o circuito equivalente para o MMC. Este circuito é composto no primeiro estágio por um conversor CC-CC elevador de tensão e no segundo estágio por um conversor CC-CA, conforme demonstrado na Figura

3.15. Por analogia, a obtenção destes dois estágios representa uma interpretação física das Equações (3.27) e (3.30).

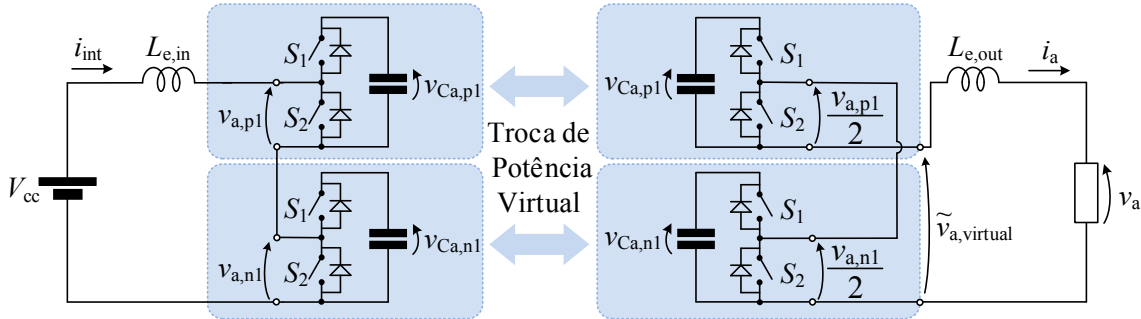


Figura 3.15. Circuito equivalente do MMC com representação da dinâmica da corrente interna e da corrente de saída.

O circuito equivalente proposto define que o balanço de potência do MMC é garantido quando a potência ativa extraída do barramento CC é igual à potência ativa processada pela carga. Isso significa que a potência ativa recebida pelos SMs através da componente CC deve ser transferida para a carga através da componente CA das correntes dos polos. Adicionalmente, a potência ativa processada por cada polo do MMC deve ser igual, buscando evitar que haja o desequilíbrio de tensão entre os polos.

3.3.5 Análise das tensões dos polos

A análise da relação existente entre as tensões dos capacitores dos polos e o balanço de potência do MMC é apresentada fazendo o uso dos circuitos equivalentes das dinâmicas apresentados na seção anterior.

Inicialmente, a análise das tensões dos polos considera que as modulantes do MMC são representadas por uma parcela CC ($m_{cc}(t)$) e uma parcela CA referente ao sinal de referência ($m_{ref}(t)$), dadas por:

$$m_p(t) = m_{cc}(t) - m_{ref}(t), \quad (3.33)$$

$$m_n(t) = m_{cc}(t) + m_{ref}(t). \quad (3.34)$$

e:

$$m_{cc}(t) = M_{cc}, \quad (3.35)$$

$$m_{ref}(t) = M_{ref} \text{sen}(\omega_x t). \quad (3.36)$$

onde:

$$M_{cc} = \frac{V_{cc}}{NV_{C_{x,y}}}, \quad (3.37)$$

$$M_{ref} = \frac{\hat{V}_x}{NV_{C_{x,y}}} \quad (3.38)$$

A aplicação destas modulantes ocorre a inserção ou a retirada dos SMs em série para realizar a síntese de um determinado nível de tensão. Com esta operação, cada polo do conversor passa a ter uma capacitância equivalente devido ao número de capacitores inseridos em série. Assim, os SMs em série de cada polo formam uma capacitância equivalente, dada por:

$$C_e = \frac{C}{N}. \quad (3.39)$$

A partir da Equação (3.39) define-se a capacitância instantânea em um polo do MMC, a qual possui um comportamento inversamente proporcional ao número de SMs inseridos em um polo, conforme é ilustrado na Figura 3.16 (a). Através das modulantes dos polos, este comportamento é modelado com uma fonte de tensão dependente, que relaciona a tensão do capacitor equivalente de cada polo $v_{C_{e,y}}(t)$ e a tensão inserida em um polo $v_{x,y}(t)$. Além disso, a dependência existente entre a corrente do capacitor equivalente $i_{C_{e,y}}(t)$ e a corrente de cada polo $i_{x,y}(t)$ é demonstrada através de uma fonte de corrente dependente, conforme é ilustrado na Figura 3.16 (b), onde:

$$v_{x,y}(t) = m_y(t) v_{C_{e,y}}(t), \quad (3.40)$$

$$i_{C_{e,y}}(t) = m_y(t) i_{x,y}(t). \quad (3.41)$$

As tensões equivalentes podem ser definidas através da relação entre as correntes de cada polo, as modulantes de cada polo e da capacitância equivalente C_e :

$$C_e \frac{dv_{C_{e,p}}(t)}{dt} = i_{x,p}(t) m_p(t), \quad (3.42)$$

$$C_e \frac{dv_{C_{e,n}}(t)}{dt} = i_{x,n}(t) m_n(t). \quad (3.43)$$

onde $v_{C_{e,y}}(t)$ representam as tensões equivalentes de cada polo.

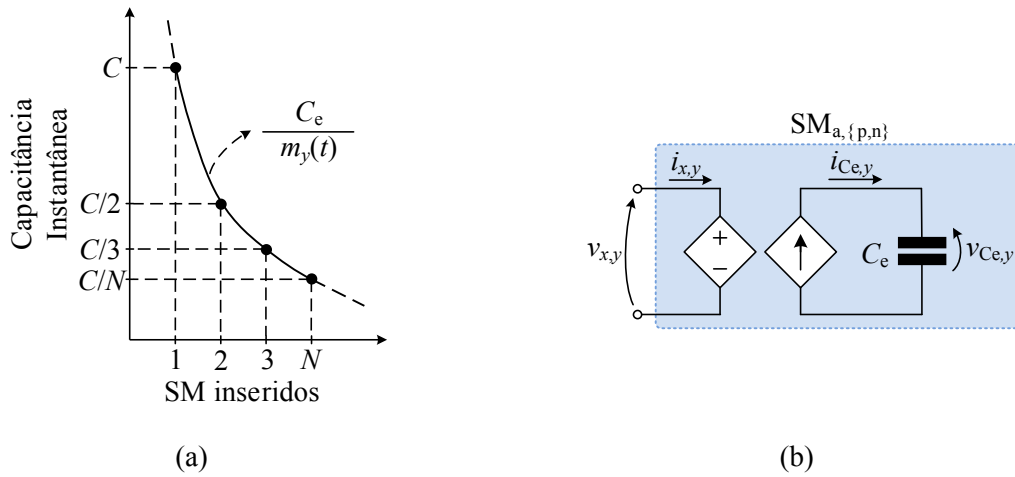


Figura 3.16. Representação da capacitância equivalente de um dos polos do MMC. (a) Relação entre a quantidade de submódulos inseridos e a capacitância instantânea. (b) Circuito equivalente.

Levando as Equações (3.15) e (3.33) nas Equações (3.42) e (3.43), tem-se:

$$C_e \frac{dv_{C_e,p}(t)}{dt} = \left[i_{cc}(t) + \frac{i_a(t)}{2} \right] [m_{cc}(t) - m_{ref}(t)], \quad (3.44)$$

$$C_e \frac{dv_{C_e,n}(t)}{dt} = \left[i_{cc}(t) - \frac{i_a(t)}{2} \right] [m_{cc}(t) + m_{ref}(t)]. \quad (3.45)$$

Integrando as Equações (3.44) e (3.45) em relação ao período da fundamental T_a , obtém-se a influência de cada modulante imposta nas tensões equivalentes de cada polo, dada por:

$$\int_0^{T_a} C_e \frac{dv_{C_e,p}}{dt} dt = \int_0^{T_a} (i_{cc}m_{cc} - i_{cc}m_{ref} + i_a m_{cc} - i_a m_{ref}) dt, \quad (3.46)$$

$$\int_0^{T_a} C_e \frac{dv_{C_e,n}}{dt} dt = \int_0^{T_a} (i_{cc}m_{cc} + i_{cc}m_{ref} - i_a m_{cc} - i_a m_{ref}) dt, \quad (3.47)$$

onde:

$$\int_0^{T_a} C_e \frac{dv_{C_e,y}}{dt} dt = Q_{C_e,y}, \quad (3.48)$$

$$\int_0^{T_a} i_{cc}m_{cc} dt = Q_{cc}, \quad (3.49)$$

$$\int_0^{T_a} i_{cc}m_{ref} dt = 0, \quad (3.50)$$

$$\int_0^{T_a} i_a m_{cc} dt = 0, \quad (3.51)$$

$$\int_0^{T_a} i_a m_{ref} dt = Q_a. \quad (3.52)$$

Nota-se que a integral da corrente em relação ao tempo é igual à quantidade de carga (Q) armazenada nos capacitores. Assim, a quantidade de carga $Q_{Ce,y}$, processada pelos SMs é obtida com a diferença entre a quantidade de carga extraída do barramento CC e consumida pela carga, dada por:

$$Q_{Ce,y} = Q_{cc} - Q_a, \quad (3.53)$$

onde Q_{cc} e Q_a estão relacionadas diretamente com a potência ativa extraída do barramento CC e fornecida à carga.

Na prática, as impedâncias dos indutores de cada polo não são idênticas, as chaves semicondutoras possuem diferenças nas resistências de condução, bem como os capacitores dos SMs possuem resistências série distintas, tornando os dois polos do MMC diferentes em termos de impedância. Estas características podem causar uma diferença entre as quantidades de potência ativa processadas em cada polo.

Por exemplo, supondo que $2N$ SMs recebem a mesma quantidade de potência ativa proveniente do barramento CC ($P_{cc}/2N$). Assume-se, porém, que o polo positivo passa a fornecer uma parcela maior de potência à carga $(P_a/2N)^+$ devido às diferenças físicas supracitadas, e o polo negativo passa a fornecer menor potência ativa $(P_a/2N)^-$, conforme apresentado na Figura 3.17 (a). Esta diferença causa o desequilíbrio de tensão entre a soma dos capacitores de cada polo, conforme é apresentado nas formas de onda teóricas da Figura 3.17 (b). Além disso, devido ao desequilíbrio de tensão entre os polos surge uma componente CC na tensão de saída do MMC, característica que deve ser atenuada para evitar que o equipamento sob teste na ACPS possa ser danificado, uma vez que existem cargas sensíveis à presença de nível CC na alimentação.

Neste sentido, com o propósito de mitigar as diferenças em termos de potência ativa de cada polo e por consequência minimizar o nível CC da tensão de saída, uma parcela CA comum aos dois polos ($m_{ca}(t)$) deve ser inserida nas modulantes, conforme sugerido por alguns autores (HAGIWARA, NISHIMURA e AKAGI, 2010), (CÚNICO, 2013). Assim, as modulantes passam a ser redefinidas como a soma de uma parcela interna $m_{int}(t)$, que é composta pelas parcelas CC e CA, juntamente com a parcela de referência $m_{ref}(t)$:

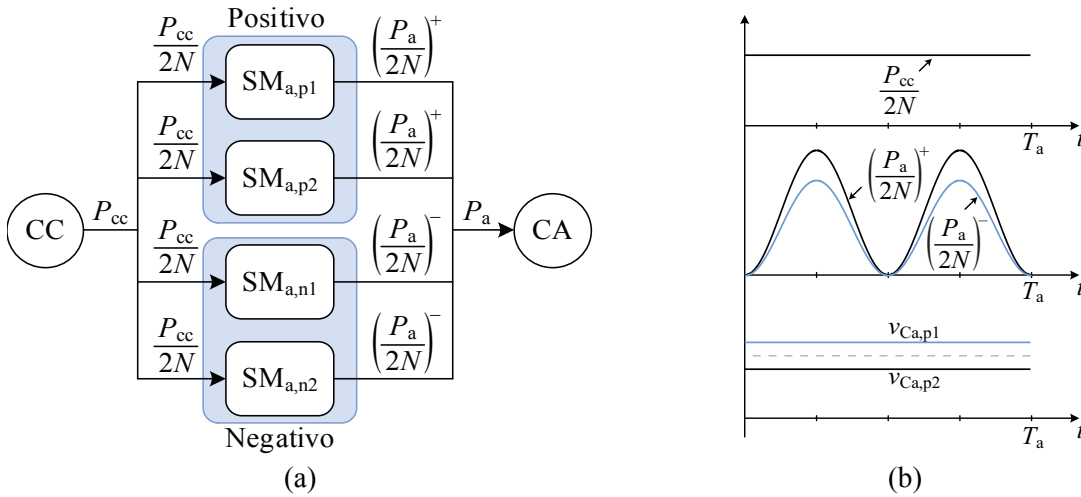


Figura 3.17. Diagrama de representação do balanço de potência ativa do MMC. (a) Exemplo de desequilíbrio no processamento de potência ativa entre os polos do MMC. (b) Destaque do efeito causado pela diferença no processamento de potência ativa entre os polos do MMC.

$$m_p(t) = m_{int}(t) - m_{ref}(t) = m_{cc}(t) + m_{ca}(t) - m_{ref}(t), \quad (3.54)$$

$$m_n(t) = m_{int}(t) + m_{ref}(t) = m_{cc}(t) + m_{ca}(t) + m_{ref}(t). \quad (3.55)$$

Considerando a parcela CA nas modulantes, obtém-se a influência do balanço de potência do MMC nas tensões dos capacitores de cada polo:

$$\int_0^{T_a} C_e \frac{dv_{C_{e,p}}}{dt} dt = \int_0^{T_a} (i_{cc}m_{cc} + i_{cc}m_{ca} - i_{cc}m_{ref} + i_a m_{cc} + i_a m_{ca} - i_a m_{ref}) dt, \quad (3.56)$$

$$\int_0^{T_a} C_e \frac{dv_{C_{e,n}}}{dt} dt = \int_0^{T_a} (i_{cc}m_{cc} + i_{cc}m_{ca} + i_{cc}m_{ref} - i_a m_{cc} - i_a m_{ca} - i_a m_{ref}) dt, \quad (3.57)$$

onde as parcelas influenciadas pela modulante CA $m_{ca}(t)$ assumem os seguintes valores:

$$\int_0^{T_a} i_{cc}m_{ca} dt = 0, \quad (3.58)$$

$$\int_0^{T_a} i_a m_{ca} dt = Q_{ca}, \quad (3.59)$$

Dessa forma, conclui-se que a Equação (3.56) representa a relação entre o balanço de potência entre o barramento CC e a carga, bem como dos polos do MMC. Por exemplo, a integral de $i_{cc}(t)m_{cc}(t)$ representa a quantidade de carga extraída do barramento CC total (Q_{cc}), enquanto a integral de $i_a(t)m_{ref}(t)$ representa a quantidade de carga processada pela carga (Q_a)

e a integral de $i_a(t)m_{ca}(t)$ representa a quantidade de carga processada pelos SMs de cada polo (Q_{ca}). Algumas parcelas apresentadas na Equação (3.58) resultam em zero, uma vez que são representadas pela multiplicação de uma componente CC e uma CA, não influenciando no balanço de potência do conversor, já que a média em T_a é nula.

Resolvendo a Equação (3.56) são obtidas as quantidades de carga armazenadas nos capacitores de cada polo, dadas por:

$$Q_{Ce,p} = Q_{cc} - Q_a + Q_{ca}, \quad (3.60)$$

$$Q_{Ce,n} = Q_{cc} - Q_a - Q_{ca}, \quad (3.61)$$

Analisando a Equação (3.60) nota-se que a parcela CC ($m_{cc}(t)$) contribui positivamente nos dois polos através de Q_{cc} e a parcela CA ($m_{ca}(t)$) contribui positivamente em um polo e negativamente em outro, influenciando na quantidade de carga processada por cada polo (Q_{ca}).

A partir dos conceitos apresentados e considerando que as tensões dos capacitores são proporcionais às quantidades de carga processadas, define-se que é possível realizar o balanço de potência, bem como controlar as tensões dos polos do MMC através das modulantes $m_{cc}(t)$ e $m_{ca}(t)$. Logo, é possível realizar o controle da soma de tensão de todos os submódulos a fim de garantir que Q_{cc} seja igual à Q_a através do controle de $m_{cc}(t)$. Adicionalmente, também é possível obter o balanço de tensão entre os polos com o objetivo de tornar a soma das tensões dos capacitores do polo positivo igual a soma das tensões dos capacitores do polo negativo, através do controle de $m_{ca}(t)$.

3.3.5.1 Resultados de simulação

A análise por simulação tem a finalidade de demonstrar a teoria apresentada sobre o balanço das tensões dos polos. Assim, considera-se que o MMC opera em malha aberta, com o propósito de apresentar os conceitos da variação provocada nas tensões dos capacitores quando as modulantes $m_{cc}(t)$ e $m_{ca}(t)$ são modificadas. Além disso, não é considerado o LPA nesta análise, uma vez que o mesmo não influencia nas tensões dos capacitores dos SMs.

Os parâmetros do MMC utilizado para esta demonstração estão descritos na Tabela 3.1. Além disso, para a realização desta análise foram considerados dois casos:

- Caso 1: Uma perturbação é aplicada na componente CC ($m_{cc}(t)$) das modulantes de cada polo ($\Delta m_{pert} = 0,1$) com o propósito de verificar a variação de tensão, bem como a potência ativa processada por cada polo.

- Caso 2: Uma perturbação é aplicada na componente CA ($m_{ca}(t)$) das modulantes de cada polo ($\Delta m_{pert} = 0,1\text{sen}(\omega_a t)$) com o propósito de verificar a variação das tensões dos capacitores de cada polo, bem como a potência ativa processada pelos mesmos.

Em ambos os casos a forma de onda de referência é dada por:

$$m_{ref}(t) = M_{ref}\text{sen}(\omega_a t). \tag{3.62}$$

A Figura 3.18 representa os esquemas utilizados nos dois casos supracitados. A estratégia de modulação empregada possui a disposição em fase de múltiplas portadoras (PD) e a síntese de $N+1$ níveis na tensão de fase, uma vez que é suficiente para a análise proposta. As estratégias de modulação com síntese de $2N+1$ níveis na tensão de fase contemplam a ondulação em alta frequência sobre os indutores, característica que não influencia a análise do balanço de potência do MMC.

Tabela 3.1. Parâmetros utilizados nas simulações.

| Parâmetro | Simbologia | Valor |
|-----------------------------------|--------------------|--------|
| Tensão do barramento CC | V_{cc} | 100 V |
| Número de SMs por polo | N | 1 |
| Tensão dos capacitores | $\frac{V_{cc}}{N}$ | 100 V |
| Capacitância dos SMs | C | 100 mF |
| Frequência da tensão de saída | f | 60 Hz |
| Indutância do polo | L | 1 mH |
| Índice de modulação de frequência | m_f | 200 |
| Índice de modulação de amplitude | m_a | 0,8 |

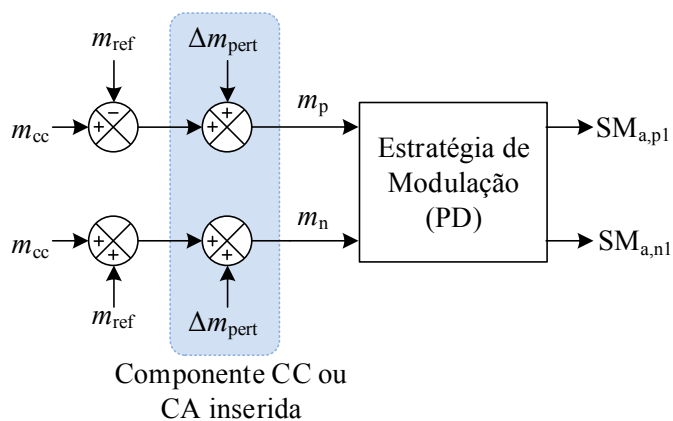


Figura 3.18. Estratégia de modulação aplicada nas análises CC e CA.

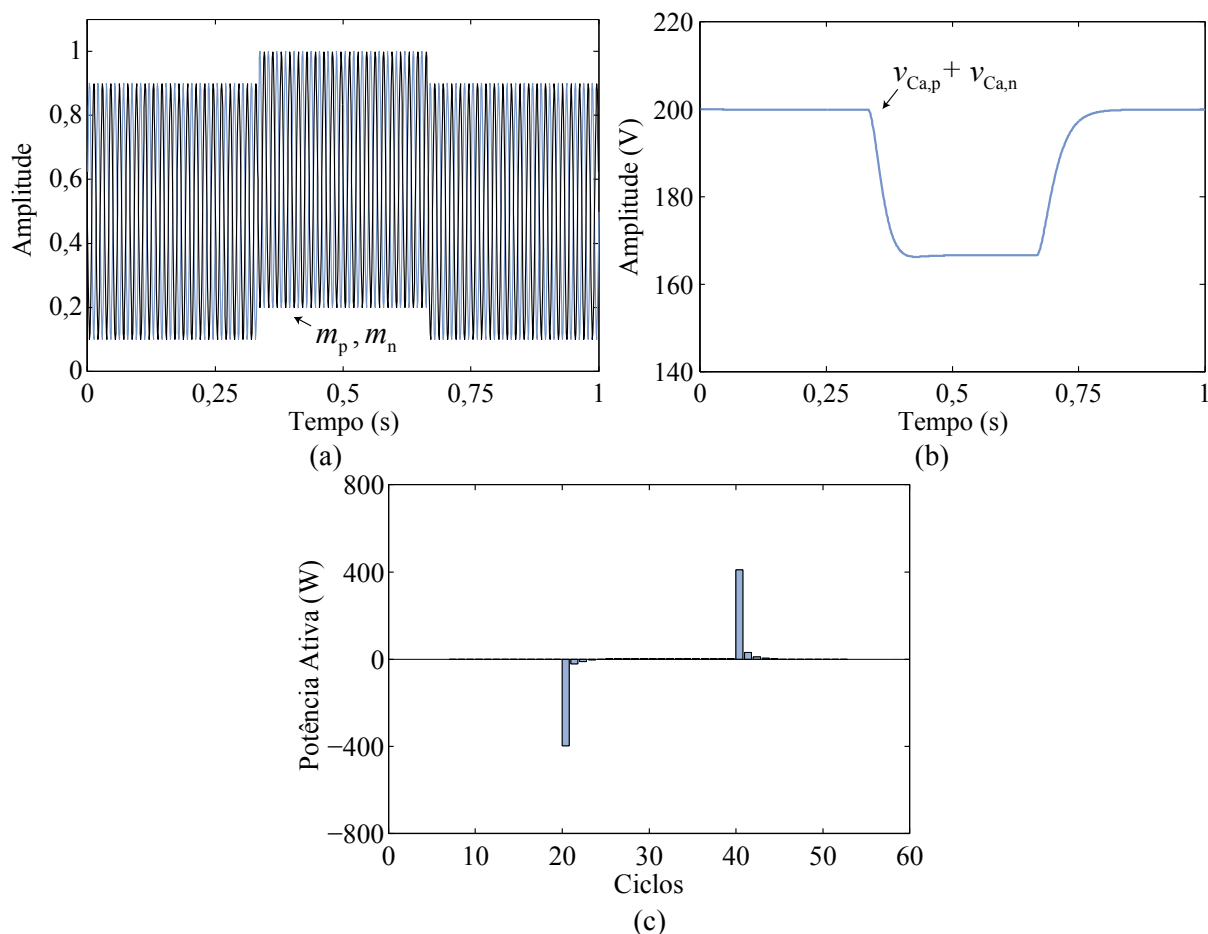


Figura 3.19. Representação da variação da soma das tensões dos capacitores dos polos positivo e negativo. (a) Modulantes dos polos. (b) Soma das tensões $v_{Ca,p}(t)$ e $v_{Ca,n}(t)$. (c) Potência ativa em uma fase do conversor.

Os resultados da variação das tensões demonstrados a seguir comprovam a análise teórica da seção 3.3.5. Uma pequena variação na parcela CC da modulante de cada polo faz com que o $SM_{a,p1}$ e o $SM_{a,n1}$ processem uma potência ativa positiva, fazendo com que a soma das tensões dos capacitores $v_{Ca,p1}(t)$ e $v_{Ca,n1}(t)$ seja modificada.

A Figura 3.19 (a) representa a forma de onda das modulantes do polo positivo e negativo com a adição de uma parcela CC de 0,1 durante o intervalo de tempo de 0,4 s até 0,6 s. Através desta análise é possível observar que o processamento de potência ativa dos submódulos acontece apenas nos períodos onde há variação de tensão, ilustrado na Figura 3.19 (b), onde a soma das tensões dos capacitores diminui de 200 V para 165 V. Neste caso, a variação da parcela CC das modulantes dos SMs implica em um processamento de energia inversamente proporcional ao sinal da parcela CC, conforme pode ser observado comparando os sinais da Figura 3.19 (a) e da Figura 3.19 (b). Após 20 ciclos da frequência fundamental, a variação positiva da componente CC da modulante fez com que ambos os submódulos $SM_{a,p1}$ e

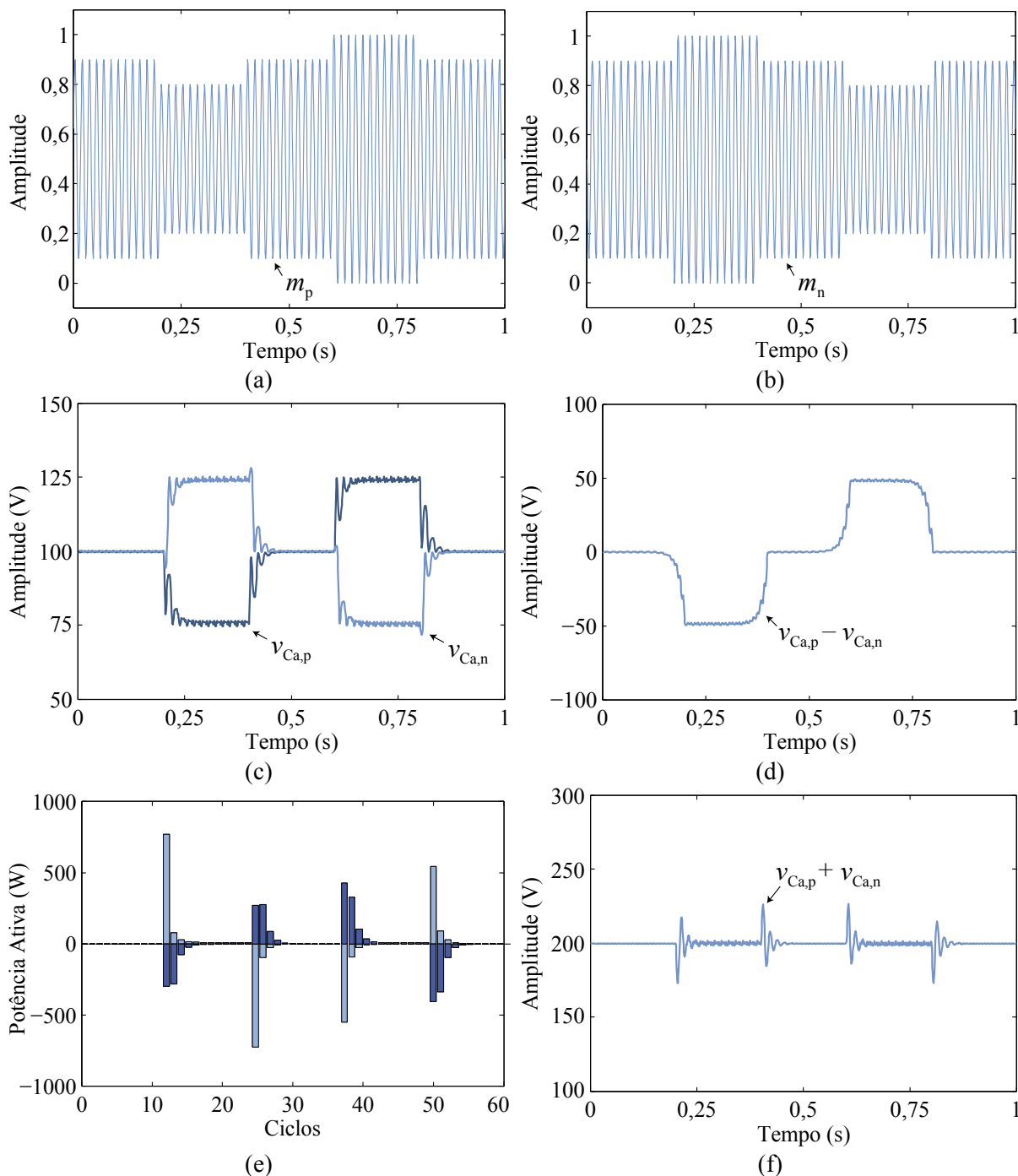


Figura 3.20. Representação do efeito da parcela CA nas tensões dos capacitores do polo positivo e negativo. (a) Modulante do polo positivo. (b) Modulante do polo negativo. (c) Tensões dos capacitores do polo positivo e negativo. (d) Subtração das tensões do polo positivo e negativo. (e) Potência ativa processada pelo submódulo $SM_{a,p1}$ e $SM_{a,n1}$. (f) Resposta temporal da soma das tensões.

$SM_{a,n1}$ processassem uma potência ativa negativa, indicando o fornecimento de energia por parte dos capacitores, conforme pode ser observado na Figura 3.19 (c).

A análise do segundo caso refere-se a uma pequena variação na parcela CA da modulante de cada polo. Isso faz com que os SMs processem potências ativas com polaridades opostas, fazendo com que a subtração das tensões dos capacitores $v_{Ca,p}(t)$ e

$v_{Ca,nl}(t)$ seja modificada. A Figura 3.20 (a) e a Figura 3.20 (b) representam respectivamente as formas de onda das modulantes do polo positivo e negativo com a adição de uma parcela CA de: (i) polaridade negativa ($\Delta m_{pert}(t) = -0,1\text{sen}(\omega at)$) durante o intervalo de tempo de 0,2 s até 0,4 s; e (ii) uma parcela CA com polaridade positiva ($\Delta m_{pert}(t) = 0,1\text{sen}(\omega at)$) durante o intervalo de tempo de 0,6 s até 0,8 s.

No primeiro intervalo de tempo (0,2 s até 0,4 s) a parcela CA se soma à modulante do polo positivo, uma vez que está em fase com a forma de onda da referência $m_{ref}(t)$ e se subtrai no polo negativo, uma vez que está com defasagem de 180° em relação à forma de onda de referência. Assim, a tensão do capacitor do polo positivo $v_{Ca,p1}(t)$ diminui de 100 V para 75 V e a tensão do capacitor do polo negativo $v_{Ca,n1}(t)$ aumenta de 100 V para 125 V, demonstrado na Figura 3.20 (c). Esta característica torna a subtração das tensões dos capacitores ($v_{Ca,p1} - v_{Ca,n1}$) negativa no primeiro intervalo de tempo e positiva no segundo, Figura 3.20 (d), indicando a possibilidade de controle da subtração das tensões, bem como do processamento de potência ativa processada em cada polo através da modificação de $m_{ca}(t)$, conforme apresentado na Figura 3.20 (e). É possível notar também que a soma das tensões dos polos possuem acoplamento desprezível com as parcelas CA, conforme pode ser observado na Figura 3.20 (f).

3.4 Projeto dos indutores dos polos

A determinação das ondulações de corrente circulante em uma fase do MMC tem o objetivo de possibilitar o projeto do indutor dos polos, garantindo uma ondulação específica de corrente na frequência de chaveamento. Nesta análise, desconsiderou-se o LPA, uma vez que a ondulação da corrente interna $i_{int}(t)$ depende exclusivamente da tensão do barramento CC, da frequência de chaveamento e da indutância dos polos do MMC.

Em uma primeira análise, considera-se que o MMC opera com dois SMs por polo, com o propósito de possibilitar sua generalização. A metodologia empregada para a determinação da ondulação da corrente nos indutores dos polos do MMC é realizada através da análise do balanço *volts-segundos* aplicados ao indutor (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001).

Na análise da ondulação de corrente em alta frequência utiliza-se o circuito equivalente da dinâmica interna, conceituado na seção 3.3.4, que é apresentado para N SMs por polo na Figura 3.21.

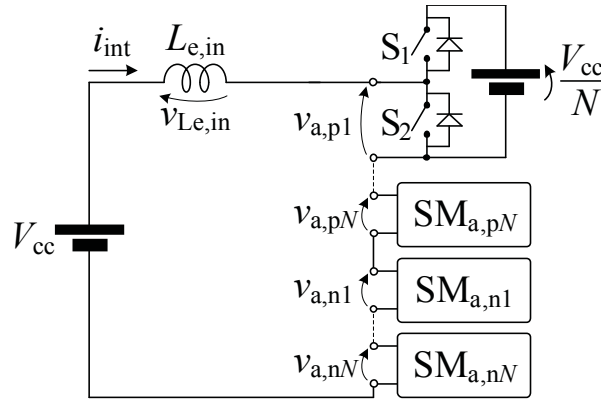


Figura 3.21. Circuito equivalente utilizado para determinação da ondulação de corrente em alta frequência.

A estratégia de modulação empregada na obtenção da ondulação em alta frequência é a *phase-shift* PWM. Assim, é realizada uma análise detalhada dos estados de comutação com o propósito de obter a tensão sobre o indutor equivalente $L_{e,in}$. Além disso, a análise da ondulação em alta frequência considera as chaves semicondutoras ideais. Os capacitores dos SMs são considerados como fontes CC para que as correntes dos polos não apresentem influência das ondulações presentes nas tensões dos capacitores.

A Figura 3.22 representa os estados de operação dos SMs do polo positivo e negativo. Com o emprego da estratégia de modulação *phase-shift* PWM cada SM do mesmo polo possui uma portadora específica defasada com ângulo de $360^\circ/N$ das demais e com período de chaveamento T_s . Considerando N igual a 2, as portadoras do polo positivo são defasadas em 180° entre si, assim como as do polo negativo, sendo a principal diferença entre os polos a defasagem de 90° das portadoras, conforme é ilustrado na Figura 3.22.

Salienta-se que as formas de onda apresentadas são válidas somente para o primeiro ciclo da referência, onde $m_n(t) > m_p(t)$. Já no segundo ciclo, quando $m_p(t) < m_n(t)$, os sinais de comutação das chaves semicondutoras são trocados, ou seja, os sinais do polo positivo são aplicados no polo negativo e vice-versa.

As comutações dos SMs ilustradas na Figura 3.22 resultam em uma tensão aplicada no indutor, que é obtida através da LKT do circuito equivalente da Figura 3.21, dada por:

$$v_{Le,in}(t) = V_{cc} - v_{a,p1}(t) - \dots - v_{a,pN}(t) - v_{a,n1}(t) - \dots - v_{a,nN}(t). \quad (3.63)$$

A aplicação deste conceito resulta na forma de onda de tensão $v_{Le,in}(t)$ e, por consequência, na ondulação de corrente ilustrada na Figura 3.23, onde V_{cc} é a tensão do

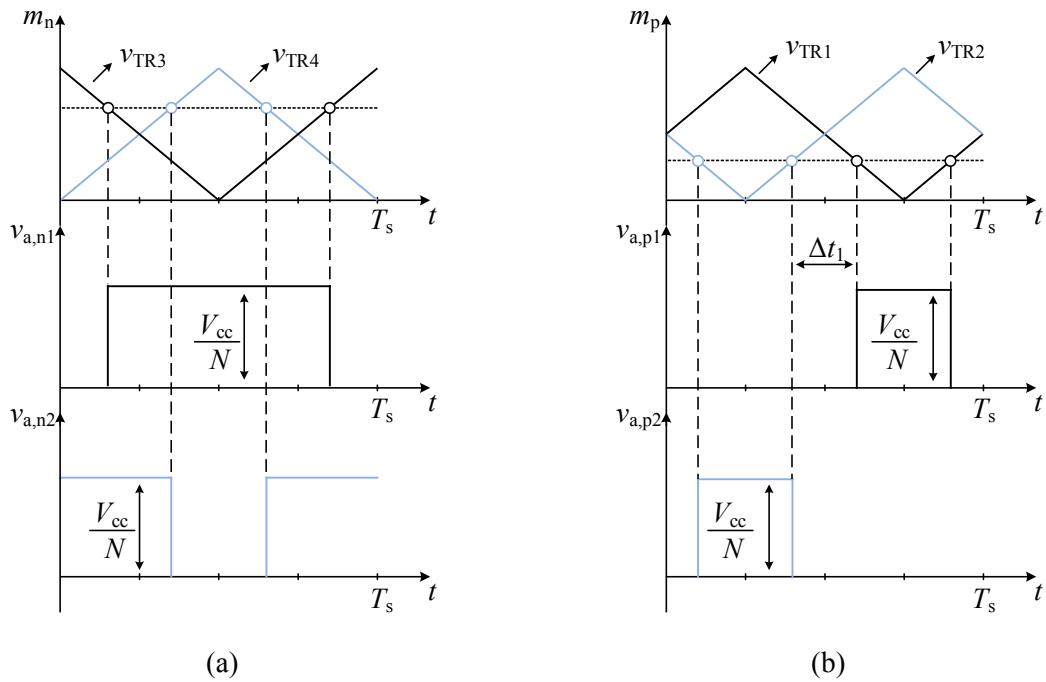


Figura 3.22. Formas de onda da estratégia de modulação *phase-shift* PWM para $m_p(t) < m_n(t)$. Formas de onda teóricas (a) do polo positivo e (b) do polo negativo.

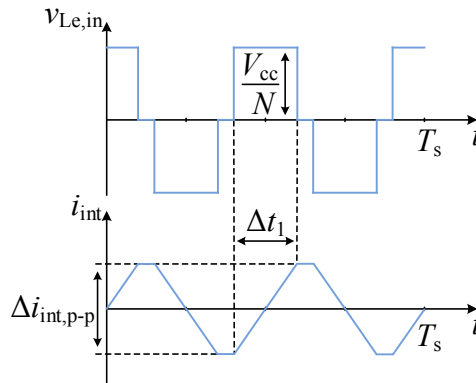


Figura 3.23. Formas de onda teóricas da tensão e ondulação de corrente nos indutores.

barramento CC do MMC, Δt_1 é o intervalo de tempo que a tensão é aplicada ao indutor equivalente e $\Delta i_{int,p-p}$ é a ondulação (pico-a-pico) da corrente interna.

Através da Figura 3.23 observa-se que a variação de corrente sobre o indutor equivalente depende do tempo em que a tensão V_{cc}/N é aplicada sobre o mesmo. Assim, a ondulação de corrente é obtida através de:

$$\Delta i_{int,p-p}(t) = \frac{V_{cc}\Delta t_1}{NL_{e,in}}. \tag{3.64}$$

Com o intuito de encontrar a ondulação de corrente instantânea, define-se o intervalo de tempo Δt_1 com base nas formas de onda da Figura 3.22. Assim, Δt_1 é dado por:

$$\Delta t_1 = \frac{T_s}{2} - m_n(t)T_s, \quad (3.65)$$

onde:

$$m_n(t) = \frac{1}{2} + \frac{m_a \text{sen}(\omega_a t)}{2}. \quad (3.66)$$

Assim, o intervalo de tempo Δt_1 é definido para o primeiro ciclo da rede como:

$$\Delta t_1 = T_s \frac{m_a \text{sen}(\omega_a t)}{2}. \quad (3.67)$$

A modulante $m_p(t)$ do polo positivo é definida como uma função do sinal de referência e do seu respectivo setor. Os setores de tensão são obtidos através do arredondamento para o valor mais próximo (função round) do sinal de referência, dados por:

$$f(t) = \text{round}(Nm_a \text{sen}(\omega_a t)) \quad (3.68)$$

Com os setores de tensão definidos, é possível modificar a equação (3.67), uma vez que a ondulação de corrente inverte-se em setores ímpares. Assim, a ondulação de corrente nos indutores dos polos é definida como função da Equação (3.68), resultando para N ímpar em:

$$\Delta i_{\text{int,p-p,ímpar}}(t) = \frac{V_{\text{cc}}}{4NLf_s} \left\{ \left| \frac{f(t)}{N} - m_a \text{sen}(\omega_a t) \right| \cdot [(-1)^{f(t)+1}] + \left[\frac{(-1)^{f(t)} + 1}{2N} \right] \right\}. \quad (3.69)$$

Já para N , par a equação é modificada para:

$$\Delta i_{\text{int,p-p,par}}(t) = \frac{V_{\text{cc}}}{4NLf_s} \left\{ \left| m_a \text{sen}(\omega_a t) - \frac{f(t)}{N} \right| \cdot [(-1)^{f(t)}] + \left[\frac{(-1)^{f(t)+1} + 1}{2N} \right] \right\}. \quad (3.70)$$

Os resultados das Equações (3.69) e (3.70) são comparados com as formas de onda das correntes internas de simulações no *software* PSIM[®], demonstrados para $N = 2$ na Figura 3.24 (a) e para $N = 3$ na Figura 3.24 (b).

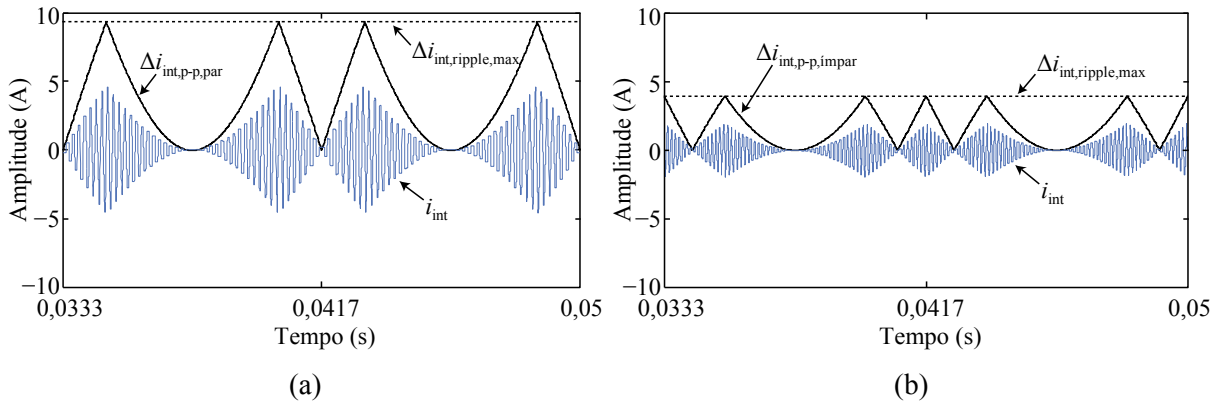


Figura 3.24. Corrente interna e ondulação de corrente instantânea sobre o indutor equivalente $2L$ com a operação do MMC a vazio ($V_{cc} = 400$ V, $L = 100$ μ H, $f_s = 2,7$ kHz, $m_a = 1$ e $f_a = 60$ Hz) para (a) dois SMs por polo ($N = 2$) e (b) três SMs por polo ($N = 3$).

Derivando a equação (3.69) ou (3.70), obtém-se a ondulação máxima sobre os indutores dos polos do MMC com N SMs por polo:

$$\Delta i_{\text{int,ripple,max}} = \frac{V_{cc}}{4L f_s N^2}. \quad (3.71)$$

3.5 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo realizou-se a análise teórica referente ao princípio de funcionamento do MMC. Conforme apresentado, o MMC pode ser interpretado estruturalmente da mesma forma que conversores CC-CA convencionais, formando estruturas meia-ponte, ponte-completa ou trifásica. Além disso, um polo do MMC pode ser interpretado como um conversor com N chaves semicondutoras (S_2) em série, onde o grampeamento de cada chave é realizado por meio de outra chave semicondutora (S_1) e um capacitor (C).

A topologia modular adotada como amplificador principal em um HPA pode ser composta por uma ou duas estrutura meia-ponte, sendo a última mais vantajosa, tendo em vista a redução da tensão necessária para o barramento CC. Nessa estrutura, é necessário um barramento CC com a metade do valor para estrutura meia-ponte, o que também é observado quando se realiza uma comparação entre os conversores CC-CA dois níveis (meia-ponte ou *half-bridge*) e três níveis (ponte-completa ou *full-bridge*). Salienta-se que para um mesmo número de níveis, o número de SMs necessários é o mesmo em ambas as estruturas, bem como a tensão de bloqueio das chaves semicondutoras, uma vez que a tensão CC de cada SM se mantém a mesma.

Em relação ao balanço de potência do MMC, foi visto que as parcelas CC e CA das modulantes influenciam respectivamente na soma e na subtração das tensões dos capacitores. Assim, estes conceitos são importantes para a definição de um sistema de controle que garanta o fornecimento de potência à carga, permitindo que a operação do MMC seja realizada de forma simples e confiável.

A ondulação de alta frequência sobre os indutores dos polos é determinada através da relação entre a indutância e a frequência de chaveamento, obtida através da metodologia do balanço *volts-segundos*, onde as equações que determinam a ondulação em um período de chaveamento são obtidas analiticamente para a determinação da máxima ondulação de corrente sobre os indutores ou, ainda, projetar os indutores dos polos do MMC em função de uma ondulação de corrente desejada.

Capítulo 4

FONTE CA DE POTÊNCIA PROPOSTA

4.1 Considerações gerais

Neste capítulo é proposta uma fonte CA de potência, obtida a partir da associação série de um conversor multinível modular (MMC) e um amplificador linear de potência (LPA). É apresentada a metodologia para o projeto do sistema de controle do MMC, bem como os modelos dinâmicos. Adicionalmente, são apresentados resultados experimentais para comprovar a análise conceitual da estratégia de modulação *phase-shift* PWM modificada. Em relação ao LPA, são apresentados o sistema de controle e o modelo dinâmico, bem como o projeto do barramento CC do LPA. Salienta-se que o projeto do sistema de controle utilizado para a simulação do LPA, bem como para a implementação da ACPS é baseado na metodologia de projeto apresentada em Beltrame (2012).

A avaliação experimental contempla: a análise da malha de controle da corrente interna e das tensões do MMC; a validação da estratégia utilizada para o balanço das tensões dos capacitores; os testes da ACPS considerando diferentes formas de onda de referência e diferentes cargas; a THD da tensão de saída; e o rendimento global.

4.2 Topologia proposta

A topologia de ACPS proposta é composta pelo MMC ponte-completa (empregando SMs meia-ponte) operando como amplificador principal. A proposta é motivada pelas

desvantagens das topologias de amplificador principal existentes atualmente, uma vez que a maioria necessita de fontes CC isoladas para o suprimento de potência às células meia-ponte ou ponte-completa.

Dessa forma, a topologia proposta possui um arranjo de dois SMs por polo, que correspondem a um total de oito SMs conectados a um único barramento CC, que sintetizam uma tensão de fase $v_{ab}(t)$, conforme ilustrado na Figura 4.1 (a). As indutâncias do MMC são empregadas para limitar as correntes dos polos e compõem, juntamente com o capacitor C_{ab} , como um filtro passa-baixa de segunda ordem, atenuando os harmônicos das tensões sintetizadas em cada polo devido à estratégia de modulação PWM, resultando na tensão $v_{ab}(t)$ representada na Figura 4.1 (b). As principais especificações da ACPS proposta estão descritas na Tabela 4.1.

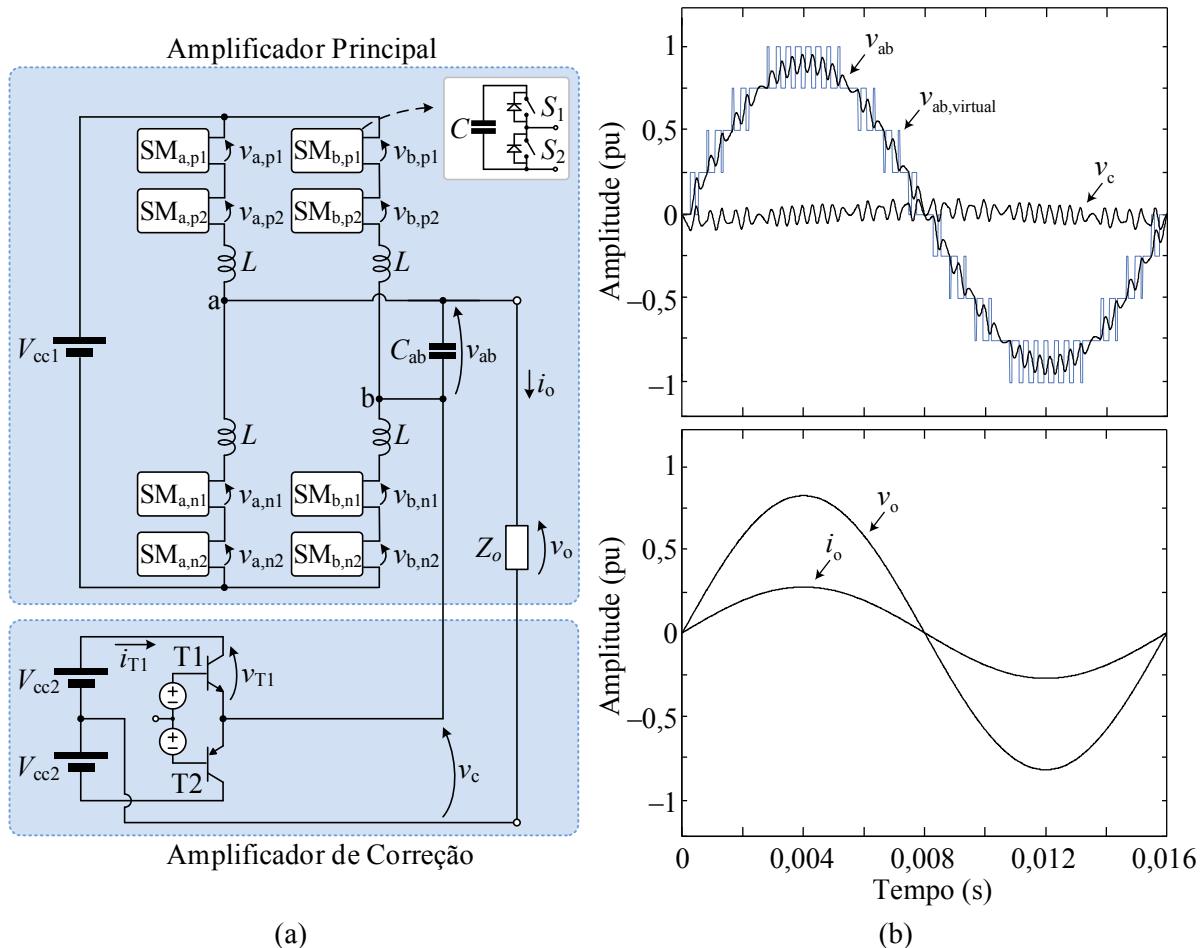


Figura 4.1. Topologia híbrida proposta. (a) Circuito. (b) Formas de onda teóricas.

Os SMs meia-ponte são acionados com o uso da estratégia de modulação *phase-shift* PWM, na qual é implementado um algoritmo para o balanço das tensões dos SMs de um mesmo polo.

Tabela 4.1. Parâmetros da ACPS proposta.

| Sistema | Parâmetro | Valor |
|---------------------------------------|-------------------------------------|--|
| HPA | Potência máxima de saída | $S_o = 1 \text{ kVA}$ |
| | Tensão de saída | $v_{o,pico} = [0 \ 311] \text{ V}$ |
| | Frequência de saída | $f_o = [10 \ 1000] \text{ Hz}$ |
| Amplificador principal (MMC) | Número de SMs | 8 ($N = 2$) |
| | Número de níveis na tensão v_{ab} | $m = 9$ |
| | Índice de modulação em amplitude | $m_a = 0,7778$ |
| | Tensão dos capacitores de cada SM | $V_{Cxyj} = 200 \text{ V}$ |
| | Capacitor do SM | $C = 940 \text{ } \mu\text{F}$ |
| | Filtro de saída | $C_{ab} = 940 \text{ nF}, L = 300 \text{ } \mu\text{F}$ $C_d = 3 \text{ } \mu\text{F}, R_d = 3,9 \text{ } \Omega$ |
| | Frequência de chaveamento | $f_s = 10,08 \text{ kHz}$ |
| | Frequência de amostragem | $f_a = 20,16 \text{ kHz}$ |
| | Tensão do barramento CC | $V_{cc1} = 400 \text{ V}$ |
| Amplificador de correção (LPA) | Tensão do barramento CC | $V_{cc2} = 25 \text{ V}$ |
| | Resistores de realimentação | $R_{f1} = 270 \text{ k}\Omega$ $R_{f2} = 8,89 \text{ k}\Omega$ |

Com o emprego de um amplificador linear é possível realizar a compensação de distorções na forma de onda de saída do amplificador principal, que são causadas, principalmente, pela atenuação e fase introduzidas pelo filtro de saída do amplificador principal, sobretensão e subtensão ocasionadas com a variação da carga; entre outras.

4.2.1 Projeto do amortecimento passivo

Transitórios ou distúrbios na tensão de saída do amplificador principal devido a ressonâncias podem causar efeitos indesejáveis, tornando tanto o funcionamento da ACPS como a fidelidade de forma de onda de saída insatisfatórios. Com o propósito de prevenir estes efeitos, o filtro de saída do amplificador principal faz uso da técnica de amortecimento passivo.

De acordo com Erickson e Maksimovic (2001) o amortecimento passivo pode ser implementado em filtros de segunda ordem de três formas distintas, sendo: (i) circuito de amortecimento paralelo com resistor R_d e capacitor C_d ; (ii) circuito de amortecimento paralelo com resistor R_d e capacitor L_d ; e (iii) circuito de amortecimento série com resistor R_d e indutor L_d . O amortecimento paralelo obtido através de R_d e C_d é utilizado nesta Dissertação devido à facilidade de implementação. Esta configuração emprega um capacitor C_d em série com um

resistor R_d , ambos conectados em paralelo com o capacitor do filtro de segunda ordem, conforme demonstrado na Figura 4.2. (a). Na Figura 4.2. (b) é demonstrado o comportamento do filtro amortecido e não amortecido.

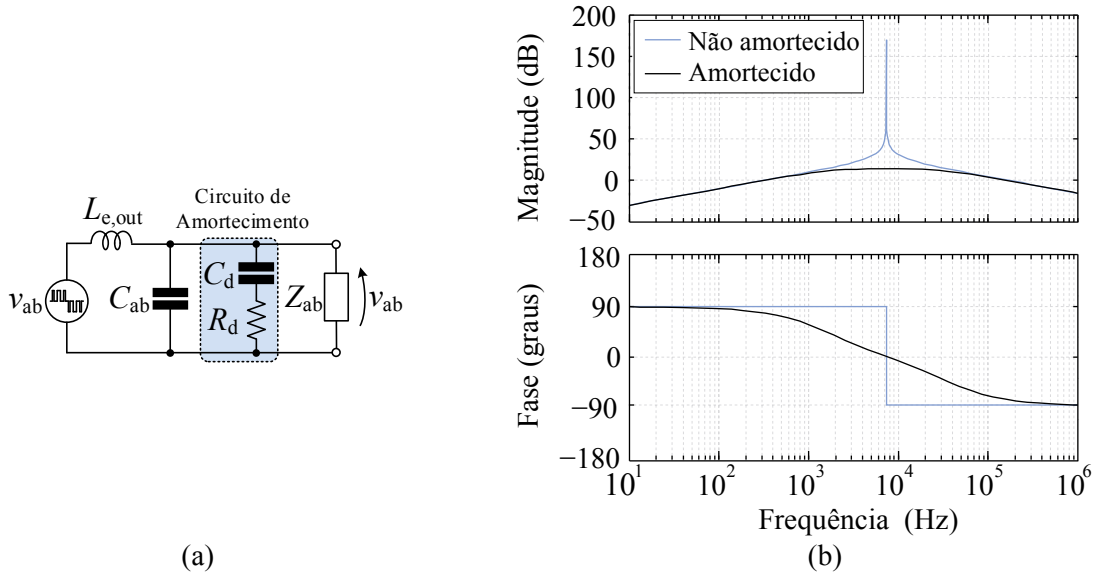


Figura 4.2. Representação teórica do amortecimento passivo. (a) Filtro de segunda-ordem com amortecimento paralelo obtido através de R_d e C_d . (b) Resposta em frequência com e sem amortecimento ($R_d = 4,33 \Omega$, $C_d = 2 \mu\text{F}$, $C_{ab} = 940 \text{ nF}$ e $L_{e,out} = 200 \mu\text{H}$).

Salienta-se que o capacitor C_d apresenta a característica de um circuito aberto em baixas frequências, o que evita a dissipação de energia em R_d . Assim, este tipo de amortecimento é adequado para aplicações em ACPS, uma vez que a dissipação de energia é reduzida na faixa de frequência da tensão de saída. Além disso, não é modificado o comportamento do filtro em alta frequência, conforme pode ser observado na Figura 4.2 (b).

A resistência de amortecimento pode proporcionar a minimização da impedância equivalente de saída do filtro. De acordo com Erickson e Maksimovic (2001), o valor ótimo de R_d para a minimização é obtido por:

$$R_d = \frac{Z_n}{Q_{\text{ótimo}}}, \tag{4.1}$$

onde:

$$Q_{\text{ótimo}} = \left(\frac{1+k}{k} \right) \sqrt{\frac{(1+k)(4+3k)}{2k^2(1+3k)}}, \tag{4.2}$$

e

$$k = \frac{C_d}{C_{ab}}. \tag{4.3}$$

4.3 Sistema de controle do amplificador principal

O sistema de controle do MMC visa garantir o fluxo de potência entre o barramento CC e a carga. Por isso, o sistema de controle deve assegurar que a componente CC drenada do barramento CC corresponda à quantidade de potência ativa consumida pela carga em qualquer instante. Quando a quantidade de potência extraída do barramento CC é diferente da consumida pela carga, a soma das tensões dos capacitores é alterada de acordo com a relação existente entre a modulante CC e a soma das tensões dos capacitores.

Desta maneira, salienta-se que é possível modificar a componente CC com o intuito de manter a soma das tensões dos capacitores constantes e, por consequência, garantir o balanço de potência entre o barramento CC e a carga (HAGIWARA, MAEDA e AKAGI, 2011). A modificação da componente CC pode ser obtida com o emprego de uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A malha interna de corrente possui uma banda-passante elevada, garantido que a componente CC das correntes dos polos seja regulada para o valor de referência. Já a malha externa da soma das tensões dos capacitores possui uma banda-passante lenta, que modifica a referência da malha interna de corrente de acordo com a potência consumida pela carga.

Na prática, os dois polos do MMC não são idênticos, sendo que a forma de implementação dos elementos do circuito influencia diretamente na distribuição de potência entre os polos. Além disso, um caso atípico e focado com bastante importância na literatura é o caso da ocorrência de falha em um dos SMs, onde um desequilíbrio ainda maior é gerado entre os polos, o qual deve ser compensado pelo sistema de controle para que os demais SMs possam operar normalmente. De acordo com esta ideia, é possível modificar a modulante CA com o intuito de garantir a distribuição adequada de potência ativa entre os polos. Adicionalmente, outros autores também têm abordado o controle da potência ativa processada em cada polo com a utilização de uma modulante CA comum aos dois polos (MÜNCH et al., 2010), (HAGIWARA, MAEDA e AKAGI, 2011), (CÚNICO, 2013).

Neste sentido, o sistema de controle empregado é composto por uma malha interna de corrente e duas malhas externas de tensão, conforme é apresentado na Figura 4.3. A malha interna consiste em um controlador $C_{int}(s)$ com ação de controle $u_{int}(s)$, o qual tem como objetivo principal controlar a componente CC da corrente interna $i_{int}(s)$ de acordo com a referência $i_{int}^*(s)$. A referência da malha interna é gerada por duas malhas de controle externas, responsáveis por ajustar o balanço de potência do MMC. A primeira malha externa possui um controlador $C_{vi}^+(s)$ que controla a soma das tensões dos capacitores (v_c^+) através da

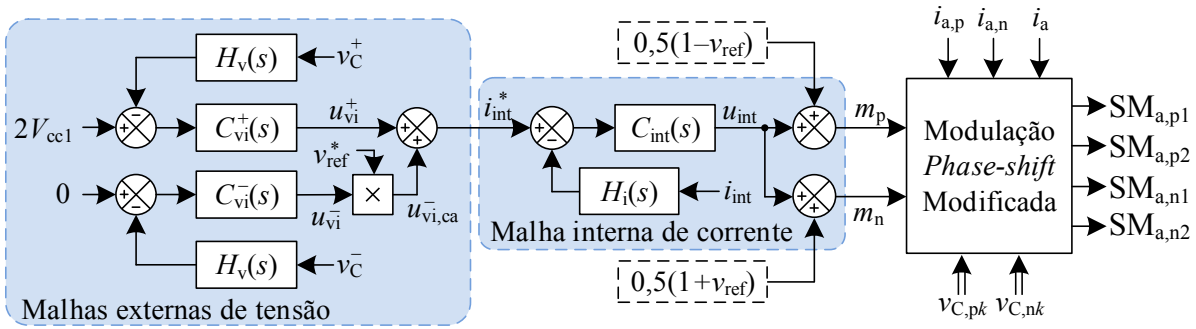


Figura 4.3. Sistema de controle para uma fase do MMC.

ação de controle $u_{vi}^+(s)$, com o intuito de ajustar o balanço de potência entre o barramento CC e a carga. Já a segunda malha externa de tensão possui um controlador $C_{vi}^-(s)$ que ajusta a subtração entre as tensões dos capacitores dos polos (v_C^-) através da ação de controle $u_{vi}^-(s)$ com o intuito de equilibrar o processamento de potência ativa entre os dois polos, a qual é inserida com a multiplicação entre a referência $v_{ref}(s)$ e a ação de controle $u_{vi}^+(s)$. Por fim, as modulantes dos polos $m_p(s)$ e $m_n(s)$ são enviadas ao sistema de modulação que implementa a modulação *phase-shift* PWM modificada. Salienta-se que a estratégia de controle apresentada anteriormente garante apenas o equilíbrio da tensão total (soma das tensões) e entre as tensões de dois polos (subtração das tensões). A estratégia de modulação *phase-shift* PWM foi modificada com o objetivo de realizar o balanço das tensões dos submódulos de um mesmo polo, o qual é obtido através da seleção adequada dos submódulos baseando-se no sentido das correntes e na comparação entre as tensões dos capacitores dos SMs.

4.3.1 Modelagem dinâmica do MMC

Com o sistema de controle definido, são necessários os modelos dinâmicos que definem o comportamento das grandezas do MMC a serem controladas. O modelo equivalente utilizado no Capítulo 3 para demonstrar os princípios de regulação e balanço de potência ativa do MMC é modificado nesta seção para obtenção dos seguintes modelos dinâmicos:

- Modelo dinâmico que relaciona a componente CC da corrente interna com a amplitude da modulante comum aos dois polos ($i_{int,cc}(s)/m_{cc}(s)$);

Modelo dinâmico que relaciona a soma das tensões de cada capacitor com a componente CC da corrente dos polos ($v_{Ce}^+(s)/i_{int,cc}(s)$) para operação como inversor ou com a corrente da fase x ($v_{Ce}^+(s)/i_x(s)$) para operação como retificador; e

- Modelo dinâmico que relaciona a diferença entre a soma das tensões dos capacitores de cada polo com componente CA da corrente dos polos ($v_{Ce}^-(s)/i_{int,ca}(s)$).

Adicionalmente, são consideradas as seguintes hipóteses para a obtenção destes modelos dinâmicos:

- A tensão do barramento CC não possui distorção harmônica;
- Apenas os indutores do filtro de saída são considerados, uma vez que o capacitor C_{ab} não está presente no modelo da dinâmica interna do MMC;
- As perdas de potência são modeladas com um resistor R em série com o indutor L ;
- Os semicondutores são considerados ideais;
- As ondulações em alta frequência devido à comutação são desprezadas, uma vez que a frequência de comutação é muito maior que a frequência da tensão de saída;
- Uma carga Z_a é conectada ao MMC de forma a representar o consumo de potência aparente, que é suprida pela fonte do barramento CC e pelo MMC.

O circuito equivalente de um polo do MMC é composto por uma fonte de tensão dependente, que representa a tensão sintetizada na saída de todos os SMs e uma fonte de corrente dependente, que representa a circulação de corrente dentro do SM, conforme ilustrado na Figura 4.4. A adição das resistências de fuga dos capacitores (R_e) faz com que a matriz da dinâmica do sistema seja uma matriz inversível, possibilitando a modelagem do sistema utilizando técnicas clássicas, como a apresentada por Erickson (2001).

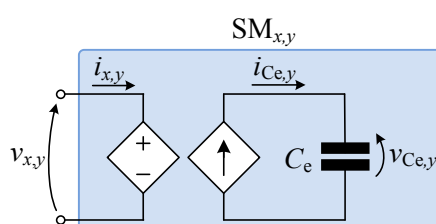


Figura 4.4. Representação da capacitância equivalente de um dos polos do MMC.

Substituindo o modelo da capacitância equivalente da Figura 4.4 nos modelos equivalentes da seção 3.3.4, obtêm-se os modelos equivalentes das dinâmicas interna e externa, representados na Figura 4.5 (a) e Figura 4.5 (b), respectivamente.

As modulantes dos polos são definidas idealmente como uma parcela CC, utilizada para o controle da soma das tensões de uma fase, uma parcela CA (comum aos dois polos), utilizada para equilibrar a distribuição de potência ativa entre os polos do MMC e uma parcela CA (inversa entre os polos), que representa a referência de tensão a ser sintetizada na saída do

MMC. Aplicando estas modulantes no circuito equivalente, define-se que as tensões nos terminais de saída dos submódulos são expressas por:

$$v_{SM_{e,p}}(t) = m_p(t) v_{C_{e,p}}(t), \quad (4.4)$$

$$v_{SM_{e,n}}(t) = m_n(t) v_{C_{e,n}}(t). \quad (4.5)$$

A dinâmica das tensões dos capacitores equivalentes, que representam a relação existente entre as correntes dos polos com a modulante aplicada ao SM, é representada por:

$$\frac{dv_{C_{e,p}}(t)}{dt} = \frac{i_{x,p}(t)m_p(t)}{C_e}, \quad (4.6)$$

$$\frac{dv_{C_{e,n}}(t)}{dt} = \frac{i_{x,n}(t)m_n(t)}{C_e}. \quad (4.7)$$

Considerando a resistência de fuga dos capacitores de cada submódulos, a dinâmica das tensões de cada polo pode ser reescrita por:

$$\frac{dv_{C_{e,p}}(t)}{dt} = \frac{i_{x,p}(t)m_p(t)}{C_e} + \frac{v_{C_{e,p}}(t)m_p(t)}{C_e R_e} \quad (4.8)$$

$$\frac{dv_{C_{e,n}}(t)}{dt} = \frac{i_{x,n}(t)m_n(t)}{C_e} + \frac{v_{C_{e,n}}(t)m_n(t)}{C_e R_e} \quad (4.9)$$

As dinâmicas da soma e da subtração das tensões dos dois polos podem ser obtidas com a aplicação da soma e subtração das dinâmicas apresentadas em (4.8) e (4.9), onde:

$$v_{C_e}^+(t) = v_{C_{e,p}}(t) + v_{C_{e,n}}(t), \quad (4.10)$$

$$v_{C_e}^-(t) = v_{C_{e,p}}(t) - v_{C_{e,n}}(t). \quad (4.11)$$

A dinâmica da componente CC da corrente interna é obtida através do circuito equivalente ilustrado na Figura 4.5 (a):

$$\frac{di_{int}(t)}{dt} = \frac{V_{cc}}{2L} - \frac{R}{L} i_{int}(t) - \frac{v_{x,p}(t)}{2L} - \frac{v_{x,n}(t)}{2L}. \quad (4.12)$$

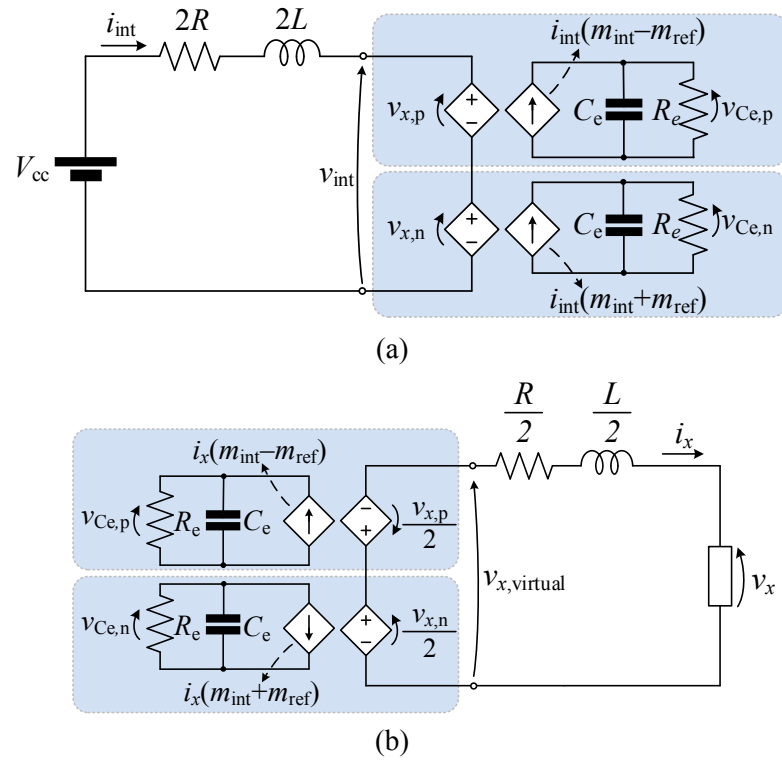


Figura 4.5. Modelos simplificados para a dinâmica (a) da corrente interna e (b) da corrente de saída do MMC.

Já a dinâmica da corrente de saída é obtida com a LKT do modelo equivalente da Figura 4.5 (b), dada por:

$$\frac{L}{2} \frac{di_x(t)}{dt} = \frac{v_{x,n}(t) - v_{x,p}(t)}{2} - \frac{R}{2} i_x(t) - v_x(t). \quad (4.13)$$

O processo de obtenção das variáveis de estado em regime permanente é feito através da solução das Equações (4.8), (4.12) e (4.13), considerando as derivadas nulas, determinadas por:

$$\begin{bmatrix} I_{\text{int}} \\ V_{C_e}^+ \\ V_{C_e}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2V_{cc}R - M_{\text{ref}}R_eV_x + M_{cc}R_eV_{cc}}{M_{\text{ref}}^2R_e^2 - 4M_{\text{ref}}R_eR - 4M_{cc}^2R_e^2 + 4R^2} \\ -\frac{4R_e(2RV_x - M_{cc}R_eV_x + M_{cc}R_eV_{cc})}{M_{\text{ref}}^2R_e^2 - 4M_{\text{ref}}R_eR - 4M_{cc}^2R_e^2 + 4R^2} \\ \frac{2R_e(2RV_{cc} - M_{cc}R_eV_{cc} + 4M_{cc}R_eV_x)}{M_{\text{ref}}^2R_e^2 - 4M_{\text{ref}}R_eR - 4M_{cc}^2R_e^2 + 4R^2} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

onde $I_{int}(t)$ é a corrente interna do braço do MMC em regime permanente, $I_x(t)$ é o valor de pico da corrente da fase x em regime permanente, $v_{Ce}^+(t)$ é a soma das tensões equivalentes de cada polo em regime permanente, $v_{Ce}^-(t)$ é a subtração das tensões equivalentes de cada polo em regime permanente.

Através das equações dinâmicas apresentadas para as correntes $i_{int}(t)$ e $i_x(t)$ e para as tensões $v_{Ce,p}(t)$ e $v_{Ce,n}(t)$, obtém-se o modelo de pequenos sinais das variáveis de estado definidas em relação às entradas do sistema. Substituindo (4.4) nas Equações (4.12) e (4.13), desprezando os termos em regime permanente e de segunda ordem, obtém-se o modelo médio dinâmico de pequenos sinais do MMC. Este modelo pode ser representado em espaço de estados por:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}(t) \quad (4.15)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}_p \hat{\mathbf{x}}(t) \quad (4.16)$$

onde $\hat{\mathbf{x}}(t) = [\hat{i}_x(t) \hat{i}_{int}(t) \hat{v}_{Ce,p}(t) \hat{v}_{Ce,n}(t)]^T$ é o vetor de estados, $\hat{\mathbf{u}}(t) = [\hat{m}_{int}(t) \hat{m}_{ref}(t)]^T$ é o vetor de entrada da planta, $\hat{\mathbf{y}}(t) = [\hat{i}_{int}(t) \hat{v}_{Ce}^+(t) \hat{v}_{Ce}^-(t)]^T$ é o vetor de saída e as matrizes da equação de estados são:

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{M_{ref} - 2M_{cc}}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{M_{ref} + 2M_{cc}}{2L} \\ -\frac{M_{ref} - 2M_{cc}}{2C_e} & 0 & \frac{M_{ref} - 2M_{cc}}{2C_e R_e} & 0 \\ 0 & -\frac{M_{ref} + 2M_{cc}}{2C_e} & 0 & \frac{M_{ref} + 2M_{cc}}{2C_e R_e} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} -\frac{V_{Ce,p}}{L} & \frac{V_{Ce,p}}{2L} \\ \frac{V_{Ce,n}}{L} & \frac{V_{Ce,n}}{2L} \\ \frac{I_{x,p} R_e - V_{Ce,p}}{C_e R_e} & -\frac{I_{x,p} R_e - V_{Ce,p}}{2C_e R_e} \\ -\frac{I_{x,n} R_e - V_{Ce,n}}{C_e R_e} & -\frac{I_{x,n} R_e - V_{Ce,n}}{2C_e R_e} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

A obtenção da matriz de funções de transferência, que relaciona a perturbação do vetor de entrada com a perturbação no vetor de saída é feita através da aplicação da Transformada de Laplace em (4.15), representada por:

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}_p (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}(s) \quad (4.20)$$

4.3.2 Modelos dinâmicos simplificados

Os modelos dinâmicos equivalentes apresentados na seção anterior são modificados nesta seção com o intuito de obter modelos dinâmicos mais simples, mas, com a mesma resposta dinâmica na faixa de frequência de interesse. Por exemplo, se o emprego da malha interna de corrente possui banda-passante definida na ordem de *quilohertz*, o modelo dinâmico simplificado da corrente interna deverá possuir resposta em frequência semelhante ao modelo completo na faixa de frequência de operação da malha de controle. Salienta-se que a metodologia empregada na obtenção dos modelos simplificados, resulta nos modelos dinâmicos apresentados por Cúnico (2013).

A dinâmica lenta do controle das tensões permite que os indutores dos polos e o barramento CC sejam substituídos por uma fonte de corrente. Assim, os indutores equivalentes $L_{e,in}$ e $L_{e,out}$ do modelo equivalente demonstrado na seção anterior são alterados de acordo com o modelo equivalente simplificado ilustrado na Figura 4.6.

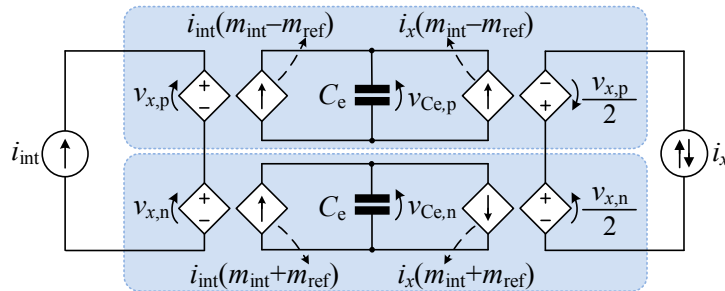


Figura 4.6. Representação dos modelos simplificados do MMC.

De acordo com a Figura 4.6, define-se que a dinâmica das tensões equivalentes de cada polo por:

$$\frac{dv_{C_{e,p}}(t)}{dt} = \frac{i_{int}(t)m_{int}(t)}{C_e} + \frac{i_{int}(t)m_{ref}(t)}{C_e} + \frac{i_x(t)m_{int}(t)}{2C_e} - \frac{i_x(t)m_{ref}(t)}{2C_e} \quad (4.21)$$

$$\frac{dv_{C_{e,n}}(t)}{dt} = \frac{i_{int}(t)m_{int}(t)}{C_e} + \frac{i_{int}(t)m_{ref}(t)}{C_e} - \frac{i_x(t)m_{int}(t)}{2C_e} - \frac{i_x(t)m_{ref}(t)}{2C_e} \quad (4.22)$$

Inserindo perturbações nos valores médios das variáveis de estado $i_{\text{int}}(t)$, $v_{\text{Ce},\{p,n\}}(t)$ e considerando que as entradas possuem apenas valores CC ($m_{\text{int}}(t) \rightarrow M_{\text{cc}}$ e $m_{\text{ref}}(t) \rightarrow M_{\text{ref}}$) das Equações (4.21) e (4.22) e aplicando a Transformada de Laplace na equação resultante, obtém-se a dinâmica da tensão no capacitor de cada polo, dadas por:

$$\hat{v}_{\text{Ce},p}(s) = \frac{\hat{i}_{\text{int},\text{cc}}(s)M_{\text{cc}}}{sC_e} + \frac{\hat{i}_{\text{int},\text{ca}}(s)M_{\text{cc}}}{sC_e} + \frac{\hat{i}_x(s)M_{\text{ref}}}{sC_e} - \frac{\hat{i}_x(s)M_{\text{ref}}}{sC_e} \quad (4.23)$$

$$\hat{v}_{\text{Ce},n}(s) = \frac{\hat{i}_{\text{int},\text{cc}}(s)M_{\text{cc}}}{sC_e} + \frac{\hat{i}_{\text{int},\text{ca}}(s)M_{\text{cc}}}{sC_e} - \frac{\hat{i}_x(s)M_{\text{ref}}}{sC_e} - \frac{\hat{i}_x(s)M_{\text{ref}}}{sC_e} \quad (4.24)$$

A operação do MMC como retificador ou como inversor possibilita a obtenção de dois modelos dinâmicos, uma vez que as variáveis de controle são distintas. Assim, para a operação como inversor, assume-se que $\hat{i}_x(s) = 0$, resultando no modelo que relaciona a dinâmica da soma das tensões em relação à componente CC da corrente interna $\hat{i}_{\text{int},\text{cc}}(s)$:

$$G_{\text{vi},\text{cc}}^+(s) \stackrel{\Delta}{=} \frac{\hat{v}_{\text{Ce}}^+(s)}{\hat{i}_{\text{int},\text{cc}}(s)} = \frac{\hat{v}_{\text{Ce},p}(s) + \hat{v}_{\text{Ce},n}(s)}{\hat{i}_{\text{int},\text{cc}}(s)} = \frac{2M_{\text{cc}}}{sC_e}. \quad (4.25)$$

Já para a operação como retificador, assume-se que $\hat{i}_{\text{int},\text{cc}}(s) = 0$ e que $\hat{i}_{\text{int},\text{ca}}(s) = 0$, resultando no modelo que relaciona a dinâmica da soma das tensões em relação à corrente $i_x(s)$:

$$G_{\text{vi},\text{ca}}^+(s) \stackrel{\Delta}{=} \frac{\hat{v}_{\text{Ce}}^+(s)}{\hat{i}_x(s)} = \frac{\hat{v}_{\text{Ce},p}(s) + \hat{v}_{\text{Ce},n}(s)}{\hat{i}_x(s)} = -\frac{M_{\text{ref}}}{sC_e}. \quad (4.26)$$

A dinâmica da diferença entre as tensões equivalentes dos polos é obtida com a análise do estágio de saída do modelo simplificado da Figura 4.6. Assim, define-se que a dinâmica das tensões equivalentes de cada polo é dada por:

$$G_{\text{vi},\text{ca}}^-(s) \stackrel{\Delta}{=} \frac{\hat{v}_{\text{Ce}}^-(s)}{\hat{i}_{\text{int},\text{ca}}(s)} = \frac{\hat{v}_{\text{Ce},p}(s) - \hat{v}_{\text{Ce},n}(s)}{\hat{i}_{\text{int},\text{ca}}(s)} = -\frac{2M_{\text{ref}}}{sC_e}. \quad (4.27)$$

A dinâmica da componente CC da corrente interna pode ser simplificada da mesma forma que os modelos das tensões. Considera-se que os capacitores dos SMs são fontes de tensão CC tendo em vista a dinâmica lenta do controle das tensões. Assim, o circuito

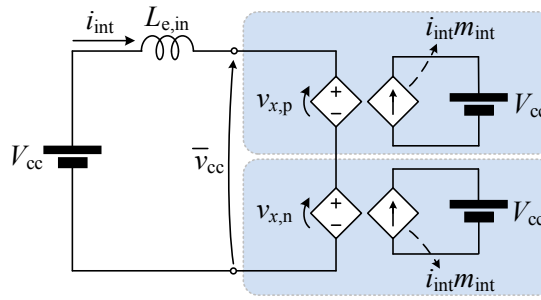


Figura 4.7. Representação dos modelos simplificado da dinâmica da corrente interna do MMC.

simplificado para a dinâmica da componente interna $i_{int}(t)$ pode ser obtida através do circuito simplificado apresentado na Figura 4.7.

Aplicando a LKT no circuito da Figura 4.7, define-se a dinâmica da corrente $i_{int}(t)$ em função da modulante CC $m_{int}(t)$, dada por:

$$\frac{di_{int}(t)}{dt} = \frac{V_{cc} - \bar{v}_{cc}(t)}{L_{e,in}} = \frac{V_{cc} - v_{x,p}(t) - v_{x,n}(t)}{L_{e,in}} \quad (4.28)$$

Substituindo a Equação (4.4) em (4.28) e aplicando a Transformada de Laplace na equação resultante, obtém-se a dinâmica interna simplificada do MMC:

$$G_{im}(s) = \frac{\Delta \hat{i}_{int}(s)}{\hat{m}_{int}(s)} = -\frac{V_{cc}}{sL_{e,in}}. \quad (4.29)$$

A mesma forma de obtenção dos modelos equivalentes simplificados para a soma e subtração das tensões equivalentes dos polos do MMC pode ser aplicada para obter a simplificação do modelo equivalente da dinâmica da corrente de saída do MMC ($i_x(s)$), contudo, não é demonstrada sua obtenção, uma vez que não é realizado o controle da corrente de saída da ACPS.

4.3.3 Projeto do sistema de controle

O projeto do sistema de controle do MMC visa à obtenção dos controladores de tensão e corrente através dos modelos representativos do MMC. Para isto são apresentados três projetos: (i) projeto da malha interna da corrente; (ii) projeto da malha externa da soma das tensões; e (iii) projeto da malha externa da subtração das tensões.

4.3.3.1 Malha interna de corrente

A malha interna de corrente é composta por um controlador $C_{\text{int}}(s)$, um modulador de largura de pulso $M_{\text{PWM}}(s)$, um sensor para realimentação H_i e um ganho do conversor Analógico-Digital (A/D) $H_{\text{AD}}(t)$, conforme ilustrado na Figura 4.8.

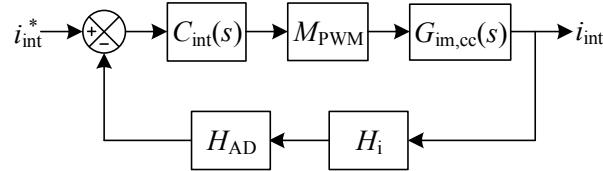


Figura 4.8. Malha de controle da corrente interna.

Inicialmente, para o projeto do controle da corrente da malha interna do MMC foram definidas as seguintes especificações: (i) o sistema compensado deve apresentar margem de fase (MF) de no mínimo 45° ; (ii) frequência de cruzamento do ganho por zero próxima a 1 kHz (f_{cz}); e (iii) erro nulo em regime permanente para referências constantes.

Assim, o controlador definido é o proporcional-integral (PI), que garante erro nulo em regime permanente para referências constantes por apresentar o ganho CC infinito. Para o projeto deste controlador é necessária a obtenção da função de transferência em malha aberta não compensada do sistema de controle apresentado na Figura 4.8, a qual é dada por:

$$T_{\text{im,nc}}(s) = M_{\text{PWM}} G_{\text{im,cc}}(s) H_i H_{\text{AD}}. \quad (4.30)$$

Já a função de transferência em malha aberta compensada $T_{\text{im,c}}(s)$ é obtida com a multiplicação do controlador $C_{\text{int}}(s)$ na Equação (4.30):

$$T_{\text{im,c}}(s) = C_{\text{int}}(s) M_{\text{PWM}} G_{\text{im,cc}}(s) H_i H_{\text{AD}}. \quad (4.31)$$

onde a função de transferência no domínio s do controlador PI é:

$$C_{\text{int}}(s) = K_p \frac{s + z_i}{s}. \quad (4.32)$$

Na Figura 4.9 (a) são apresentadas as respostas em frequência da função de transferência em malha aberta com o emprego do modelo simplificado e do completo. Nota-se

que a resposta dos dois modelos coincide na frequência de interesse (em torno de 1 kHz), possibilitando o projeto do controlador através do modelo simplificado.

Devido ao fato do sistema possuir baixo ganho para baixas frequências, conforme pode ser observado na Figura 4.9 (a), a parcela integral do controlador PI permite o aumento do ganho em baixa frequência com o polo na origem. O zero do compensador é posicionado em uma década abaixo da frequência de cruzamento especificada (1 kHz). Assim, a localização do zero é determinada por:

$$z_i = \frac{2\pi f_{cz}}{10}. \quad (4.33)$$

A obtenção da margem de fase especificada é realizada com a determinação do ganho K_p quanto função de transferência $T_{im,c}(s)$ é nula para a frequência f_{cz} especificada. Assim, o controlador $C_{int}(s)$ é definido por:

$$C_{int}(s) = 0,0074914 \left(\frac{s + 6283}{s} \right). \quad (4.34)$$

A resposta em frequência do sistema compensado com o emprego do controlador $C_{int}(s)$ é demonstrada na Figura 4.9 (b). Observa-se a frequência de cruzamento em 1001 Hz e a margem de fase de 45,9° de acordo com os valores determinados para o projeto.

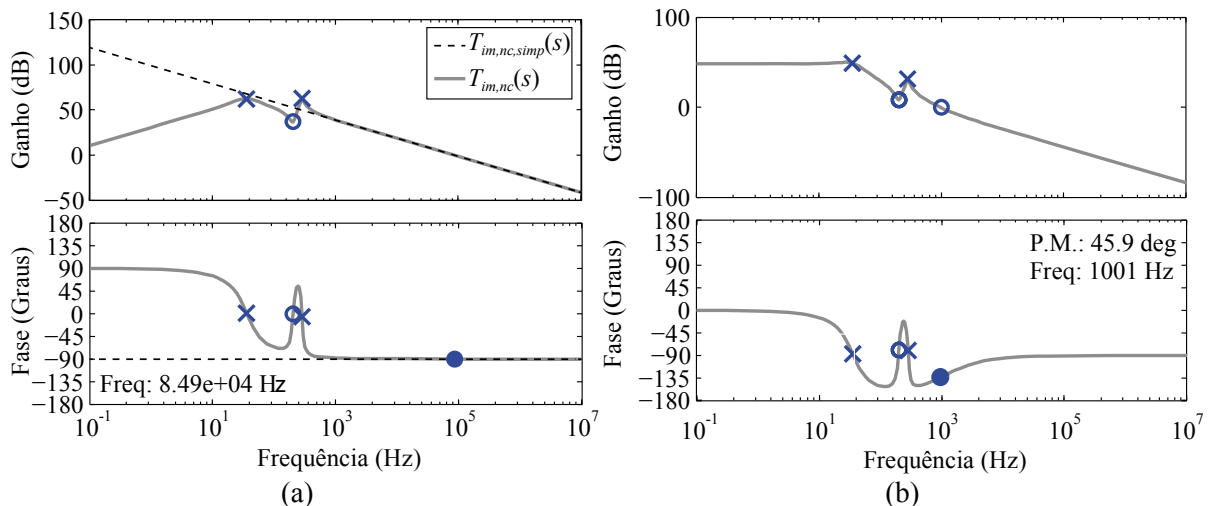


Figura 4.9. Projeto da malha interna de controle da corrente $i_{int,cc}(t)$. (a) Resposta em frequência das funções de transferência em malha aberta com o uso do modelo completo e do simplificado. (b) Resposta em frequência do sistema compensado $T_{im,c}(s)$.

4.3.3.2 Malhas externas da soma e subtração das tensões

A malha externa da soma das tensões tem como objetivo regular $v_{Ce}^+(t)$ para o valor de referência de $2V_{cc}$ e a malha externa da subtração das tensões tem o propósito de garantir que $v_{Ce}^-(t)$ seja nula.

O projeto dos controladores de tensão destas malhas de controle leva em consideração que a soma das tensões é composta por um controlador $C_{vi}^+(s)$, um ganho representativo da malha interna de corrente $M_{im}(s)$, um sensor para realimentação H_v e um ganho do conversor Analógico-Digital (A/D) H_{AD} , conforme ilustrado na Figura 4.8 (a). Já a malha externa da subtração das tensões é composta por um controlador $C_{vi}^-(s)$, um ganho representativo da malha interna $M_{im}(s)$, um sensor para realimentação H_v e um ganho do conversor Analógico-Digital (A/D) H_{AD} , ilustrada na Figura 4.8 (b). Além disso, as funções de transferência $G_{vi}^+(s)$ e $G_{vi}^-(s)$ podem ser representadas através dos modelos simplificados do MMC.

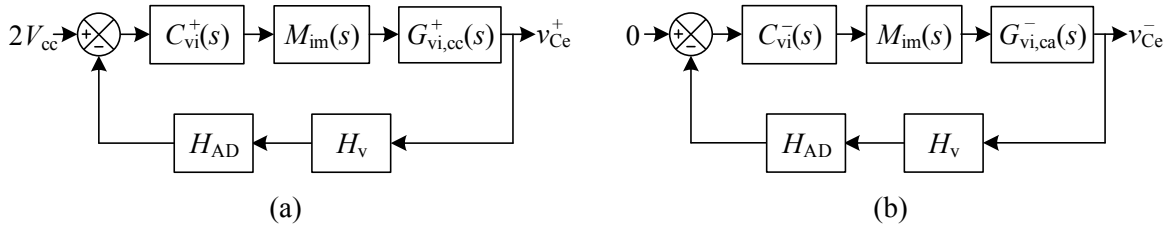


Figura 4.10. Representação das malhas externas de tensão na forma de diagrama de blocos (a) da soma das tensões e (b) da subtração das tensões.

Inicialmente, são definidas as especificações para o projeto do sistema de controle da soma das tensões do MMC: (i) o sistema compensado deve apresentar margem de fase (MF) de no mínimo 45° ; (ii) frequência de cruzamento do ganho por zero próxima a 6 Hz (f_{cz}) para a malha da soma das tensões e 12 Hz para a malha da subtração das tensões; e (iii) erro nulo em regime permanente para referências constantes. As frequências de cruzamento utilizadas para projetar os controladores das malhas externas de tensão são definidas uma década abaixo das ondulações de tensão presentes na soma e subtração das tensões dos capacitores (frequência da fundamental para soma das tensões e o dobro da frequência da fundamental para a subtração das tensões). Assim, a escolha das frequências de cruzamento por zero em 6 Hz e 12 Hz tem como motivação que grande parte das aplicações de ACPS utilizam um sinal de referência em 60 Hz.

O controlador escolhido é o proporcional-integral (PI), que garante erro nulo em regime permanente para referências constantes por tornar o sistema com um elevado ganho

CC. Para o projeto deste controlador é necessária a obtenção da função de transferência em malha aberta não compensada do sistema de controle apresentado na Figura 4.8, dada por:

$$T_{vi,nc}^+(s) = M_{im} G_{vi}^+(s) H_v H_{AD}, \quad (4.35)$$

$$T_{vi,nc}^-(s) = M_{im} G_{vi}^-(s) H_v H_{AD}. \quad (4.36)$$

Com o tipo de controlador e a o modelo dinâmico definido, as funções de transferência em malha aberta compensadas $T_{vi,c}^+(s)$ e $T_{vi,c}^-(s)$ são obtidas através das Equações (4.30) e (4.32), as quais serão utilizadas para o projeto do ganho K_p do controlador $C_{iv}(s)$:

$$T_{vi,c}^+(s) = C_{vi}^+(s) M_{im} G_{vi}^+(s) H_i H_{AD}, \quad (4.37)$$

$$T_{vi,c}^-(s) = C_{vi}^-(s) M_{im} G_{vi}^-(s) H_i H_{AD}. \quad (4.38)$$

Na Figura 4.11 (a) e na Figura 4.12 (a) são apresentadas as respostas em frequência da função de transferência em malha aberta $T_{vi,nc}^+(s)$ e $T_{iv,nc}^-(s)$ com o emprego do modelo simplificado e do completo da soma e da subtração das tensões. Nota-se que a resposta dos dois modelos coincide na frequência de interesse (6 Hz para a soma e 12 Hz para a subtração), possibilitando o projeto dos controladores através do modelo simplificado de cada caso.

O zero do compensador é localizado uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero especificada (6 Hz e 12 Hz). Assim, a localização do zero é determinada conforme equação:

$$z_i = \frac{2\pi f_{cz}}{10}. \quad (4.39)$$

A obtenção da margem de fase especificada é realizada com a determinação do ganho K_{PI} quando as funções de transferência $T_{vi,c}^+(s)$ e $T_{vi,c}^-(s)$ são nulas para a frequência f_{cz} especificada (6 Hz e 12 Hz). Assim, os controladores de tensão são definidos por:

$$C_{vi}^+(s) = 4,0 \left(\frac{s + 37,7}{s} \right), \quad (4.40)$$

$$C_{vi}^-(s) = 8,0 \left(\frac{s + 75,4}{s} \right). \quad (4.41)$$

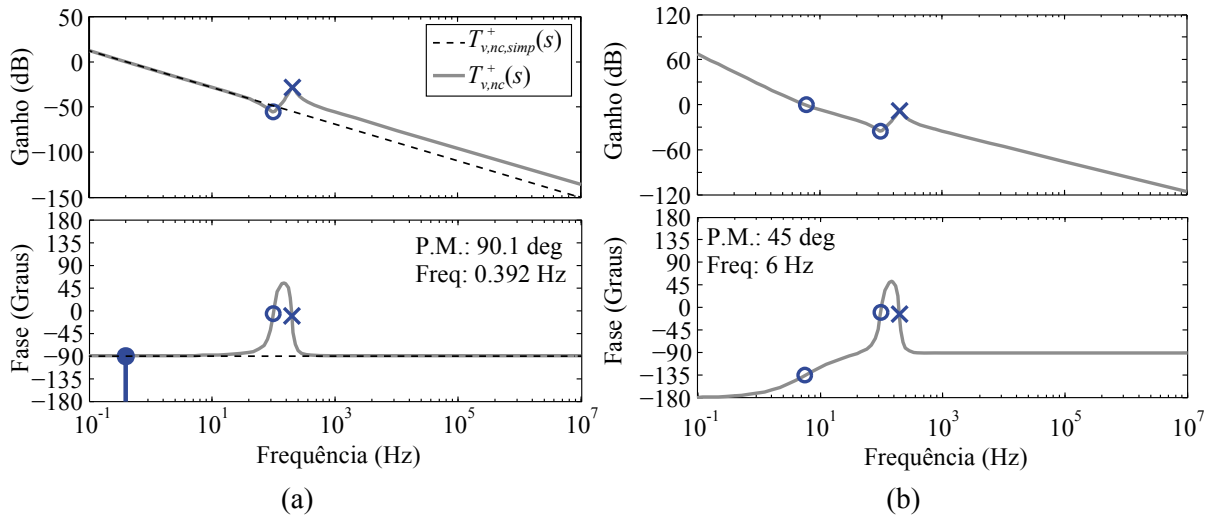


Figura 4.11. Projeto da malha externa de controle da soma das tensões $v_{Ce}^+(t)$. (a) Resposta em frequência das funções de transferência em malha aberta com o uso do modelo completo e do simplificado. (b) Resposta em frequência do sistema compensado $T_{vi,c}^+(s)$.

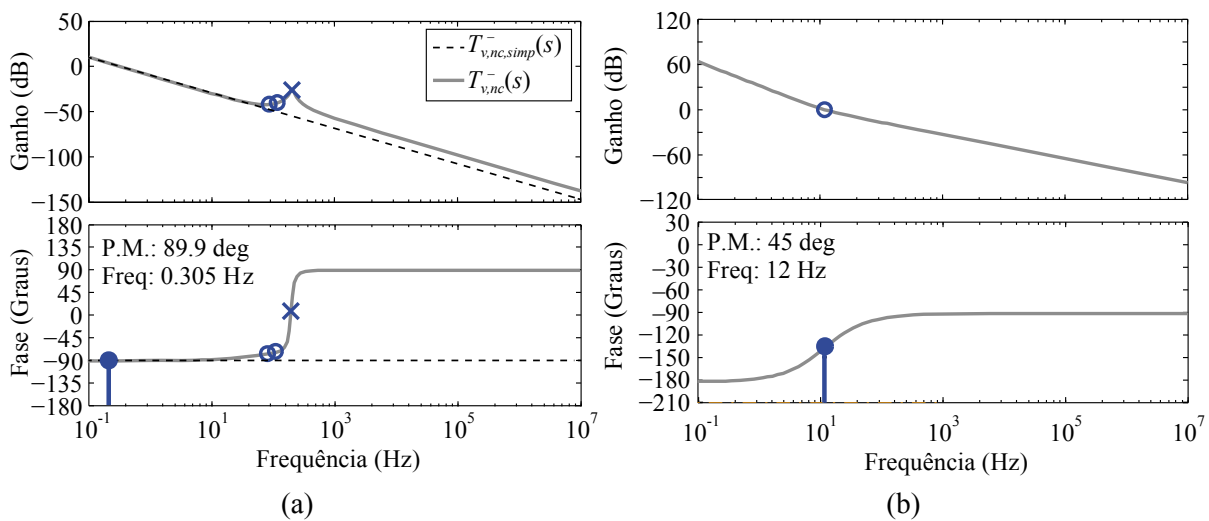


Figura 4.12. Projeto da malha externa de controle da subtração das tensões $v_{Ce}^-(t)$. (a) Resposta em frequência das funções de transferência em malha aberta com o uso do modelo completo e do simplificado. (b) Resposta em frequência do sistema compensado $T_{vi,c}^-(s)$.

A resposta em frequência do sistema de controle da soma das tensões com o emprego do controlador $C_{vi}^+(s)$ é demonstrada na Figura 4.11 (b), onde observa-se uma frequência de cruzamento por zero de 6 Hz, juntamente com uma margem de fase de 45°.

Já para o sistema de controle da subtração das tensões, demonstrado na resposta em frequência da Figura 4.12 (b), apresenta estar de acordo com os valores determinados para o projeto, sendo frequência de cruzamento por zero de 12 Hz e a margem de fase de 45°.

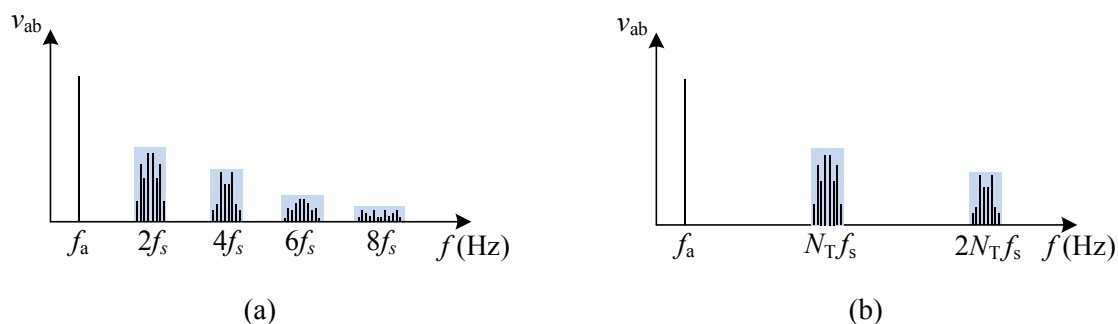


Figura 4.13. Espectro de frequências teórico da tensão $v_{ab}(t)$ normalizado considerando (a) estratégia de modulação PD e (b) estratégia de modulação PS.

4.3.4 Estratégia de modulação

A estratégia de modulação empregada no MMC possui deslocamento de fase das múltiplas portadoras. Com a aplicação desta estratégia, o primeiro conjunto de harmônicos fica deslocado em $N_T f_s$ (considerando que N_T é o número total de SMs para uma fase), ao contrário das estratégias de modulação com disposição em fase das múltiplas portadoras (PD, POD e APOD), que, apesar de também permitirem o aumento do número de níveis de $N+1$ para $2N+1$, possuem a frequência equivalente do sinal de saída apenas duas vezes maior que a frequência de chaveamento f_s , conforme é ilustrado na Figura 4.13.

Salienta-se que ao utilizar a estratégia PS é possível reduzir os filtros passivos de saída, sem que haja o aumento dos esforços do amplificador de correção, e, por consequência, permite-se a redução do volume da ACPS, quando comparado a estratégias PD, POD e APOD.

A partir dos sinais de chaveamento da estratégia de modulação *phase-shift* PWM convencional são gerados os comandos para os *gate-drivers*, com o objetivo de realizar o balanço das tensões dos capacitores de um mesmo polo.

4.3.4.1 Balanço das tensões dos capacitores

A manutenção da tensão dos capacitores de cada SM nos valores nominais é realizada empregando o sistema de controle apresentado na seção 4.3, que garante o equilíbrio de transferência de potência entre o barramento CC e a carga, bem como a distribuição de potência entre os polos do conversor (SOLAS et al., 2010).

Por outro lado, esta estratégia de controle por si só não garante que os SMs de um mesmo polo estejam regulados com mesma tensão. Apesar da estratégia de modulação *phase-shift* PWM garantir a distribuição uniforme de potência entre os SMs, na prática é visto que algumas características importantes como o tempo-morto aplicado às chaves semicondutoras

e diferenças entre os valores dos capacitores implementados, podem ocasionar o desequilíbrio de tensão entre os SMs de um mesmo polo.

A existência de estados de condução redundantes para sintetizar o mesmo nível da tensão de saída do conversor permite que o MMC apresente versatilidade ao ponto de possibilitar a escolha de qual SM será utilizado para sintetizar determinado nível de tensão. Supondo que há dois SMs por polo e considerando que o conversor está operando no semiciclo positivo da forma de onda de saída ($v_{ab}(t) > 0$), a quantidade de SMs inseridos no polo negativo é de dois ou um, conforme é apresentado na Figura 4.14 (a). Já para a operação no semiciclo negativo ($v_{ab}(t) < 0$), o número de SMs inseridos no polo negativo pode ser zero ou um, conforme é apresentado na Figura 4.14 (b).

Quando os estados de operação resultam em um único SM inserido no polo – regiões destacadas na Figura 4.14 (a) e na Figura 4.14 (b) – é possível selecionar um SM para ser inserido, visto que dois SMs estão disponíveis no polo do MMC. Assim, define-se um algoritmo que seleciona os SMs com base no sentido de corrente e nos níveis de tensão dos capacitores (de um mesmo polo). Como exemplo, quando a corrente $i_{a,p}(t)$ é positiva, as tensões dos dois submódulos de um mesmo polo são comparadas, fazendo com que o SM de menor tensão sintetize o respectivo nível de tensão do polo, com o propósito de carregar o SM de menor tensão. Analogamente, se a corrente $i_{a,p}(t)$ é negativa, o submódulo de maior tensão é utilizado para sintetizar o nível do respectivo polo.

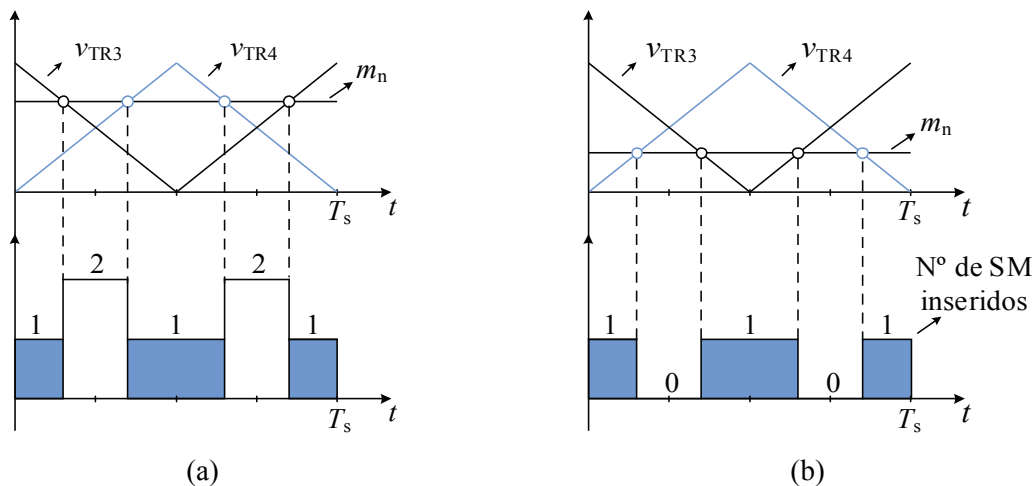


Figura 4.14. Número de submódulos inseridos considerando $N = 2$. Operação no semiciclo (a) positivo e (b) negativo da tensão de saída $v_{ab}(t)$.

Para a implementação deste algoritmo é necessário que a FPGA o execute no instante da comparação entre a modulante de referência e a portadora, para que nenhum atraso de

comutação seja reproduzido. A estratégia de modulação e o algoritmo do balanço das tensões são implementados em uma FPGA Xilinx® modelo Spartan-6E.

Apesar da estratégia de modulação e do algoritmo do balanço das tensões serem exemplificados para dois submódulos por polo, ou seja, $N = 2$, ambos podem ser facilmente ampliados para uma quantidade maior de submódulos, onde o algoritmo deverá selecionar o submódulo de menor ou maior tensão entre as N opções de submódulos de um polo.

4.4 Amplificador linear de potência

Conforme apresentado na seção 4.4.1, o amplificador de correção deve possuir a capacidade de compensar as diferenças entre $v_{ref}(t)$ e $v_o(t)$ provenientes de ondulações na forma de onda sintetizada pelo amplificador principal (ondulação de tensão) e de dinâmicas do filtro passa-baixas (atenuação, fase e sub/sobretensões ocasionadas por variações de carga).

4.4.1 Projeto do barramento CC do LPA

Mudanças de carga na ACPS resultam em perturbações na forma de onda de saída do amplificador principal devido às dinâmicas do filtro de saída e do sistema de controle utilizado para realizar o balanço de potência do MMC. As perturbações ocasionadas pelo degrau de carga comprometem a fidelidade de forma de onda sintetizada pelo amplificador principal $v_{ab}(t)$ em relação ao sinal de referência desejado $v_{ref}(t)$, podendo ocasionar a saturação do LPA. Assim, em situações onde há o incremento/decremento de carga o amplificador de correção deve ser dimensionado para possuir a capacidade de compensar duas distorções: (i) distorção causada devido à queda de tensão nos indutores dos polos; e (ii) distorção causada devido à queda de tensão dos capacitores dos submódulos.

Para obter o modelo representativo dessas duas distorções, modelou-se a dinâmica equivalente do filtro de saída juntamente com o sistema de controle, o qual ajusta a soma das tensões dos capacitores dos SMs. Assim, o amplificador principal e o filtro de saída são modelados de acordo com a Figura 4.15 (a). Neste modelo, a fonte de corrente de saída $i_o(t)$ representa o degrau de carga, o qual provoca a queda das tensões $v_{ab}(t)$ e $v_e(t)$ e a fonte de corrente controlada $i_c(t)$ compensa a diminuição de tensão em $C_{e,out}$ através da dinâmica da malha de controle definida pelo controlador $C_{vi}^+(s)$. Através deste circuito equivalente é possível determinar a influência do degrau de carga na tensão de saída $v_{ab}(t)$.

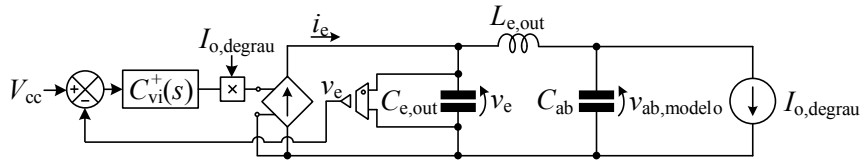


Figura 4.15. Representação teórica de um degrau de carga na ACPS proposta através de um circuito equivalente.

Através da análise do circuito da Figura 4.15 (a) é possível obter as funções de transferência que relacionam a tensão de saída $v_{ab}(t)$ com a corrente de carga $i_o(t)$, com o propósito de demonstrar o efeito do degrau de carga $i_o(t)$ na diminuição da tensão do capacitor C_{ab} devido à queda de tensão no indutor $L_{e,out}$ e também representar a descarga dos capacitores dos submódulos (vistos como $C_{e,out}$ na saída o MMC). A representação desta modelagem é realizada na forma de diagrama de blocos, ilustrado na Figura 4.16.

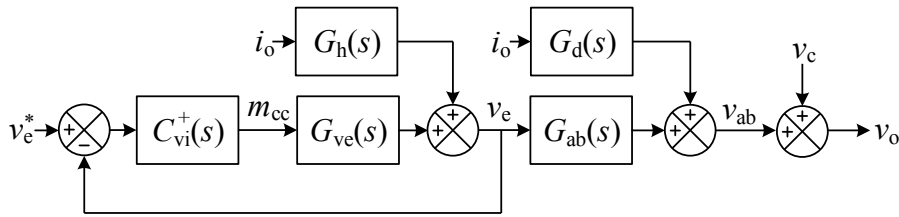


Figura 4.16. Representação teórica de um degrau de carga na ACPS proposta através de diagrama de blocos.

Assim, a resposta em frequência da tensão de saída do amplificador principal frente a um degrau de carga é dada por:

$$v_{ab}(s) = \left[\frac{G_h(s)G_{ab}(s)}{1 + C_{vi}^+(s)G_{ve}(s)} + G_d(s) \right] i_o(s), \quad (4.42)$$

onde

$$G_{ab}(s) \stackrel{\Delta}{=} \frac{v_{ab}(s)}{v_e(s)} = \frac{1}{s^2 L_{e,out} C_{ab} + 1}, \quad (4.43)$$

$$G_d(s) \stackrel{\Delta}{=} \frac{v_{ab}(s)}{i_o(s)} = -\frac{s^2 C_{e,out} L_{e,out}}{s^3 C_{e,out} L_{e,out} C_{ab} + s(C_{ab} + C_{e,out})}, \quad (4.44)$$

$$G_{ve}(s) \stackrel{\Delta}{=} \frac{v_e(s)}{m_{cc}(s)} = \frac{V_{cc}}{s C_{e,in}}, \quad (4.45)$$

$$G_h(s) \stackrel{\Delta}{=} \frac{v_e(s)}{i_o(s)} = -\frac{s^2 C_{ab} L_{e,out} + 1}{s^3 C_{e,out} L_{e,out} C_{ab} + s(C_{ab} + C_{e,out})}. \quad (4.46)$$

Salienta-se que o degrau de carga considerado pode ser representado tanto como um incremento de carga (perturbação positiva) como um decréscimo de carga (perturbação negativa). A função de transferência $G_{ab}(s)$ relaciona a tensão de saída do filtro passa-baixa $v_{ab}(s)$ com o sinal de tensão do capacitor equivalente $v_c(s)$. Já a função de transferência $G_d(s)$ representa a relação existente entre a tensão $v_{ab}(s)$ e a corrente de carga $i_o(s)$. Com estas funções de transferência é possível avaliar a resposta dinâmica do filtro passa-baixa, bem como da tensão equivalente dos capacitores dos SMs, as quais impactam diretamente na tensão de saída da ACPS.

Assim, a máxima variação da ondulação de tensão (sub/sobretensão) pode ser modelada com a aplicação de um degrau de corrente $I_{o,degrau}$ no modelo da Figura 4.15 (b):

$$\Delta v_{ab,pert}(s) = \left(\frac{I_{o,degrau}}{s} \right) \left(- \frac{s^2 C_{e,out} L_{e,out}}{s^3 C_{e,out} L_{e,out} C_{ab} + s(C_{ab} + C_{e,out})} \right). \quad (4.47)$$

Aplicando a Transformada Inversa de Laplace em (4.47) obtém-se a resposta no domínio do tempo:

$$\Delta v_{ab,pert}(t) = - \frac{I_{o,degrau}}{C_{e,out} + C_{ab}} t - Z_n I_{o,degrau} \text{sen}(2\pi f_n t), \quad (4.48)$$

onde Z_n é a impedância natural do circuito equivalente teórico utilizado, dada por:

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_{e,out} (C_{e,out})^3}{C_{ab} (C_{ab} + C_{e,out})^3}}. \quad (4.49)$$

Assim, considerando t muito pequeno na equação (4.48), obtém-se o valor máximo da perturbação na tensão de saída:

$$\Delta v_{ab,pert,max} = I_{o,degrau} Z_n. \quad (4.50)$$

Nesse sentido, o mínimo barramento V_{cc2} capaz de compensar simultaneamente as distorções da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ pode ser calculado a partir de (BELTRAME, 2012):

$$V_{cc2,min} = \frac{\Delta v_{ab,ripple,max}}{2} + \Delta v_{ab,fase,max} + \max(\Delta v_{ab,pert,max}, \Delta v_{ab,ctrl,max}), \quad (4.51)$$

onde:

$$\Delta v_{ab, fase, max} = NV_{cc1} m_a [\text{sen}(\theta) - A \text{sen}(\theta + \varphi)],$$

$$\Delta v_{ab, ripple, max} = \frac{\pi^2 V_{cc1}}{8} \left(\frac{f_n}{2Nf_s} \right)^2, \tag{4.52}$$

$$\Delta v_{ab, pert, max} = I_{o, degrau} Z_{ab},$$

e

$$A = \frac{\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega}{RC}\right)^2}},$$

$$\varphi = \text{arctg} \left(-\frac{\omega}{RC(\omega_n^2 - \omega^2)} \right), \tag{4.53}$$

$$\theta = \text{arctg} \left(\frac{\cos(\varphi) - A^{-1}}{\text{sen}(\varphi)} \right).$$

O barramento CC V_{cc2} projetado deve atender às perturbações $\Delta v_{ab, pert, max}$ e $\Delta v_{ab, ctrl, max}$ na ocorrência de um degrau de carga, visto que a sub/sobretensão causada devido à dinâmica lenta do sistema de controle $\Delta v_{ab, ctrl, max}$ pode ser menor que a perturbação instantânea $\Delta v_{ab, pert, max}$, conforme pode ser observado na Figura 4.17 (a) e (b).

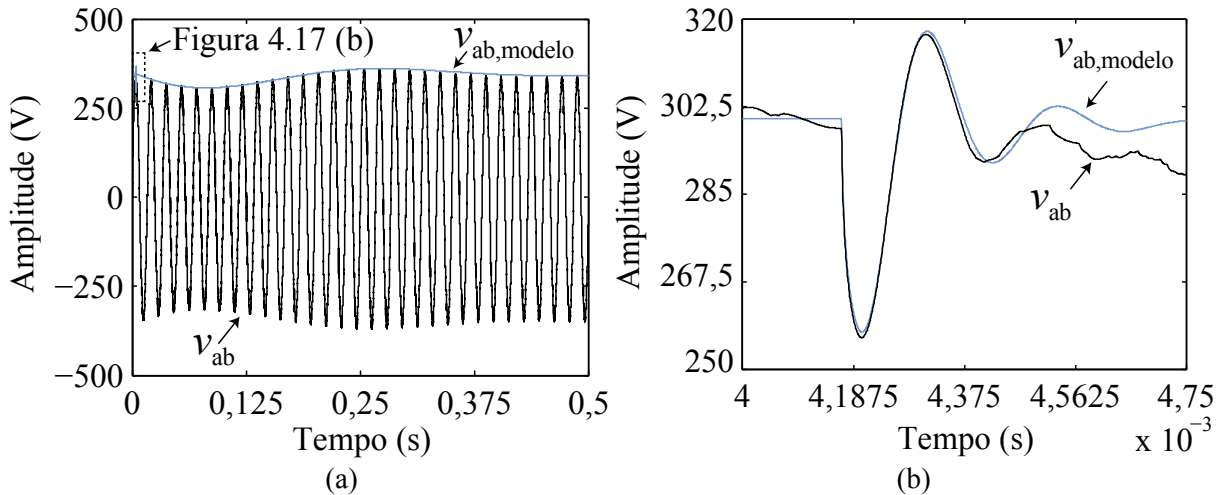


Figura 4.17. Representação do (a) distúrbio na tensão $v_{ab}(t)$ devido à diminuição da tensão dos capacitores dos SMs e (b) do distúrbio na tensão $v_{ab}(t)$ devido à queda da tensão no indutores dos polos.

4.4.2 Modelagem dinâmica e sistema de controle

O amplificador principal possui apenas o controle das dinâmicas internas, que são necessárias para garantir o balanço de potência, enquanto que o amplificador de correção é

controlado em malha fechada, com o propósito de garantir que a forma de onda de saída da ACPS $v_o(t)$ seja muito próxima ao sinal de referência $v_{ref}(t)$. A estabilidade global do sistema é determinada pelo amplificador de correção, que opera sempre em malha fechada em relação ao controle da tensão de saída (BELTRAME, 2012).

Na Figura 4.18 é ilustrado o circuito de controle utilizado na ACPS, onde a tensão sintetizada pelo amplificador principal $v_{ab}(t)$ é considerada como uma perturbação conectada ao filtro passa-baixas de segunda ordem, o qual é conectado à carga e ao modelo genérico do LPA.

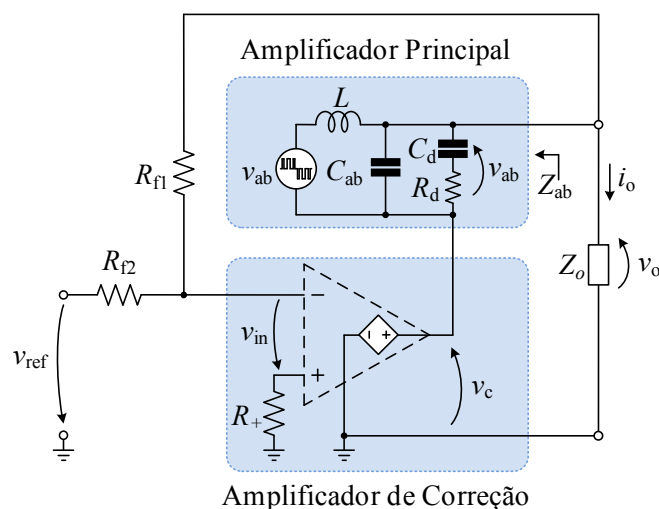


Figura 4.18. Circuito empregado para a modelagem do sistema de controle da tensão de saída da ACPS (BELTRAME et al., 2011b) e (GONG, HASSLER e KOLAR, 2011).

Para o controle da tensão de saída $v_o(t)$, o amplificador de correção possui uma realimentação através dos resistores R_{f1} e R_{f2} , que permite a comparação instantânea da tensão de saída $v_o(t)$ com o sinal de tensão de referência $v_{ref}(t)$. A tensão de referência do LPA $v_{ref}(t)$ é gerada na FPGA, onde é aplicada no LPA através do conversor D/A e de um circuito de condicionamento. Assim, a referência do LPA é obtida por:

$$v_{ref}(t) = K_{CD} m_{ref}(t). \quad (4.54)$$

onde K_{CD} é o ganho aplicado pelo circuito de condicionamento utilizado após do conversor D/A da FPGA.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 4.19 representa o sistema de controle implementado com a conexão do amplificador linear.

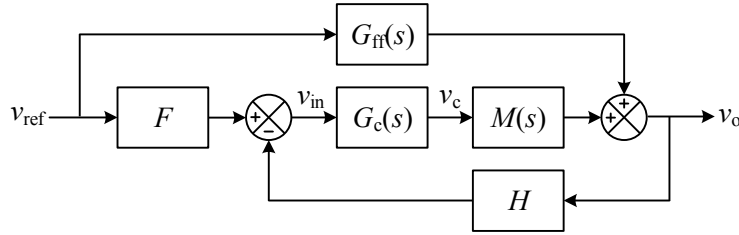


Figura 4.19. Sistema de controle da ACPS (BELTRAME et al., 2011b).

A tensão de saída do amplificador de correção $v_c(s)$ é definida como a multiplicação entre o modelo dinâmico do LPA $G_c(s)$ e a tensão de entrada $v_{in}(s)$. Então, para a realização do projeto do sistema de controle é necessário um modelo dinâmico representativo do LPA.

De acordo com a folha de dados do amplificador linear de potência empregado (MP111A) existe a característica de elevado ganho em baixa frequência, e ao mesmo tempo banda-passante elevada (1 MHz) em malha aberta. Estas duas características são obtidas com um polo em baixa frequência (próximo à origem) e outro polo em alta frequência (próximo à banda-passante). Assim, a função de transferência $G_c(s)$ para estas características é definida como:

$$G_c(s) = \frac{K\omega_{p1}\omega_{p2}}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})}. \tag{4.55}$$

onde ω_{p1} ($2\pi f_{p1}$) é o polo que garante o elevado ganho em baixa frequência, ω_{p2} ($2\pi f_{p2}$) é o polo que representa a elevada banda-passante do LPA e o ganho K é utilizado para atingir a banda-passante elevada que o amplificador linear possui.

Na Figura 4.20 é realizada uma comparação modelo da Equação (4.55) com a resposta em frequência disponibilizada na folha de dados do modelo MP111A da empresa Apex Microtechnology® (CIRRUS LOGIC, 2009).

Os demais blocos do diagrama apresentado na Figura 4.19, são definidos em função do ganho dos resistores de realimentação, ganhos do sinal de referência e dinâmica do filtro passa-baixas (BELTRAME et al., 2011b), dados por:

$$F = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}}, \tag{4.56}$$

$$H = \frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}}, \tag{4.57}$$

$$G_{ff}(s) = -\frac{Z_{ab}(s)}{R_{f1} + R_{f2} + Z_{ab}(s)}, \tag{4.58}$$

$$M(s) = \frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2} + Z_{ab}(s)}, \quad (4.59)$$

onde $Z_{ab}(s)$ é a impedância de saída do filtro passa-baixas amortecido, dada por:

$$Z_{ab}(s) = \frac{s^2 L_e C_d R_d + L_e}{s^3 L_e C_d C_{ab} R_d + s^2 L_e (C_d + C_{ab}) + s C_d R_d + 1}. \quad (4.60)$$

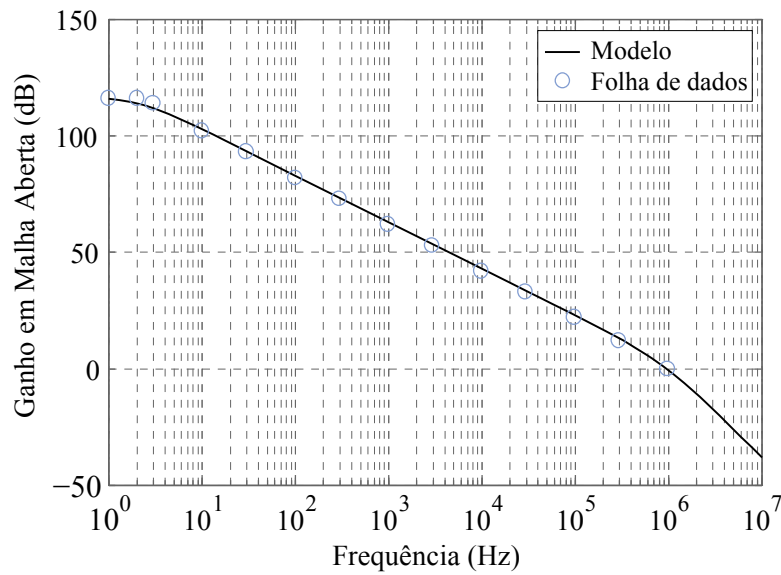


Figura 4.20. Comparação da resposta em frequência do LPA obtida com o modelo $G_c(s)$ e prático obtido com a folha de dados do LPA modelo MP111A ($f_{p1} = 0,5$ Hz, $f_{p2} = 1$ MHz e $K = 60 \times 10^4$).

4.5 Resultados de simulação

A análise dos resultados de simulação demonstrada nesta seção visa apresentar as principais características da ACPS proposta, onde o amplificador principal utiliza controle em malha fechada das componentes CC das correntes internas das fases a e b, bem como da soma e subtração das tensões dos polos de cada fase. O amplificador de correção é implementado em malha fechada, com o intuito de tornar a tensão de saída da ACPS próxima a forma de onda de referência.

As principais especificações da ACPS simulada estão apresentadas na Tabela 4.1. A topologia empregada nesta análise possui as mesmas características do protótipo implementado.

Com o propósito de validação da ACPS, bem como do sistema de controle projetado, são realizados os seguintes testes através da análise por simulações:

- Análise com formas de onda senoidal (e com harmônicos de 3^a, 5^a e 7^a ordens);
- Análise com formas de onda triangular;
- Análise com carga resistiva, indutiva e não-linear;
- Análise do balanço das tensões dos capacitores.

As formas de onda da tensão de saída dos amplificadores principal e de correção são apresentadas na Figura 4.21 (a) considerando uma forma de onda de referência senoidal ($v_{ref,rms} = 220 \text{ V @ } 60 \text{ Hz}$). Como pode ser observado, o amplificador linear reproduz a forma de onda necessária para tornar a tensão de saída $v_o(t)$ próxima a referência. Nota-se que a forma de onda de saída $v_o(t)$ possui elevada fidelidade, ambas apresentadas na Figura 4.21 (b). Em termos de distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion – THD*), a forma de onda sintetizada pela ACPS possui 0,05 %, ao contrário da forma de onda produzida na saída do MMC, que possui THD de 2,61%.

Já para uma forma de onda de referência triangular, onde há a presença de harmônicos de ordem ímpar, também ocorre a reprodução fidedigna da forma de onda por parte da ACPS, conforme pode ser visualizado na Figura 4.22 (a) e (b).

Ambas são apresentadas as formas de onda do amplificador principal e de correção na Figura 4.23 (a) para uma forma de onda de referência senoidal de frequência 60 Hz com a adição dos harmônicos de 3^a (180 Hz), 5^a (300 Hz) e 7^a ordens (420 Hz). Na Figura 4.23 (b) é possível visualizar o bom desempenho da ACPS na reprodução dos harmônicos.

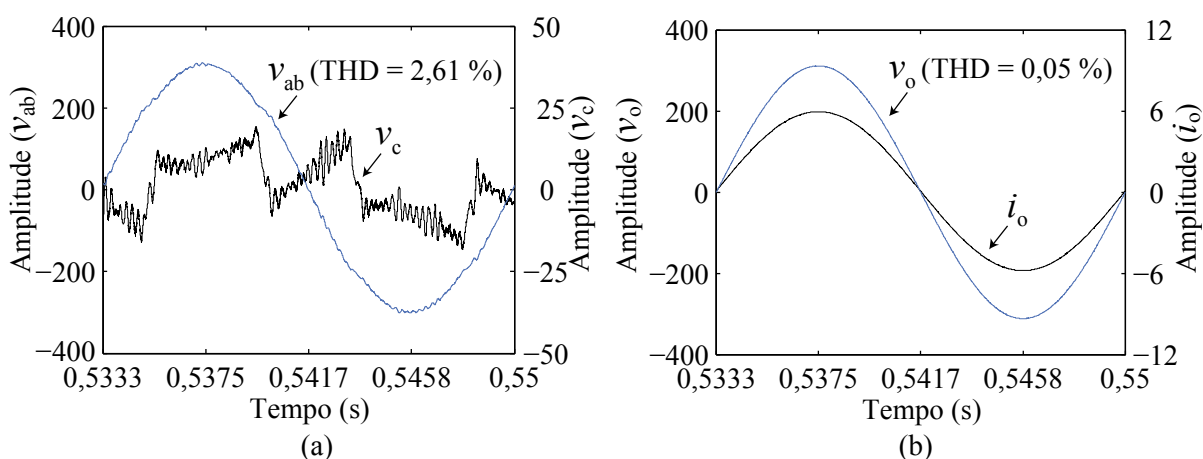


Figura 4.21. Resultados de simulação da ACPS proposta com carga nominal. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_c e (b) formas de onda de tensão e corrente de carga da saída da ACPS para uma forma de onda de referência senoidal ($v_{ref,rms} = 220 \text{ V @ } 60 \text{ Hz}$).

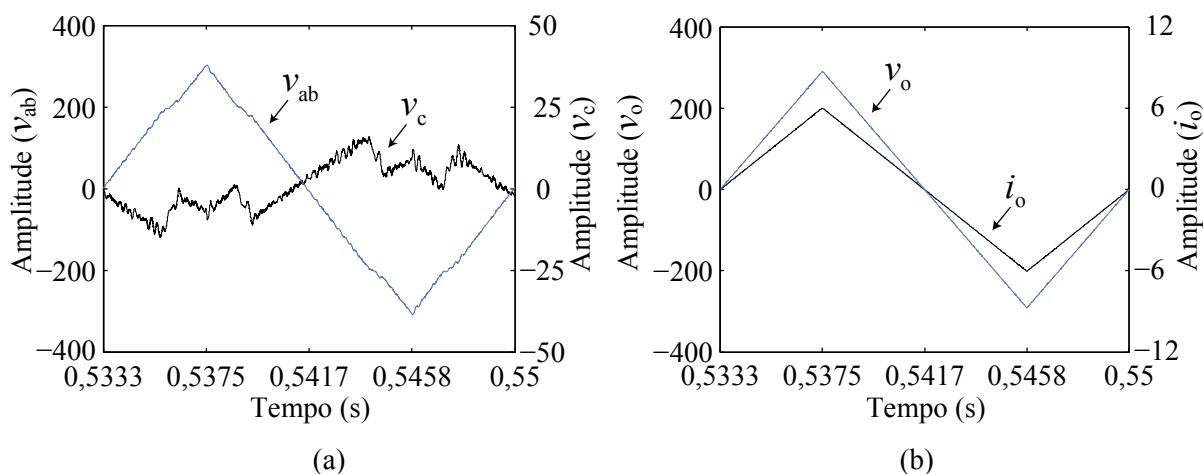


Figura 4.22. Resultados de simulação da ACPS proposta com carga nominal. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_c e (b) formas de onda de tensão e corrente de carga da saída da ACPS para uma forma de onda de referência triangular ($v_{ref,pico} = 220\sqrt{2}$ V e $f_o = 60$ Hz).

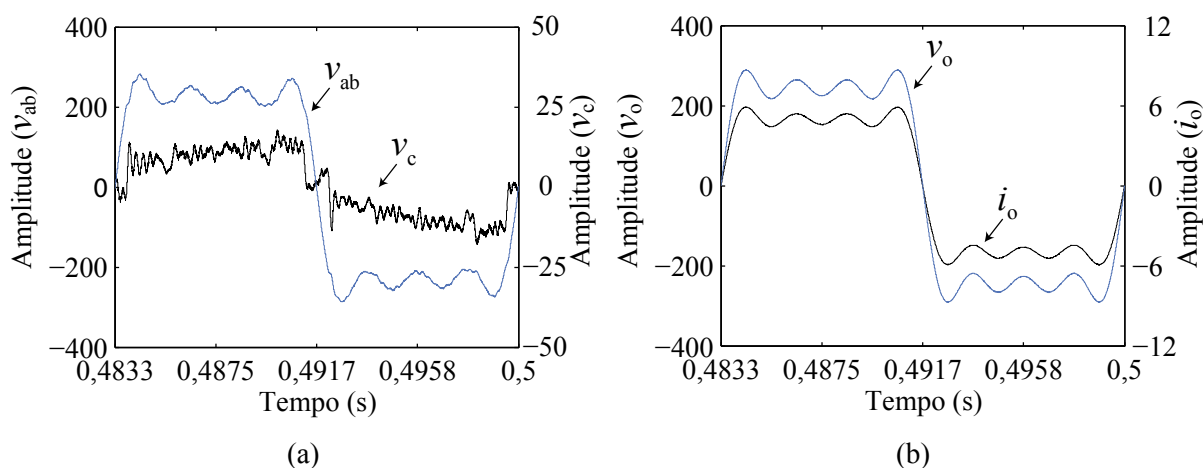


Figura 4.23. Resultados de simulação da ACPS proposta. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_c e (b) formas de onda de tensão e corrente de carga, considerando uma forma de onda de referência senoidal $v_{ref,rms} = \{220, 220/3, 200/5, 220/7\}$ V @ $\{60, 180, 300, 420\}$ Hz.

Os resultados de simulação apresentados na Figura 4.24 demonstram a robustez dos sistemas de controle com cargas reativas, onde uma carga de fator de potência 0,75 indutivo e potência aparente de 1 kVA é aplicada na ACPS via simulação. Observa-se que as ondulações presentes na tensão de compensação do LPA são provenientes do sistema de controle do MMC, uma vez que a frequência do sinal de referência é de 200 Hz.

Uma aplicação da ACPS é na alimentação de cargas com estágio retificador de entrada, as quais drenam elevadas correntes pulsadas. Assim, como propósito de avaliar a qualidade de forma de onda gerada pela ACPS, considera-se que a mesma está suprindo uma carga não-linear (retificador ponte-completa a diodos) com potência nominal (1 kVA) e fator

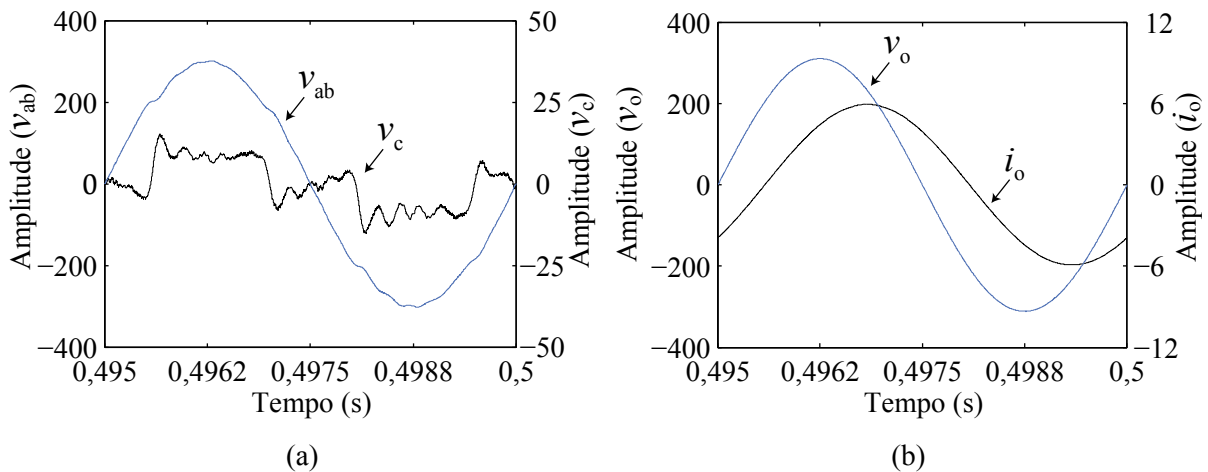


Figura 4.24. Formas de onda da ACPS em regime permanente com carga indutiva e com potência nominal. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_c e (b) formas de onda da tensão e da corrente de carga ($v_{ref,rms} = 220 \text{ V @ } f = 200 \text{ Hz}$, $S_o = 1000 \text{ VA}$, $FP = 0,75$).

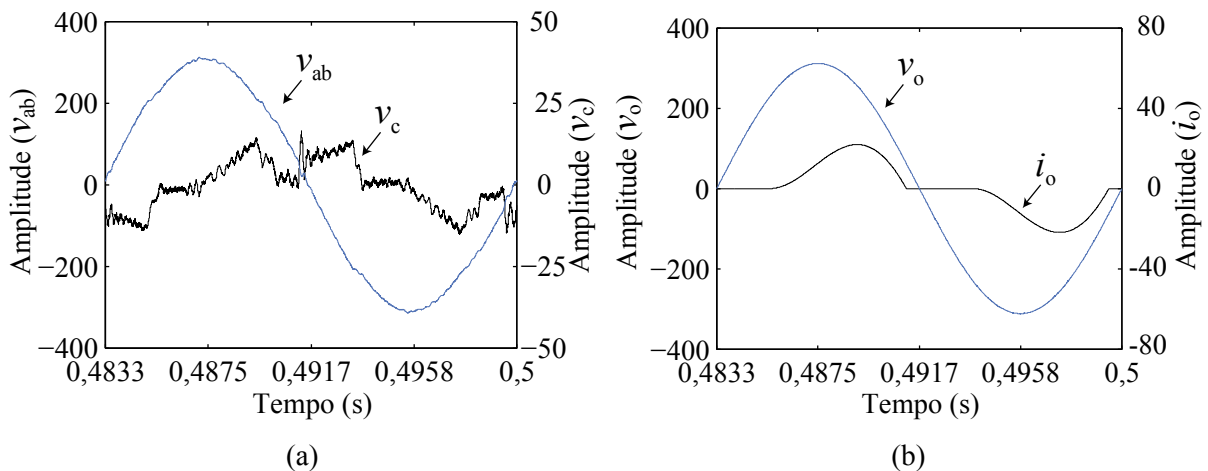


Figura 4.25. Formas de onda da ACPS em regime permanente com carga não-linear. (a) Tensão de saída do amplificador principal v_{ab} e tensão de saída do amplificador de correção v_c e (b) formas de onda da tensão e da corrente de carga ($v_{ref,rms} = 220 \text{ V @ } f = 60 \text{ Hz}$, $S_o = 1000 \text{ VA}$, $FP = 0,75$).

de potência de 0,75. Neste caso, a forma de onda de referência possui uma frequência de 60 Hz, conforme apresentado na Figura 4.25.

A partir dos resultados de simulação, observa-se que o LPA reproduz uma tensão $v_c(t)$ capaz de compensar os distúrbios presentes na tensão $v_{ab}(t)$ sintetizada pelo amplificador principal.

4.6 Resultados experimentais

O protótipo implementado em laboratório comprova os princípios básicos de funcionamento do MMC, bem como da operação da ACPS proposta. A ACPS implementada é composta pela conexão série entre um MMC, o qual opera como amplificador principal, e

um amplificador linear de potência, empregado através do LPA comercial Apex[®] MP111A (CIRRUS LOGIC, 2009). Os resultados experimentais foram obtidos através do Osciloscópio Tektronics (Modelo DPO3054). Na Figura 4.26 é apresentado o diagrama da ACPS implementada em laboratório, onde as especificações dos parâmetros do amplificador principal e de correção possuem os mesmos parâmetros das simulações.

As chaves semicondutoras empregadas no MMC são do tipo IGBT modelo IRG4PC40UD-E. Cabe ressaltar que os circuitos empregados para o acionamento das chaves semicondutoras (desenvolvidos no laboratório) fazem uso do circuito integrado ACPL333J (Avago Technologies[®]), com proteção de dessaturação das chaves semicondutoras, fontes de alimentação isoladas e tensão negativa de bloqueio. Apesar de não implementado, os sinais de proteção podem ser retornados para a FPGA para inibir os SMs do MMC e a retirar a alimentação do barramento CC do amplificador principal. Salienta-se que os demais detalhes construtivos do protótipo são apresentados no Apêndice A desta Dissertação.

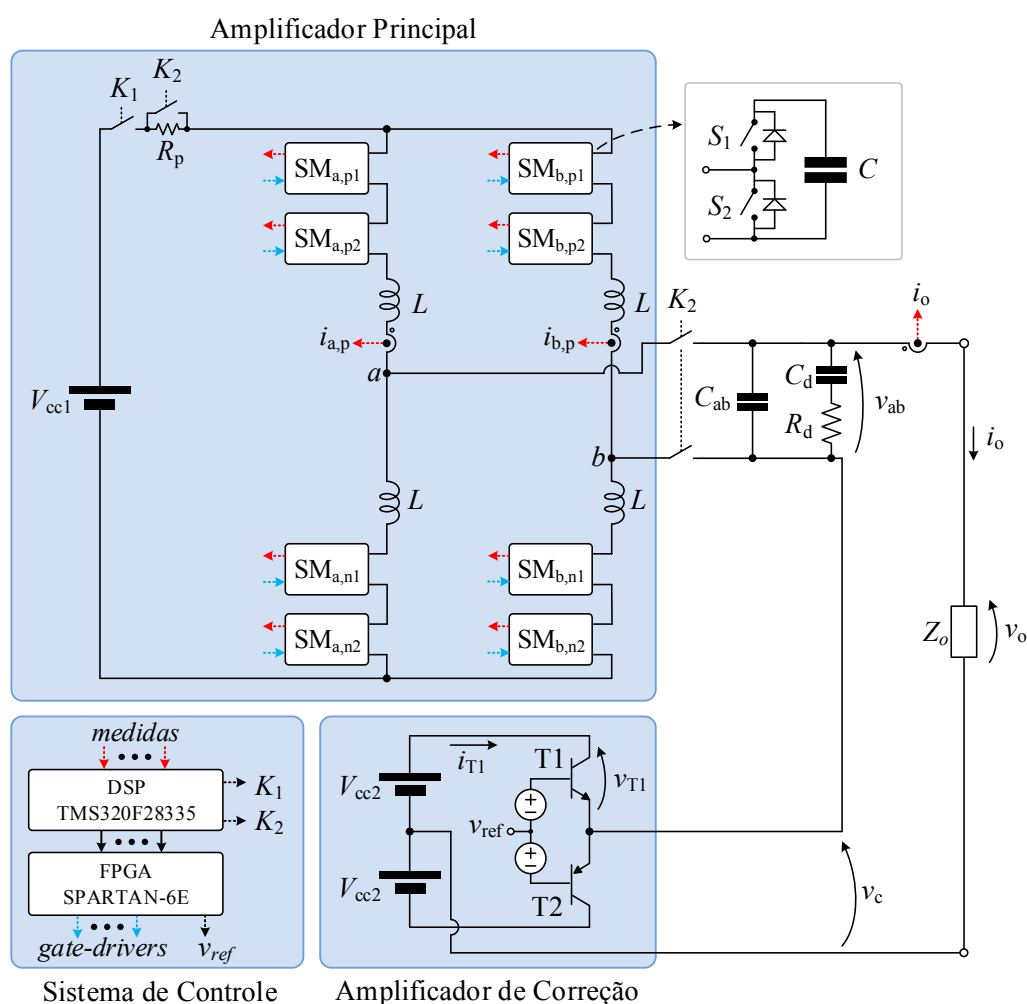


Figura 4.26. Diagrama do protótipo implementado em laboratório.

O processo de pré-carga do MMC é realizado através das contadoras K_1 e K_2 , as quais são acionadas através do DSP TMS320F28335. A contadora K_1 apenas energiza o barramento CC e K_2 é responsável por retirar o resistor de pré-carga do circuito, bem como conectar a saída do MMC ao capacitor C_{ab} . Este processo é realizado porque na pré-carga do MMC surge uma tensão CC devido ao acionamento das chaves semicondutoras S_1 utilizadas para carregar o capacitor do SM.

Inicialmente é demonstrado o processo de partida do MMC, onde o conjunto de SMs de cada polo é carregado até a tensão nominal de operação. Para realizar a partida do conversor foi utilizado um resistor conectado em série no barramento CC, o qual é retirado através da contadora K_2 após o processo de pré-carga dos capacitores. A Figura 4.27 apresenta as tensões dos capacitores dos SMs da fase a ($SM_{a,p1}$ e $SM_{a,n1}$) durante este processo. Salienta-se que cada SM é carregado até a metade da tensão do barramento CC, uma vez que os SMs do mesmo polo – por exemplo, $SM_{a,p1}$ e $SM_{a,p2}$ – estão conectados em série no instante da partida. Assim, a tensão total do barramento CC (400 V) é igualmente dividida nos dois SMs, uma vez que existem resistências de descarga com valores teóricos iguais em paralelo com os capacitores dos SMs.

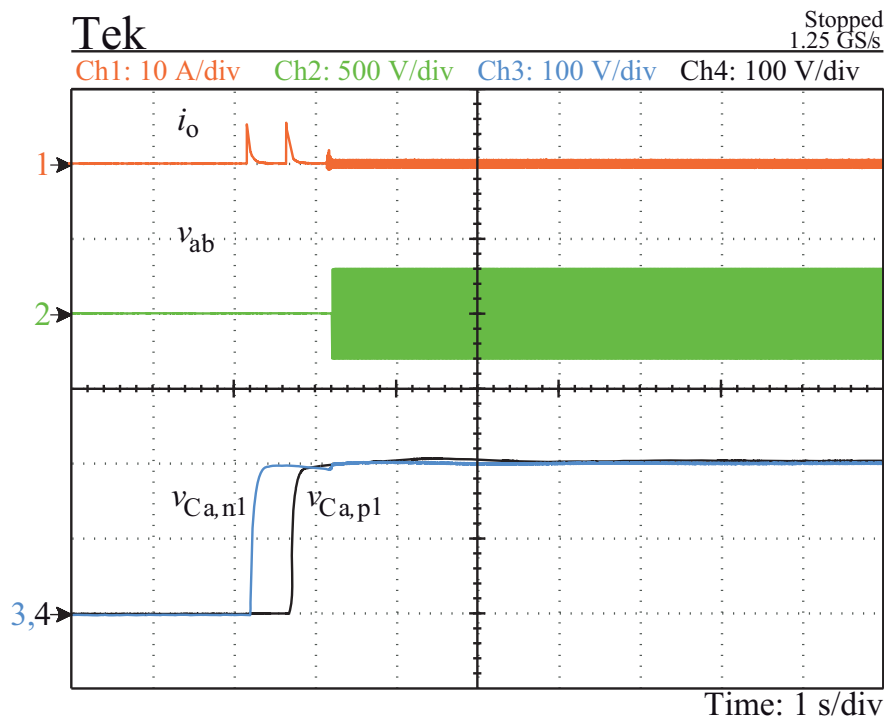


Figura 4.27. Resultados experimentais do procedimento de pré-carga do amplificador principal para valores nominais de tensão com a representação da tensão de saída do amplificador principal $v_{ab}(t)$, corrente do polo positivo $i_{a,p}(t)$ e tensão dos capacitores do submódulo $SM_{a,p1}$ e $SM_{a,n1}$.

Com a finalidade de validar a estratégia de modulação *phase-shift* juntamente com emprego do balanço das tensões dos capacitores realizou-se o ensaio com a conexão de uma resistência em paralelo com o capacitor de um único SM do MMC. Devido a estratégia *phase-shift* PWM por si só garantir que a potência processada seja igualmente distribuída por cada SM, é necessário provocar um desequilíbrio de tensão entre os SMs de um mesmo polo, com o propósito de verificar a eficácia do algoritmo do balanço das tensões dos capacitores.

Na Figura 4.29 (a) é representada a conexão de uma resistência em paralelo com o capacitor de um submódulo $SM_{a,p1}$ através de um interruptor S_5 . Esta conexão representa o consumo de potência ativa em um único submódulo, que provoca o desequilíbrio de tensão entre os dois submódulos $SM_{a,p1}$ e $SM_{a,p2}$. Na Figura 4.29 (b) são demonstradas as tensões dos capacitores dos respectivos submódulos frente ao distúrbio de potência. Inicialmente, realiza-se a conexão da resistência através do interruptor S_5 , verificando que as tensões dos capacitores distanciam-se do valor nominal (200 V) para direções opostas. Nos segundos seguintes o algoritmo do balanço das tensões é ativado, o qual compensa o distúrbio de potência através da seleção adequada dos SMs em função dos sentidos das correntes e das tensões dos capacitores.

A Figura 4.30 apresenta as formas de onda da ACPS frente a um degrau de carga nominal. Inicialmente, a carga nominal é adicionada, apresentando a diminuição das tensões dos submódulos $SM_{a,p1}$ e $SM_{a,n1}$, as quais são compensadas pela malha externa da soma das tensões da fase a. O mesmo ocorre na retirada da carga nominal, onde há uma sobretensão transitória. Nota-se que nestes casos, a tensão de saída diminui devido à queda de tensão sobre os indutores dos polos do MMC. Assim, as variações na tensão de saída $v_{ab}(t)$, tanto nos transitórios de carga bem como em regime permanente devem ser compensadas pelo LPA.

A estratégia de controle empregada garante que a componente de segunda ordem da corrente interna seja atenuada, uma vez que a malha interna possui banda-passante grande o suficiente para manter a corrente interna em um valor constante igual à I_{cc} . Além disso, a malha de tensão externa tem banda-passante pequena o suficiente para atenuar os efeitos da ondulação de tensão na referência da corrente interna. Assim, são apresentadas as formas de onda da corrente $i_{a,p}(t)$ com o amplificador principal operando em malha aberta e em malha fechada, ilustradas nas Figura 4.31 (a) e (b) respectivamente, com o intuito de ilustrar o efeito das ações de controle nas correntes dos polos.

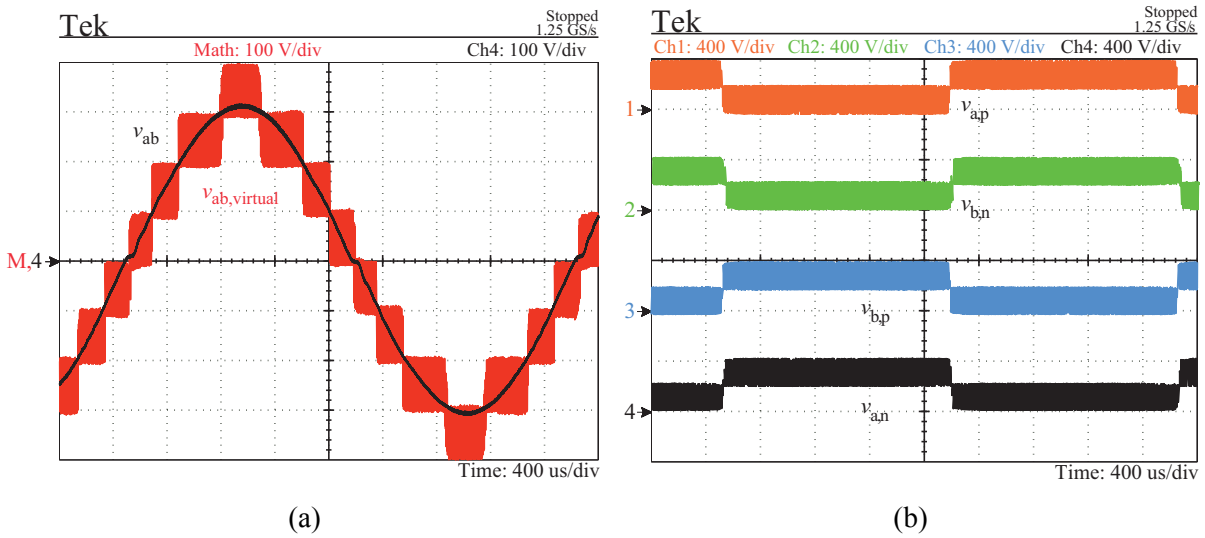


Figura 4.28. Resultados experimentais para validação da estratégia de modulação *phase-shift*. (a) Forma de onda multinível filtrada v_{ab} e obtida com a função matemática $v_{ab,virtual}$. (b) Formas de onda sintetizadas em cada polo ($v_{ref,rms} = 220 \text{ V @ } f = 60 \text{ Hz}$, $S_o = 1 \text{ kW}$, $FP = 1$, $R_u = 1 \text{ k}\Omega$).

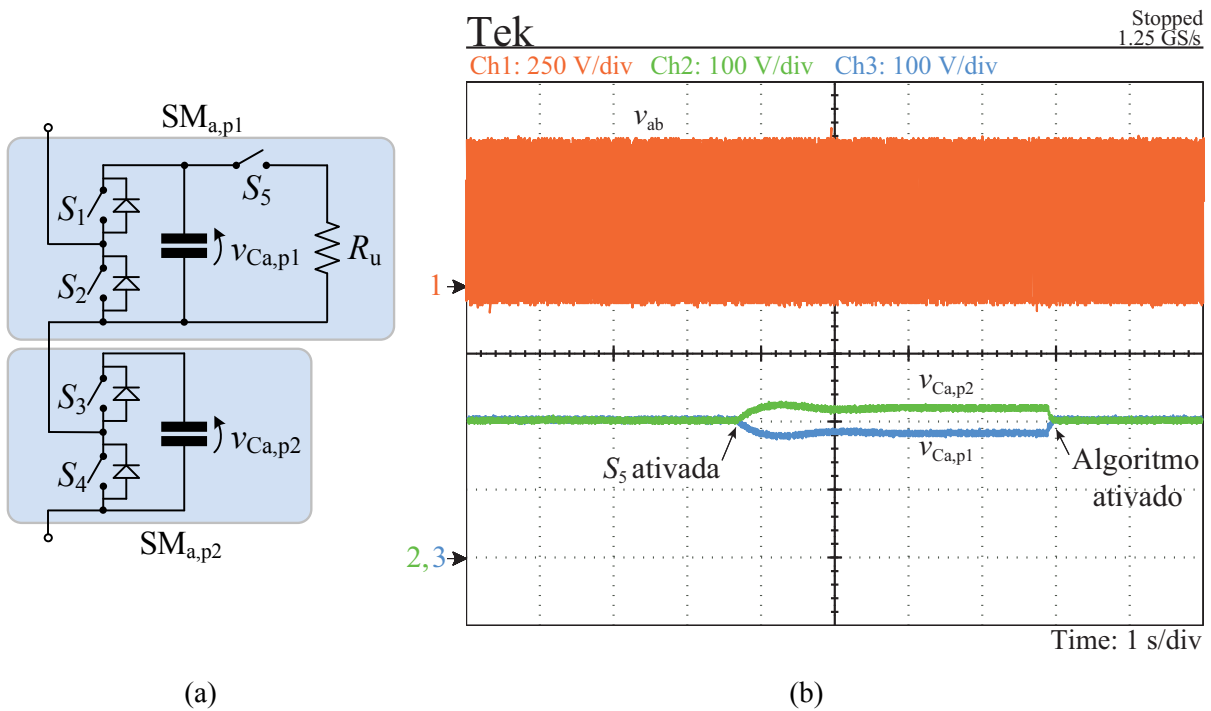


Figura 4.29. Resultados experimentais para validação da estratégia de modulação *phase-shift* com balanço das tensões dos capacitores ($v_{ref,rms} = 220 \text{ V @ } f = 60 \text{ Hz}$, $S_o = 1 \text{ kW}$, $FP = 1$, $R_u = 1 \text{ k}\Omega$).

Conforme visto na teoria apresentada no Capítulo 3, as correntes dos polos são compostas por 3 componentes predominantes, sendo: uma componente CC, uma CA em f_a e outra CA em $2f_a$. Através da Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform – FFT*) das correntes da Figura 4.31 (a) e (b) obtêm-se as magnitudes presentes nos sinais das correntes.

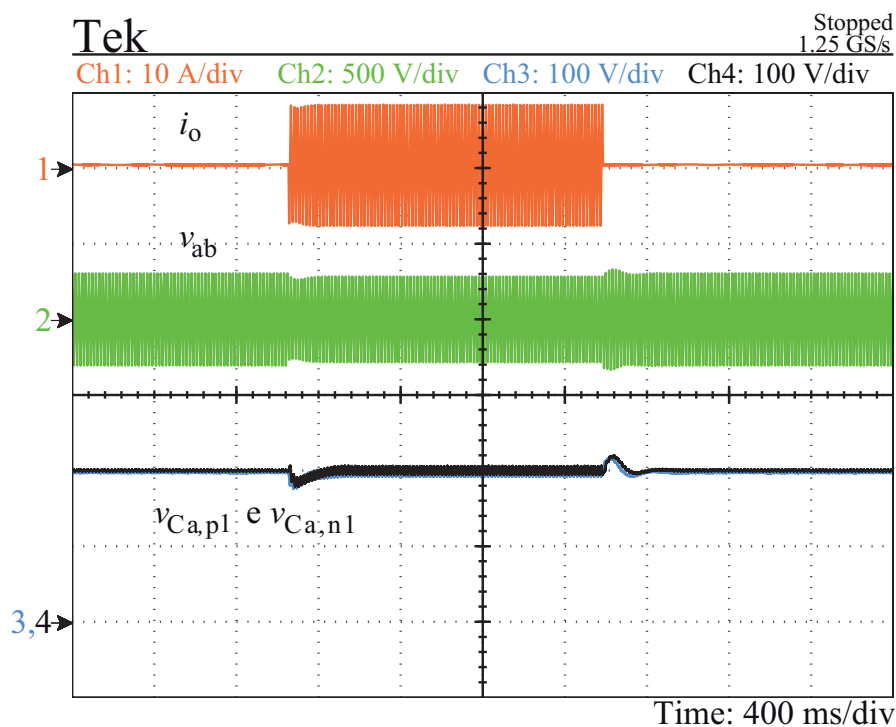


Figura 4.30. Formas de onda da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão de saída $v_{ab}(t)$ e das tensões dos capacitores dos submódulos $SM_{a,p1}$ e $SM_{a,n1}$ obtidas experimentalmente com o MMC frente à degrau de carga resistiva de 0 para carga nominal ($v_{ref,rms} = 220$ V @ $f = 60$ Hz, $S_o = 0 \leftrightarrow 1$ kW, FP = 1).

Na Figura 4.31 (c) é demonstrada a FFT da corrente $i_{a,p}(t)$ quando o MMC opera somente com o balanço das tensões proporcionado pela estratégia de modulação *phase-shift* PWM, onde nota-se a presença de: (i) uma componente CC (1,3 A) resultante da potência ativa extraída do barramento CC V_{cc1} ; (ii) uma componente CA em na frequência fundamental (60 Hz com amplitude de 3,95 A), resultante da metade da corrente drenada pela carga (a outra metade é drenada pela corrente do polo negativo); e (iii) uma componente CA no dobro da frequência fundamental (120 Hz com amplitude de 1,5 A) resultante da ondulação presente nos capacitores dos submódulos. Já na Figura 4.31 (d) é demonstrado que o sistema de controle atenua a componente CA no dobro da frequência da fundamental, restando apenas a componente CC e a componente CA na frequência da fundamental.

Para demonstrar o desempenho da ACPS na síntese de forma de onda senoidais, na Figura 4.32 são apresentadas as formas de onda de tensão $v_{ab}(t)$ (após filtro passa-baixas) e de tensão $v_o(t)$ (aplicada a carga), juntamente com a tensão de saída do LPA $v_c(t)$ para frequências dos sinais de referência de 60 Hz. Através do medidor digital de potências Yokogawa WT1600 foram obtidas as THDs da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ e da tensão de saída da ACPS $v_o(t)$, as quais resultaram em 2,25 % para $v_{ab}(t)$ e 0,2% para $v_o(t)$. Salienta-se que a distorção do amplificador

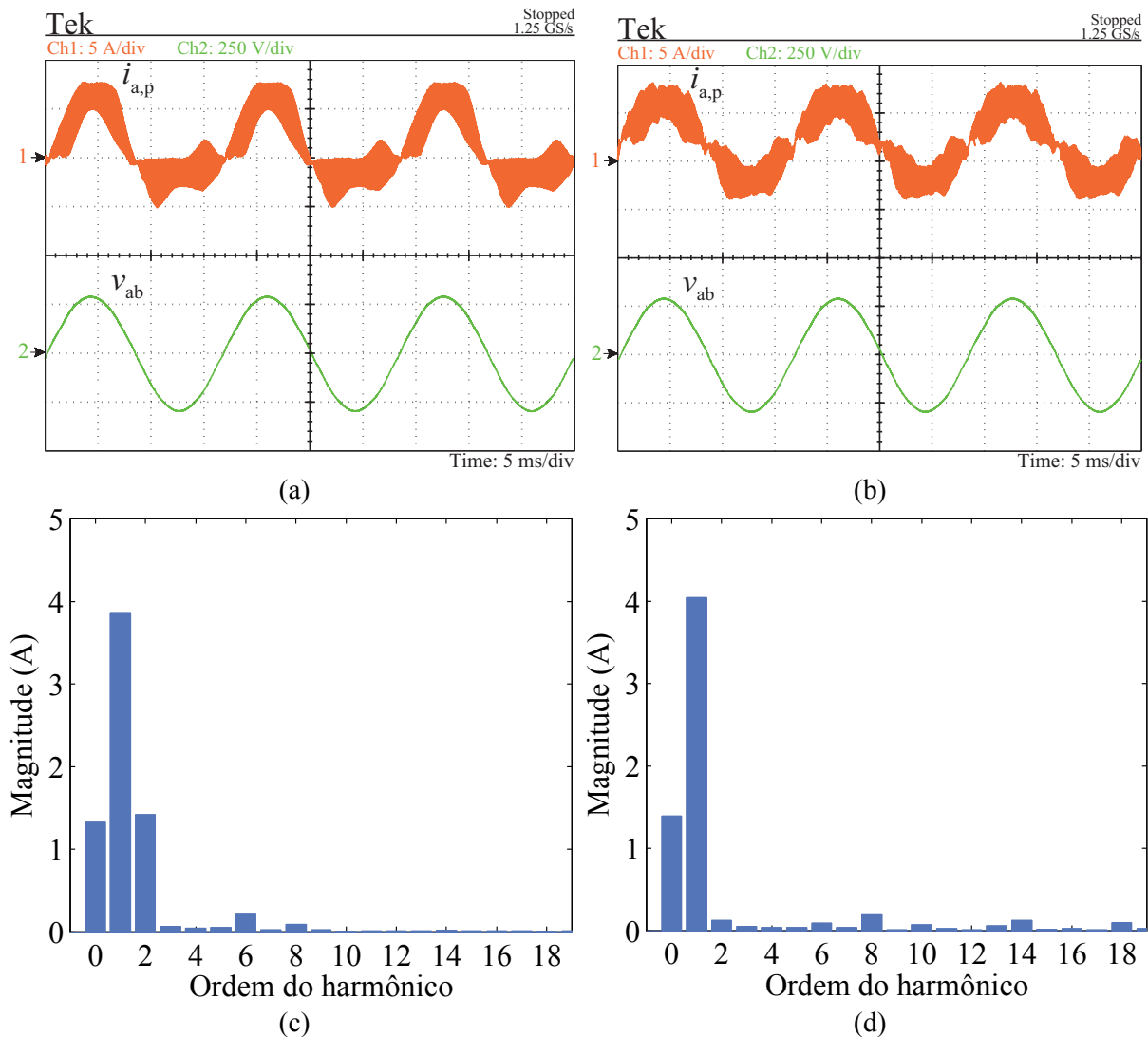


Figura 4.31. Resultados experimentais das formas de onda da corrente $i_{a,p}(t)$ e da tensão de saída $v_{ab}(t)$ do conversor multinível modular considerando $v_{ref,rms} = 220 \text{ V}$ @ $f = 60 \text{ Hz}$, $S_o = 1 \text{ kW}$ e $FP = 1$. (a) Formas de onda e (c) FFT de $i_{a,p}(t)$ sem a utilização do sistema de controle do MMC. (b) Formas de onda e (d) FFT de $i_{a,p}(t)$ com a utilização do sistema de controle completo do MMC.

principal ocorre devido às ondulações não filtradas pelo filtro passa-baixas e à distorção no cruzamento por zero, sendo a última ocasionada pelo tempo-morto das chaves semicondutoras.

Na Figura 4.33 é demonstrado o desempenho da ACPS frente a degrau de carga de 0 para 25 % da carga nominal. Nota-se claramente que o amplificador de correção corrige a distorção no cruzamento por zero, bem como no transitório de carga. Além disso, observa-se que o amplificador linear opera no transitório bastante próximo à saturação ($V_{cc2} = 25 \text{ V}$).

O resultado apresentado na Figura 4.34 apresenta a resposta da ACPS frente a um degrau de carga de 0 para 100 %. Nota-se, que a tensão de saída do LPA satura neste caso, devido ao projeto do barramento CC do LPA V_{cc2} levar em consideração degraus de 35 % de

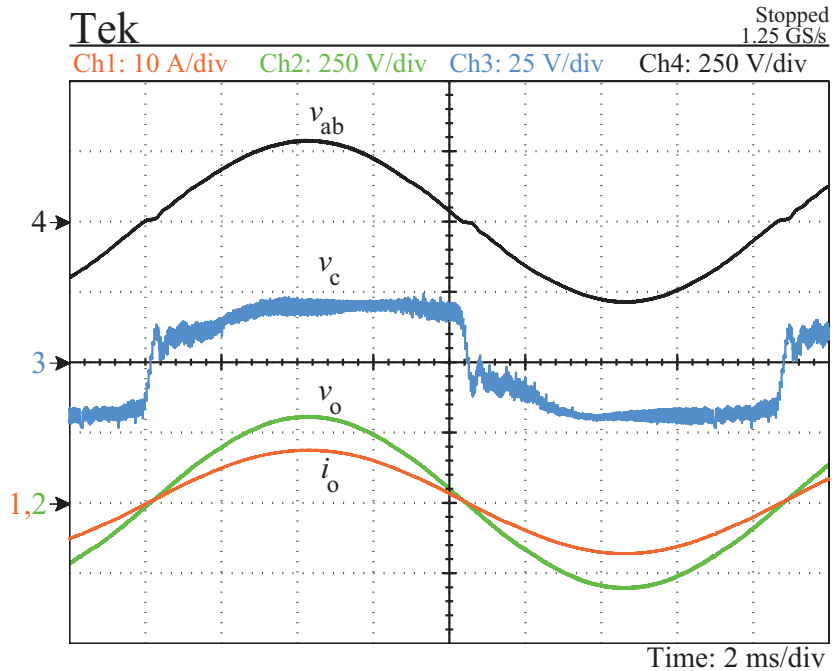


Figura 4.32. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ obtidas experimentalmente ($v_{ref,pico} = 220 \text{ V @ } f = 60 \text{ Hz}$, $S_o = 1 \text{ kVA}$, $FP = 1$).

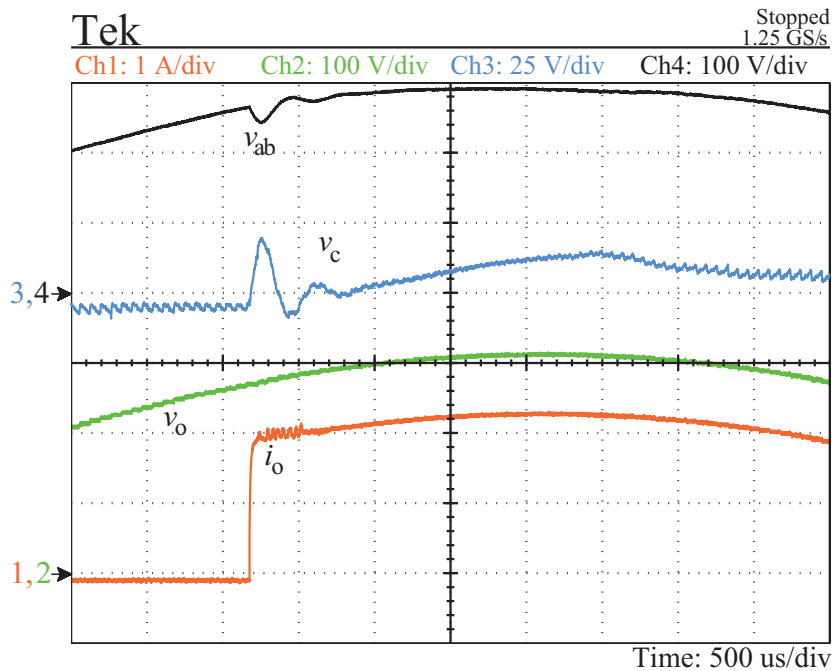


Figura 4.33. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ com degrau de carga de 0 para 35 % ($v_{ref,pico} = 220 \text{ V @ } f = 60 \text{ Hz}$, $S_o = 1 \text{ kVA}$, $FP = 1$).

carga. Neste sentido, é possível aumentar o barramento CC com o propósito de não permitir a saturação do LPA, sob o custo de penalizar o rendimento, uma vez que a tensão sobre os transistores do estágio linear é proporcional à tensão do barramento V_{cc2} do amplificador de correção.

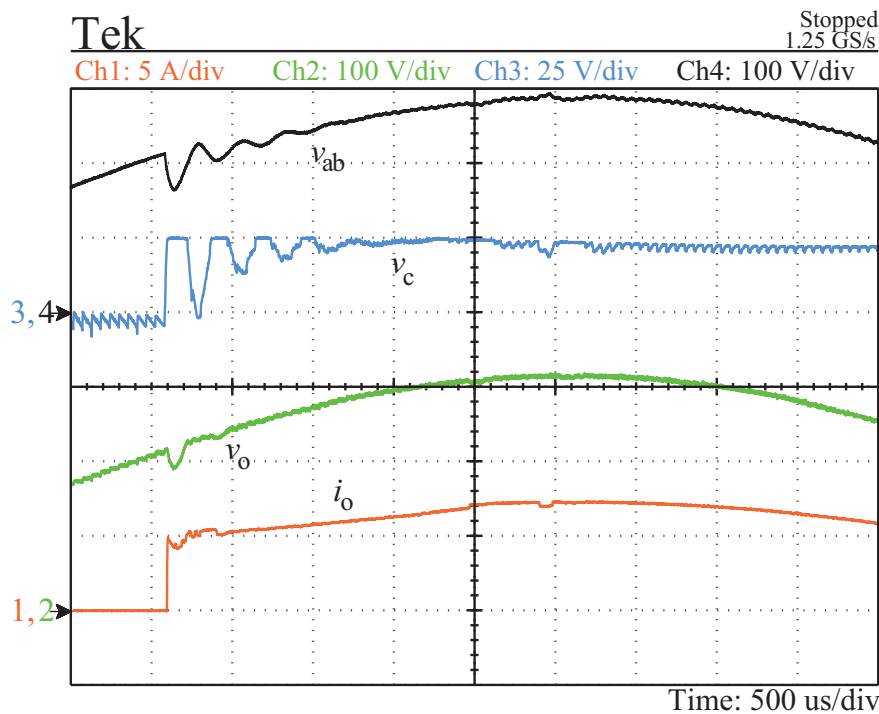


Figura 4.34. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ com degrau de carga de 0 para 100% ($v_{ref,pico} = 220 \text{ V @ } f = 60 \text{ Hz}$, $S_o = 1 \text{ kVA}$, $FP = 1$).

Na Figura 4.35 é apresentada a operação da ACPS a vazio com forma de onda de referência triangular com amplitude de pico de $220\sqrt{2} \text{ V}$ e frequência (f_o) de 60 Hz. Nota-se claramente que o LPA apenas compensa a distorção no cruzamento por zero ocasionado pelo tempo-morto aplicado às chaves semicondutoras.

Já na Figura 4.36 são apresentadas as formas de onda da ACPS para uma referência senoidal com a adição dos harmônicos de 3°, 5° e 7° ordens, sendo representada por $v_{ref,rms} = \{220, 220/3, 200/5, 220/7\} \text{ V @ } \{60, 180, 300, 420\} \text{ Hz}$. Observa-se que o amplificador de correção está operando no limite da tensão do barramento CC, uma vez que a carga aplicada neste caso é nominal. Optou-se por esta característica com o propósito de maximizar o rendimento da ACPS.

Na Figura 4.37 é apresentada a FFT da tensão de saída da ACPS $v_o(t)$, da referência $v_{ref}(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$, considerando uma referência senoidal com a adição de harmônicos ímpares, sendo $v_{ref,rms} = \{220, 220/3, 200/5, 220/7\} \text{ V @ } \{60, 180, 300, 420\} \text{ Hz}$, $P_o = 1 \text{ kW}$, $FP = 1$). Salienta-se que a diferença entre $v_{ref}(t)$ e $v_{ab}(t)$ é completamente compensada pelo LPA, conforme pode ser observado no gráfico que apresenta o erro relativo (%) entre $v_{ab}(t)$ e $v_{ref}(t)$ e entre $v_o(t)$ e $v_{ref}(t)$.

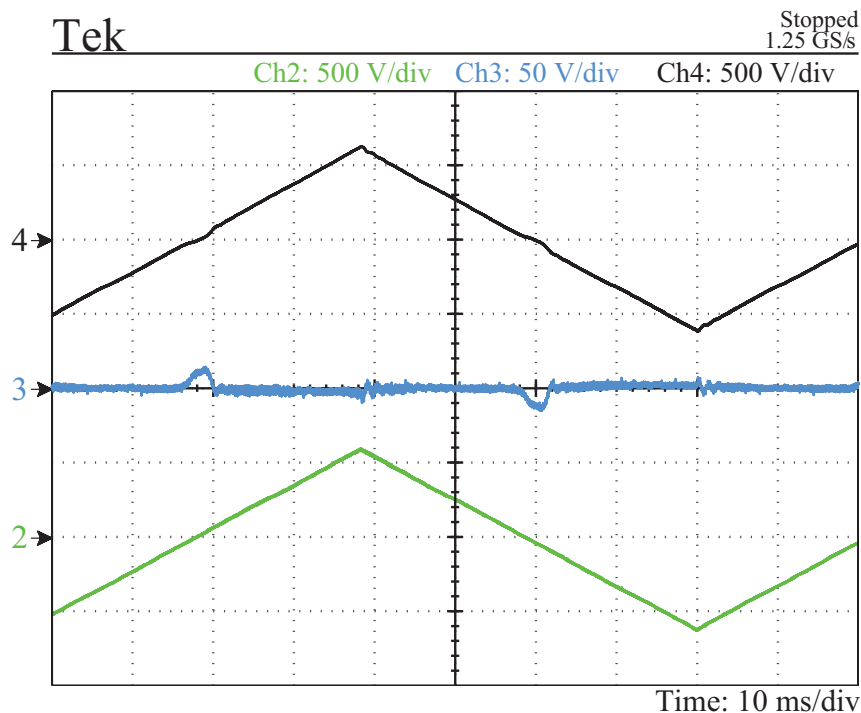


Figura 4.35. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ obtidas experimentalmente ($v_{ref,pico} = 220\sqrt{2}$ V e $f_o = 60$ Hz, $S_o = 0$, FP = 1).

É importante ressaltar que o aumento da frequência do sinal de referência diminui a fidelidade da forma de onda sintetizada pela ACPS. Isso ocorre devido a quatro motivos principais: (i) o espaçamento entre os degraus produzidos pelo conversor D/A da FPGA é mais perceptível com o aumento da frequência, devido, principalmente, à resolução fixa do conversor D/A assim como o número de pontos do vetor de referência implementado em DSP; (ii) o aumento da frequência do sinal de referência tende a ressaltar as não-idealidades do amplificador principal, as quais levam o amplificador de correção à saturação, uma vez que não são considerados no projeto do barramento CC do LPA; (iii) o aumento da frequência do sinal de referência ocasiona uma maior distorção na tensão de saída (aumento da componente de segunda ordem), que distorce as modulantes de cada polo sintetizadas pelo amplificador principal, as quais devem ser compensadas pelo LPA sem ocasionar a saturação do mesmo; (iv) harmônicos de alta ordem (acima da banda-passante do controle da ACPS) não são compensados pelo amplificador de correção.

Com o propósito de demonstrar o rendimento da ACPS, as potências de entrada e saída foram adquiridas através do medidor digital de potências Yokogawa WT1600. O rendimento demonstrado na Figura 4.38 apresenta os resultados obtidos para diferentes condições de carga, os quais foram interpolados através de funções polinomiais. Adicionalmente, a curva de rendimento representa a eficiência do amplificador principal e do

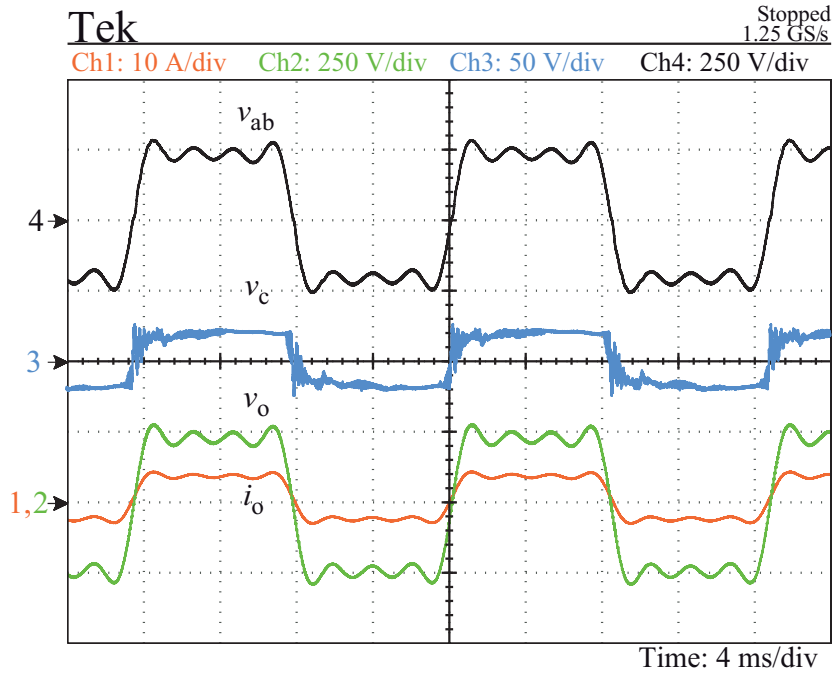


Figura 4.36. Formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, da tensão do LPA $v_c(t)$ e da tensão de saída do MMC $v_{ab}(t)$ obtidas experimentalmente para a ACPS com carga ($v_{ref,rms} = \{220, 220/3, 200/5, 220/7\}$ V @ $\{60, 180, 300, 420\}$ Hz, $P_o = 1$ kW, FP = 1).

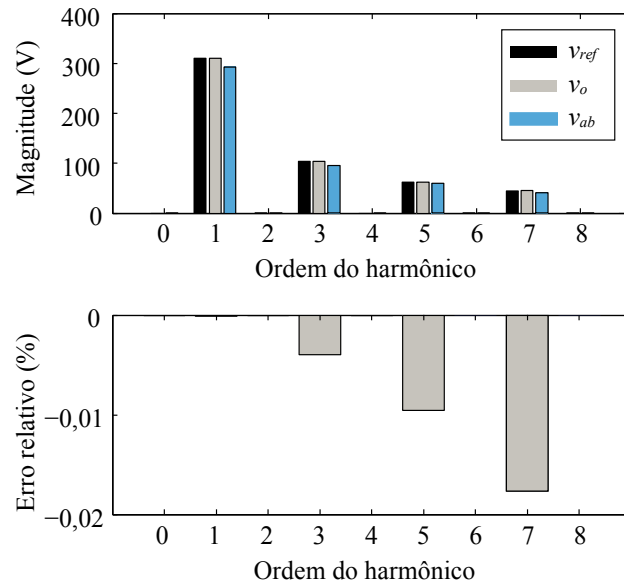


Figura 4.37. Resultados Experimentais. FFT da tensão sintetizada $v_o(t)$ com carga nominal e da referência $v_{ref}(t)$ ($v_{ref,rms} = \{220, 220/3, 200/5, 220/7\}$ V @ $\{60, 180, 300, 420\}$ Hz, $P_o = 1$ kW, FP = 1).

amplificador de correção para uma referência senoidal ($v_{ref,rms}(t) = 220$ V e $f_o = 60$ Hz). Através da Figura 4.38 nota-se que para 15% de carga o rendimento foi de 70 %, que aumenta até o valor máximo de 92 % à plena carga.

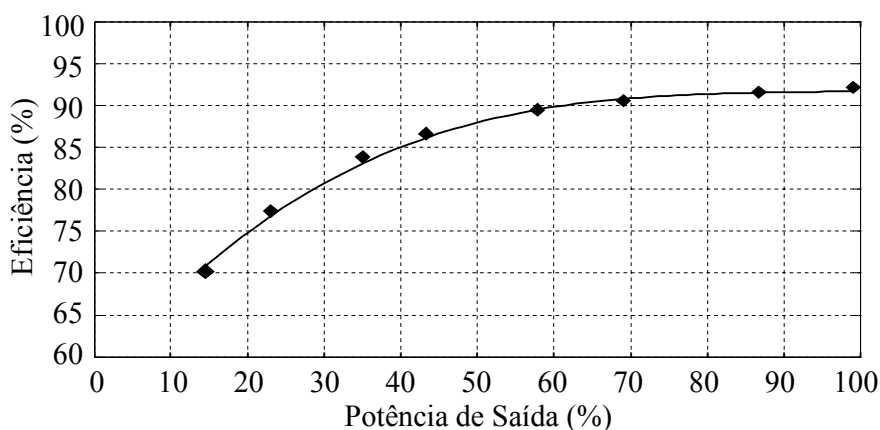


Figura 4.38. Rendimento medido para diferentes condições de carga para sinal de referência senoidal ($v_{\text{ref,rms}}(t) = 220 \text{ V}$ e $f_o = 60 \text{ Hz}$).

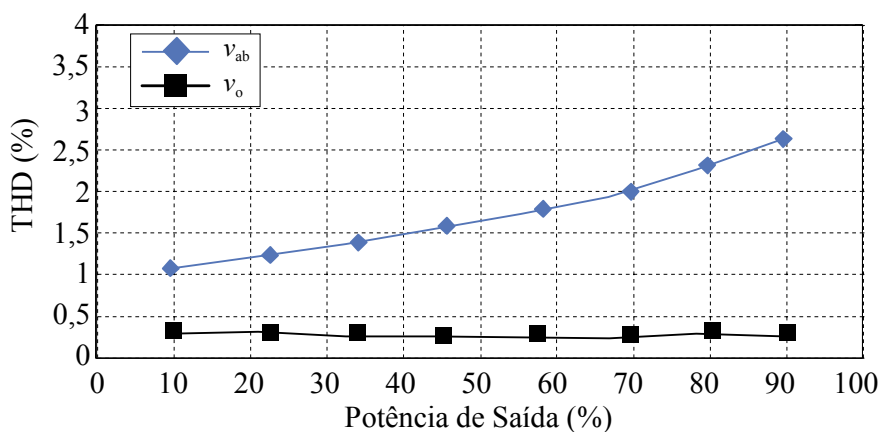


Figura 4.39. Distorção harmônica total (THD) medida para diferentes condições de carga para sinal de referência senoidal ($v_{\text{ref,rms}}(t) = 220 \text{ V}$ e $f_o = 60 \text{ Hz}$).

4.7 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo apresentou-se a topologia de fonte CA de potência proposta, demonstrando os resultados de simulação, bem como os obtidos experimentalmente através do protótipo. Adicionalmente, demonstrou-se o sistema de controle e uma metodologia de projeto para o mesmo, com a obtenção dos modelos dinâmicos completos e simplificados. Também projetou-se o filtro de saída, que é necessário para atenuação das ondulações de saída do amplificador principal, juntamente com circuito de amortecimento passivo.

Em relação à fidelidade do sinal reproduzido pela ACPS proposta, destaca-se que os resultados estão de acordo com o esperado, em consideração às três formas de onda aplicadas: (i) senoidal. (ii) triangular; e (iii) senoidal com distorções. Por outro lado, salienta-se que as formas de onda com um elevado dv/dt (por exemplo uma forma de onda quadrada) não foram testadas, uma vez que os esforços sobre o amplificador de correção são maiores devido a

forma de onda do amplificador principal possuir maior distorção quando comparada com a referência. Outro ponto crítico, é que a fonte CA de potência proposta não sintetiza formas de onda CC, por conta do tipo de submódulo empregado no conversor principal, onde os estados redundantes são insuficientes para regular a tensão dos capacitores dos submódulos.

Resultados de simulações demonstraram que o sistema de controle empregado na ACPS é adequado para uma faixa limitada de frequências do sinal de referência (0-1000 Hz). Isto se deve, principalmente, à dinâmica da malha interna do controle de corrente, que é limitada pela capacidade de síntese de frequência do amplificador principal (abaixo da frequência de chaveamento). Com frequências muito baixas da referência $v_{ref}(t)$, ocorre o aumento da componente de 2ª ordem na corrente interna, principalmente, quando a frequência do sinal de referência é inferior à banda-passante da malha externa de tensão.

Apesar das limitações, comprovou-se através dos resultados experimentais que a ACPS proposta possui rendimento elevado (aproximadamente 92 % em plena carga) e elevada fidelidade para a faixa de tensão e frequência proposta. A ACPS proposta possui também uma reduzida THD para forma de onda senoidal (0,2 %).

Capítulo 5

CONCLUSÃO

Nesta Dissertação foi proposta uma fonte CA de potência (ACPS) híbrida composta pela conexão série entre um conversor multinível modular (MMC) e um amplificador linear de potência (LPA). Demonstrou-se que o amplificador chaveado (MMC) é responsável por sintetizar a forma de onda de tensão fornecida à carga e o amplificador de correção (LPA) responsável por realizar pequenas correções na tensão de saída. Dessa forma, o MMC processa a maior parte da potência fornecida à carga, uma vez que possui rendimento elevado e o LPA processa uma pequena parcela da potência fornecida à carga. Através da utilização destas tecnologias é possível obter de forma conjunta: modularidade, elevada eficiência e banda-passante satisfatória.

Evidentemente o emprego do MMC como amplificador principal apresenta como principal vantagem a possibilidade de utilização de uma única fonte CC para o barramento CC, ao contrário de topologias que empregam o conversor multinível com células em cascata, as quais necessitam de fontes CC isoladas. Nesta topologia, optou-se pela utilização de uma estrutura com dois braços, denominada como estrutura ponte-completa, para a síntese da tensão de saída do amplificador principal, com o propósito de reduzir pela metade a tensão necessária para o barramento CC.

É importante ressaltar que o emprego do MMC como amplificador principal possibilita a simplificação do estágio de entrada embora necessite de um sistema de controle mais complexo. Na topologia proposta é necessário realizar o controle das correntes internas de cada fase e o controle da soma e da subtração das tensões dos capacitores dos polos. Além

disso, a estratégia de modulação *phase-shift* modificada realiza o balanço das tensões dos capacitores dos SMs de um mesmo polo.

Da mesma forma que as topologias presentes na literatura, a ACPS proposta também apresenta limitação da faixa de frequência da forma de onda de tensão da referência, a qual é limitada pela banda-passante do filtro passa-baixas de segunda ordem, implementado na saída do amplificador principal. Este filtro foi projetado com frequência de corte localizada em uma década abaixo da frequência de chaveamento f_s , assim, como solução, é possível empregar uma banda-passante maior no filtro de saída, com o propósito de possibilitar a síntese de referências com frequências maiores.

Os resultados experimentais apresentam o desempenho da ACPS proposta frente à variação de carga, com a aplicação de diferentes formas de onda de saída, bem como a validação da estratégia de balanço das tensões e do sistema de controle do MMC. A ACPS proposta apresenta a capacidade de síntese de formas de onda senoidais e triangulares (que representam a síntese de harmônicos pares) e também para formas de onda com a adição de harmônicos de ordem ímpar. Para estes casos a síntese das formas de onda foi satisfatória.

Dessa forma, apesar do baixo rendimento do amplificador de correção, a topologia híbrida apresenta competitividade em termos de rendimento e de fidelidade de forma de onda sintetizada, uma vez que o amplificador linear processa uma pequena parcela de potência e possui banda-passante elevada. Além disso, os resultados da ACPS proposta indicam um rendimento superior às topologias propostas na literatura, considerando a tensão de saída eficaz de 220 V. Em termos de fidelidade de forma de onda o desempenho é satisfatório em regime permanente, bem como em transitórios de carga, podendo ser considerada uma forte candidata para aplicações de fontes CA de potência.

5.1 Propostas de trabalhos futuros

Como trabalhos futuros sugere-se o estudo dos seguintes temas:

- Proposta de uma estratégia de controle capaz de minimizar as componentes reativas da corrente interna independente da frequência do sinal de referência da ACPS;
- Modificação da topologia da ACPS para tornar possível a realização da síntese de formas de onda contínuas;

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALLEBROD, S.; HAMERSKI, R. e MARQUARDT, R. New transformerless, scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-Transmission. In: *Power Electronics Specialists Conference 2008*, 2008.
- BAKER, R. H. Switching Circuits. *US Patent 4 210 826*, 1980.
- BAKER, R. H., BANNISTER, L. H. Electric power converter. *US Patent 3 867 643*, 1975.
- BARUSCHKA, L. e MERTENS, A. A new 3-phase direct modular multilevel converter. In: *Proc. IEEE 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011.
- BELTRAME, R. C. et al. AC power source based on series-connection between cascaded PWM multilevel inverter and linear power amplifier. In: *Proc. 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. EPE 2011, 2011a.
- BELTRAME, R. C. et al. Proposal of a series configuration hybrid AC power source. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011b.
- BELTRAME, R. C. *Fontes CA de Potência: Contribuição ao Estudo e ao Desenvolvimento de Topologias Híbridas*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.
- BERGNA, G.; BOYRA, M. e VIVAS, J. H. Evaluation and Proposal of MMC-HVDC Control Strategies under Transient and Steady State Conditions. In: *Proc. IEEE 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011.
- CARATI, E. G.; RICHTER, C. M. e GRIINDLING, H. A. A Three-phase AC Power Source using Robust Model Reference Adaptive Control. p. 4078–4083, 2000.
- CARRARA, G. et al. A new multilevel PWM method: a theoretical analysis. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 7, n. 3, p. 497–505, 1992.
- CIRRUS LOGIC. *Apex MP111–MP111A power operational amplifier, Folha de dados*. , 2009.
- CÚNICO, L. M. *Estudo do Conversor Modular Multinível*. Dissertação (Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2013.

DAVIDSON, C. C. e TRAINER, D. R. Innovative concepts for hybrid multi-level converters for HVDC power transmission. In: *Proc. 9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission*, 2010.

DORN, J.; HUANG, H. e RETZMANN, D. Novel Voltage-Sourced Converters for HVDC and FACTS Applications. In: *Cigré*, 2007.

ERICKSON, R. W. e MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 2001. v. 11p. 491–586

FLORA, L. DELLA e GRÜNDLING, H. A. Acceleration Control of an Inverter-Fed Electrodynamic Shaker. In: *Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006.

GAO, C. et al. A novel topology and control strategy of modular multilevel converter (MMC). In: *Proc. International Conference on Electrical and Control Engineering*, 2011.

GLINKA, M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004.

GLINKA, M. e MARQUARDT, R. A new single phase AC/AC multilevel converter for traction vehicles operating on ac line voltage. In: *EPE Journal*, 2004.

GLINKA, M. e MARQUARDT, R. A new AC/AC multilevel converter family. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 52, n. 3, p. 662–669, 2005.

GONG, G. *Hybrid amplifiers for AC power source applications*. Swiss Federal Institute of Technology Zurich, Zurich, 2009.

GONG, G.; HASSLER, D. e KOLAR, J. W. A comparative study of multicell amplifiers for AC-power-source applications. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 26, n. 11, p. 149–164, 2011.

HAGIWARA, M. e AKAGI, H. PWM control and experiment of modular multilevel converters. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008.

HAGIWARA, M. e AKAGI, H. Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 24, n. 7, p. 1737–1746, 2009.

HAGIWARA, M.; MAEDA, R. e AKAGI, H. Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC). *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 26, n. 6, p. 1649–1658, 2011.

HAGIWARA, M.; NISHIMURA, K. e AKAGI, H. A medium-voltage motor drive with a modular multilevel PWM inverter. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1786–1799, 2010.

HAMMOND, R. e JOHNSON, L. Hybrid high power amplifier. *US Patent 5 329 245*, 1994.

HASSANPOOR, A. et al. Evaluation of Different Carrier-Based PWM Methods for Modular Multilevel Converters for HVDC Application. In: *Proc. IEEE Industrial Electronics Society*, 2012.

HILLER, M. et al. A new highly modular medium voltage converter topology for industrial drive applications. In: *Proc. IEEE 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009.

HISHIKAWA, S. e DOMOTO, T. Power source device and magnetic resonance imaging apparatus using the same. *US Patent 0 045 113*, 2010.

HOFT, R. G. e PATEL, H. S. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I - Harmonic Elimination. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. I, n. 3, p. 310–317, 1973.

ILVES, K.; ANTONOPOULOS, A. e NORRGA, S. A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 27, n. 8, p. 3482–3494, 2012.

JEONG, J. H. A high efficiency class A amplifier accompanied by class D switching amplifier. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1997.

KENZELMANN, S. et al. A versatile DC-DC converter for energy collection and distribution using the modular multilevel converter. In: *Proc. IEEE 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011.

KNAAK, H.-J. Modular multilevel converters and HVDC/FACTS: a success story. In: *Proc. IEEE 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011.

KOLAR, J. W. Multi-cell hybrid power amplifier for test-voltage generation for testing linear/non-linear loads, applies output of summation device to control input of analog amplifier cell. *698432 B1*, 2009.

KONSTANTINOU, G. S.; CIOBOTARU, M. e AGELIDIS, V. G. Operation of a modular multilevel converter with selective harmonic elimination PWM. In: *Proc. IEEE 8th International Conference on Power Electronics*, 2011.

KORN, A. J. Low Output Frequency Operation of the Modular Multi-Level Converter. *Converter*, p. 3993–3997, 2010.

KOURO, S. et al. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. In: *Proc. IEEE 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*. Ieee, 2002.

KOURO, S. et al. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010.

LESNICAR, A. e MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: *Proc. IEEE Bologna PowerTech Conference*, 2003a.

LESNICAR, A. e MARQUARDT, R. A new modular voltage source inverter topology. In: *Proc. IEEE 10th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2003b.

LI, Z. et al. An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 27, n. 8, p. 3472–3481, 2012.

LOH, P. C. L. P. C. et al. Reduced common-mode modulation strategies for cascaded multilevel inverters. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 39, n. 5, p. 1386–1395, 2003.

LOW, K. A DSP-based variable AC power source. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 47, n. 4, p. 992–996, 1998.

MANJREKAR, M. D. et al. Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 834–841, 2000.

MANJREKAR, M. e VENKATARAMANAN, G. Advanced topologies and modulation strategies for multilevel inverters. In: *Proc. IEEE 27th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1996.

MARQUARDT, R. Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications. In: *Proc. IEEE International Power Electronics Conference*, 2010.

MARQUARDT, R.; LESNICAR, A. e HILDINGER, J. Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen. In: *ETG-Fachtagung*, 2002.

MEYNARD, T. A. e FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *Proc. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Toulouse, France, 1992.

MIL-STD-704. *Test procedures for demonstration of utilization equipment compliance to aircraft electrical power characteristics single-phase*. 2004.

MODEER, T.; NEE, H.-P. e NORRGA, S. Loss Comparison of Different Sub-Module Implementations for Modular Multilevel Converters in HVDC Applications. In: *Proc. IEEE 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011.

MUELLER, O. M. e PARK, J. N. Quasi-linear IGBT inverter topologies. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1994.

MÜNCH, P. et al. Integrated Current Control, Energy Control and Energy Balancing of Modular Multilevel Converters. *Communications*, p. 150–155, 2010.

PEREZ, M. et al. Predictive Control of AC-AC Modular Multilevel Converters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 59, n. 99, p. 1–1, 2012.

PIROUZ, H. M. e BINA, M. T. Modular multilevel converter based STATCOM topology suitable for medium-voltage unbalanced systems. *Journal of Power Electronics*, v. 10, n. 5, p. 572–578, 2010.

R. MARQUARDT. Stromrichterschaltungen mit verteilten energiespeichern. *DE Patent 10103031A1*, 2001.

RECH, C. e PINHEIRO, J. R. Hybrid Multilevel Converters: Unified Analysis and Design Considerations. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, 2007.

- RODRIGUEZ, J. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, 2008.
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S. e PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, 2002.
- SABATE, J. et al. High-power high-fidelity switching amplifier driving gradient coils for MRI systems. In: *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004.
- SAEEDIFARD, M. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system. *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 25, n. 4, p. 2903–2912, 2010.
- SOLAS, E. et al. Modulation of Modular Multilevel Converter for HVDC application. In: *Proc. IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2010.
- SOLAS, E. et al. Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts Part II: Experimental Validation and Comparison for HVDC Application. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 60, n. 10, p. 4536–4545, 2013.
- STEFANELLO, M. *Projeto e desenvolvimento de uma fonte de potência ca trifásica a quatro fios*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.
- TELFORD, D. et al. Modular multilevel inverter: pulse width modulation and capacitor balancing technique. *IET Power Electronics*, v. 3, n. 5, p. 702–715, 2010.
- TU, Q. et al. Parameter Design Principle of the Arm Inductor in Modular Multilevel Converter based HVDC. *Proc. International Conference on Power System Technology*, p. 0–5, 2010.
- VINCENZI, F. R. S. et al. Programmable AC Power Source Used to Analyze Electronic Equipment Performance in the Electrical Power System Quality Concept. p. 1931–1937, 2008.
- WENBAO, Y. e QIONGLIN, Z. Circulating current model of modular multilevel converters. In: *Proc. IEEE Power and Energy Engineering Conference*, 2011.
- YANG, X. et al. Research on modular multilevel converter based STATCOM. In: *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2011.
- YUNDT, G. B. Series- or parallel-connected composite amplifiers. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. PE-1, n. 1, p. 48–54, 1986.

APÊNDICE A – PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

A.1 Considerações gerais

Neste Apêndice é apresentada a estrutura geral do protótipo implementado em laboratório, o qual foi utilizado para obtenção dos resultados experimentais. Além disso, é apresentada a estrutura do sistema de comunicação DSP-FPGA.

A.2 Processamento dos dados

O processamento dos sinais do conversor é realizado através do DSP TMS320F28335 pertencente ao kit de desenvolvimento eZdsp TMS320F28335 da Spectrum Digital®.

O DSP utilizado possui um módulo de conversão A/D compartilhado com dois 2 amostradores, sendo que cada amostrador possui 8 canais A/D. Os 16 canais A/D podem ser amostrados sequencialmente em 2 grupos de 8 canais ou cascadeados, formando um sequenciamento de 16 canais. A sequência de amostragem dos canais pode ser definida pelo programador e cada conversão dentro de uma sequência definida é armazenada em um registrador específico. As conversões A/D são realizadas a partir de uma requisição de conversão (*Start Of Conversion – SOC*) que pode ser solicitada pelo *software*, ou por alguma interrupção de *hardware*.

Uma vez realizada a aquisição dos sinais, estes são processados de acordo com o sistema de controle do amplificador principal. Os resultados do processamento são enviados ao barramento de dados que é conectado à FPGA, na qual a estratégia de modulação *phase-shift* modificada é implementada para o acionamento das chaves semicondutoras.

A amostragem dos sinais deve ser realizada em sincronismo com algum evento ou condição pré-estabelecida. O circuito da FPGA é responsável pela solicitação da aquisição dos sinais, enviando um nível lógico para o DSP, o qual é configurado para atuar com

interrupção externa. Assim, o sincronismo entre os dois dispositivos possibilita que o sistema de controle do MMC seja executado no DSP e a estratégia de modulação seja executada na FPGA.

A programação do DSP é realizada em linguagem C, fazendo uso do Compilador Code Composer Studio[®]. O código de programação do DSP é basicamente constituído por rotinas de inicialização para configurar o *clock* do sistema, as interrupções de periféricos, as funções dos GPIOs e as predefinições do conversor A/D. Adicionalmente, são realizadas as aquisições para ajustar o *offset* dos sinais provenientes do circuito de condicionamento.

A.3 Descrição construtiva do protótipo

Os submódulos foram desenvolvidos com o uso das chaves semicondutoras IGBT (modelo IRG4PC40UD-E). Além disso, uma fonte isolada é utilizada para a alimentação do circuito de *gate-driver* e para circuito de leitura da tensão CC sobre os capacitores. As tensões medidas e os sinais de acionamento são enviados através de cabos de par trançado (conector modelo RJ-45) até o sistema de controle. O circuito de medição isolada de tensão foi desenvolvido especificamente para esta aplicação, garantindo que as medidas sejam isoladas, uma vez que cada SM possui referencial de tensão distinto dos demais.

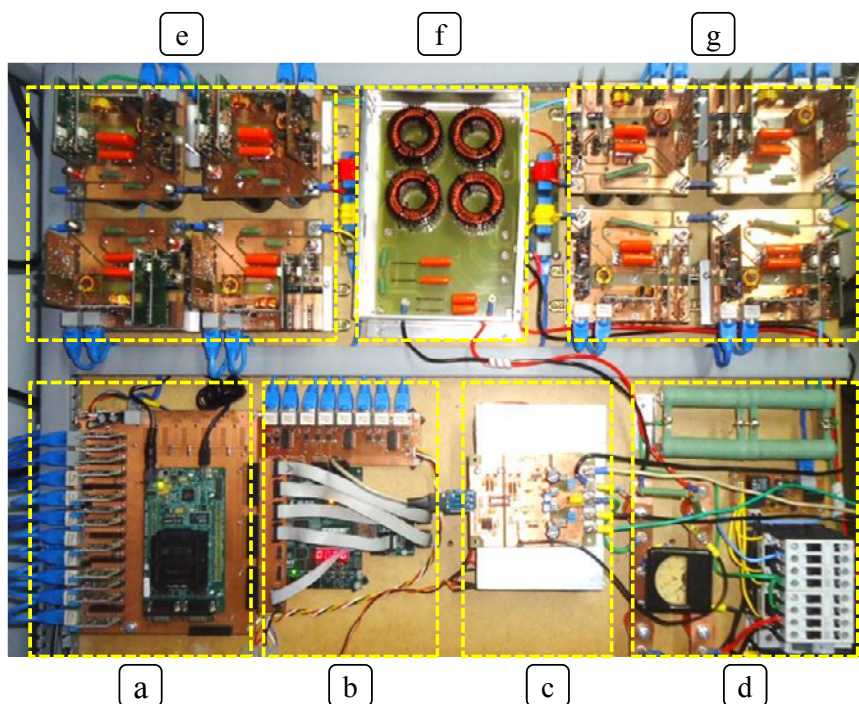


Figura A.1. Foto da ACPS implementada. (a) DSP e aquisição. (b) FPGA e acionamento. (c) LPA. (d) Partida do conversor e barramento do MMC. (e) Quatro SMs da Fase *a*. (f) Filtro de saída. (g) Quatro SMs da Fase *b*.

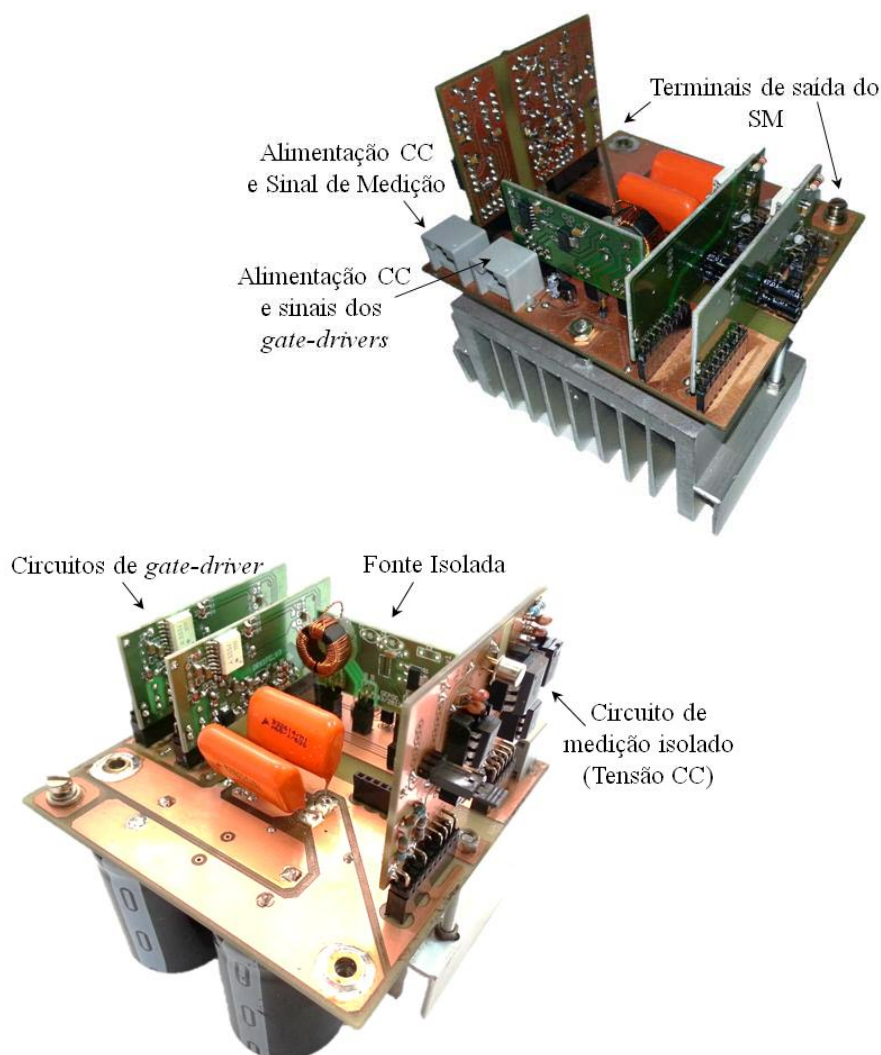


Figura A.2. Foto do conversor meia-ponte do amplificador principal (130 mm x 110 mm).

A.4 Comunicação entre o DSP e a FPGA

O circuito programado na FPGA sintetiza as portadoras para a estratégia de modulação PWM para os 8 SM independentes. Cada SM é composto por duas chaves que são ativadas de forma complementar. A seleção de qual submódulo será comutado é definido pela informação disponibilizada pelo DSP no barramento de dados.

A programação das portas lógicas da FPGA é realizada em linguagem de descrição de hardware (*Hardware Description Language* – HDL). Uma das grandes vantagens de se utilizar circuitos em FPGA é a possibilidade de se implementar processamento paralelo. A necessidade de 8 sinais de PWM independentes torna a utilização do FPGA uma alternativa interessante.

Na FPGA é implementado o tempo-morto de todos os SM. A forma onda triangular do primeiro módulo é usada como referência para geração das interrupções no DSP, onde a

primeira portadora dispara a solicitação para que as conversões A/D sejam realizadas pelo DSP. A Figura A.3 apresenta um diagrama com detalhes da comunicação implementada entre o DSP e o dispositivo FPGA, onde o dois dispositivos são sincronizados através da interrupção externa do DSP.

Na Figura A.3 é ilustrado o diagrama da comunicação implementada entre o DSP e o FPGA. Esta comunicação permite o envio dos dados de forma paralela através de um barramento de dados com 16 bits. Neste barramento são enviadas todas as ações de controle do MMC, bem como a referência do LPA. A polaridade das correntes e o resultado da comparação das tensões dos SMs são enviadas através de outro barramento de 8 bits, o qual é amostrado pela FPGA com o dobro da frequência de chaveamento para a adequada seleção dos SMs. Os demais bits utilizados são responsáveis por sincronizar o envio de dados e, além disso, identificam o tipo de informação disponibilizada no barramento de dados.

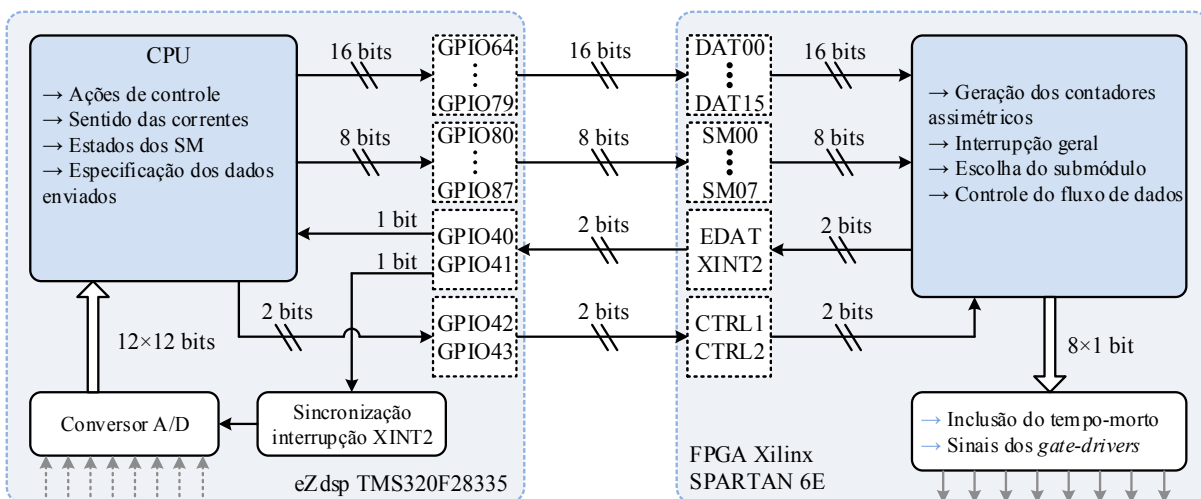


Figura A.3. Diagrama da comunicação paralela implementada entre o DSP e o FPGA.