

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

Júnior Romani

**CONVERSOR HÍBRIDO COM CAPACITORES
FLUTUANTES E PERNAS MAGNETICAMENTE
ACOPLADAS**

Santa Maria, RS
2019

Júnior Romani

**CONVERSOR HÍBRIDO COM CAPACITORES FLUTUANTES
E PERNAS MAGNETICAMENTE ACOPLADAS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, 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
2019

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Romani, Júnior

Conversor Híbrido com Capacitores Flutuantes e Pernas Magneticamente Acopladas / Júnior Romani - 2019

144 p.; 30 cm

Orientador: Cassiano Rech

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2019

1. Conversores multiníveis 2. Pernas em paralelo 3. Conversores assimétricos 4. Modulação vetorial I. Rech, Cassiano

© 2019

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

Endereço: Rua Congonhas, Nº 257, Bairro Camobi, Santa Maria, SC, Brasil, CEP: 97105-050;

Endereço Eletrônico: juniorromani12@hotmail.com

Júnior Romani

**CONVERSOR HÍBRIDO COM CAPACITORES FLUTUANTES E
PERNAS MAGNETICAMENTE ACOPLADAS**

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

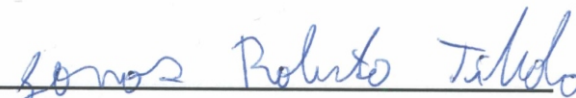
Aprovado em 23 de Agosto de 2019:



Cassiano Rech, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)



Fabrício Hoff Dupont, Dr. (UNOCHAPECÓ)



Jonas Roberto Tibola, Dr. (UFSM)



Julian Cezar Giacomini, Dr. (IFFar)

Santa Maria, RS
2019

*Dedicado a meus pais Waldir e Lourdes (in memoriam), pela
confiança e apoio.*

AGRADECIMENTOS

Acredito que a conclusão do mestrado é resultado de uma trajetória que envolveu muito esforço e amadurecimento. Por isso, quero agradecer a todos que me ajudaram nesta jornada, seja por compartilharem seus conhecimentos e experiências, ou simplesmente pelo carinho e amizade.

Aos meus pais Waldir e Lourdes (*in memoriam*) por apoiarem minhas escolhas e por terem me proporcionado as condições necessárias para meu desenvolvimento pessoal e profissional.

Ao professor Cassiano Rech, pela confiança e oportunidade. Pelo exemplo de profissionalismo, caráter e dedicação.

Aos colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) por estarem sempre dispostos a ajudar e tornar os dias de laboratório mais agradáveis. Em especial aos colegas Mateus Tiburski, Carlos Antônio, Leonardo Carvalho e Wellerson Pessotto, que além de colegas foram minha família durante o mestrado. Aos Colegas Gabriel Saccol, Pablo Costa, Ademir Toebe, Rodrigo França e Jonas Menon pelo disposição em me ajudar em assuntos técnicos relacionados a esta dissertação.

Aos funcionários da UFSM, André Borniatti, Luciana Kapelinski e Roger Karnopp.

À Universidade Federal de Santa Maria, pela excelência ao GEPOC por fornecer a infraestrutura necessária para conclusão deste trabalho. Também à CAPES e ao CNPq pelo apoio financeiro.

A todos vocês, registro aqui meu muito obrigado.

“Se eu vi mais longe, foi por estar sobre
ombros de gigantes.”

Isaac Newton (1675)

“Se Deus é por nós, quem será contra nós?”

Rm 8:31

RESUMO

CONVERTOR HÍBRIDO COM CAPACITORES FLUTUANTES E PERNAS MAGNETICAMENTE ACOPLADAS

AUTOR: JÚNIOR ROMANI

ORIENTADOR: CASSIANO RECH

Este trabalho apresenta uma análise generalizada para conversores multiníveis com capacitores flutuantes e pernas em paralelo. Para cada perna do conversor são utilizadas estruturas multiníveis com capacitores flutuantes, que são conectadas em paralelo através de indutores acoplados. A utilização de indutores desacoplados apresenta como vantagem a modularidade, por sua vez, a utilização do indutor acoplado apresenta como vantagem a supressão das correntes circulantes ao mesmo tempo que fornece impedância desprezível para a corrente de saída. Além disso, o indutor acoplado apresenta saída única entre as pernas do conversor. A utilização de diferentes relações de espiras entre as bobinas do indutor acoplado realiza uma ponderação entre as pernas do conversor gerando novas combinações e incrementando o número de níveis de saída do conversor. Por outro lado, a conexão de pernas em paralelo apresenta como consequência correntes circulantes que implicam em esforços extras e perdas adicionais sobre os componentes ativos e passivos do circuito, sendo necessário empregar técnicas para minimização dessas correntes circulantes. Topologias com capacitores flutuantes assimétricas fazem o uso de diferentes valores de tensão sobre o capacitor flutuante para sintetizar um número maior de níveis. Nestes conversores, a regulação das tensões sobre os capacitores flutuantes é pré requisito para operação correta do conversor, sendo necessária a aplicação de técnicas de controle e modulação que satisfaçam este requisito. Neste contexto, este trabalho apresenta uma análise relacionada aos conversores com capacitores flutuantes magneticamente acoplados. A partir das análises, são propostas técnicas para balanceamento dos capacitores flutuantes bem como a regulação e mitigação das correntes circulantes. O emprego da modulação vetorial permite que as redundâncias do conversor sejam empregadas para atingir os pré requisitos de operação. Para comprovar as análises realizadas ainda são apresentados resultados de simulação e experimentais.

Palavras-chave: Conversores multiníveis, conversores assimétricos, conversor multinível com capacitores flutuantes, pernas em paralelo, modulação vetorial.

ABSTRACT

HYBRID CONVERTER WITH FLYING CAPACITORS AND MAGNETIC COUPLED LEGS

AUTHOR: JÚNIOR ROMANI

ADVISOR: CASSIANO RECH

This work presents a general analysis for multilevel converters with flying capacitors and parallel legs. For each converter leg, multilevel structures containing flying capacitors connected in parallel via coupled inductors are used. The usage of decoupled inductors presents the advantage of modularity, whereas coupled inductors have the advantage of suppressing circulating currents and simultaneously providing negligible impedance for the output current. Additionally, coupled inductors present unique output between the converters legs. The usage of different turn ratios between the coupled inductors windings performs a balancing between the converters legs, generating new combinations and increasing the number of output levels of the converter. On the other hand, connecting legs in parallel has the consequence of generating circulating currents which leads to higher stresses and extra losses on the active and passive components of the circuit, being necessary the utilization of techniques for minimizing these circulating currents. Topologies with asymmetric flying capacitors apply different voltage levels on the flying capacitors to synthesize a higher number of output levels. In these converters, the flying capacitors voltages regulation is a pre-requisite for the correct operation of the converter, being necessary the usage of control and modulation techniques that meet this requisite. In this context, this work presents an analysis related to converters with magnetic coupled flying capacitors. From the analysis, techniques for balancing the flying capacitors as well as for regulating and mitigating the circulating currents are proposed. The employment of vector modulation allows to use the converters redundancies to meet the pre-requisites of the operation. To validate the analysis, simulation and experimental results are shown.

Keywords: Multilevel converters, asymmetric converters, multilevel converter with flying capacitors, parallel legs, vector modulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	– Representação conceitual de um conversor multinível monofásico: (a) conversor dois níveis (b) conversor três níveis e (c) conversor cinco níveis.	34
Figura 2.2	– Representação monofásica das topologias multiníveis clássicas: (a) Ponto Neutro Grampeado - NPC (b) Capacitores Flutuantes - FC (c) Multiníveis em Cascata - CHB.	34
Figura 2.3	– Estratégia de modulação híbrida aplicada a um conversor CHB assimétrico.	36
Figura 2.4	– Representação genérica de conversores com pernas em paralelo.	37
Figura 2.5	– Representação da conexão física do indutor acoplado.	39
Figura 2.6	– Decomposição dos circuitos do indutor acoplado pelo teorema da superposição (a) modelo geral (b) circuito de modo comum e (c) circuito de modo diferencial.	40
Figura 2.7	– Representação dos fluxos no núcleo do indutor acoplado.	42
Figura 2.8	– Conversor meia ponte com duas pernas em paralelo com indutores acoplados (a) circuito e (b) estratégia de modulação <i>Phase Shift</i> -PS.	44
Figura 2.9	– Formas de onda de tensão para o conversor 3 níveis (a) tensão v_a (b) tensão v_b (c) tensão de saída.	45
Figura 2.10	– Formas de onda da corrente para o conversor 3 níveis (a) corrente nas pernas do conversor (b) corrente de saída e (c) corrente circulante.	46
Figura 2.11	– Topologia monofásica 5L-ANPC-CI.	47
Figura 2.12	– Topologia com ponto neutro grampeado acoplada magneticamente com número reduzido de componentes.	48
Figura 2.13	– Topologia com conexão paralela através de indutores acoplados.	49
Figura 2.14	– Topologia monofásica proposta em Floricau, Floricau e Gateau (2011).	50
Figura 2.15	– Representação de uma fase da topologia 7 níveis proposta por (XIAO; VENAYAGAMOORTHY; CORZINE, 2009).	51
Figura 2.16	– Estratégias de modulação para conversores multiníveis.	53
Figura 2.17	– Modulação de conversores multiníveis baseada em portadora (a) <i>Phase-Shift</i> -PS (b) <i>Phase Disposition</i> -PD (c) <i>Phase Opposition Disposition</i> -POD.	54
Figura 2.18	– Diagrama vetorial (a) conversor monofásico (b) conversor trifásico.	55
Figura 3.1	– Topologia multinível com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas.	57
Figura 3.2	– Estados de comutação para cada perna do conversor (a) estado 1 (b) estado 2 (c) estado 3 e (d) estado 4.	58
Figura 3.3	– Tensão de bloqueio das chaves S_{1x} e S_{2x} em função da tensão no capacitor de grampeamento C_x	59
Figura 3.4	– Decomposição dos circuitos do indutor acoplado (a) modelo simplificado (b) indutância de dispersão e mutua (c) circuito equivalente ao transformador.	60
Figura 3.5	– Diagrama vetorial para um conversor monofásico com m níveis.	66

Figura 3.6	– Estrutura de controle para tensões sobre os capacitores flutuantes simplificada.	67
Figura 3.7	– Estrutura de controle para tensões sobre os capacitores flutuantes. ...	67
Figura 3.8	– Estrutura de controle da corrente circulante.	69
Figura 4.1	– Diagrama vetorial para a combinação cinco níveis.	71
Figura 4.2	– Distribuição dos estados do setor 4 para combinação 5 níveis em um período de comutação.	75
Figura 4.3	– Variação das razões cíclicas dos estados do setor 4 para garantir a regulação das tensões nos capacitores flutuantes.	76
Figura 4.4	– Diagrama vetorial para a combinação sete níveis.	77
Figura 4.5	– Regiões de operação para regulação de C_a para combinação $v_{ca}=V_{cc}/4$ $v_{cb}=V_{cc}/2$ e $N_1=33\%$	80
Figura 4.6	– Regiões de operação para regulação das tensões dos capacitores flutuantes. A curva em preto representa a região de operação final quando eliminado o vetor $v_{0,2}$ e $v_{0,3}$ e dividida a razão cíclica para o controle de ambos os capacitores em v_1^+	84
Figura 4.7	– Regiões de operação para regulação das tensões dos capacitores flutuantes estendida em função da eliminação do vetor v_0 e a distribuição igualitária das razões cíclicas de v_2^+	84
Figura 4.8	– Análise vetorial para a combinação nove níveis.	85
Figura 4.9	– Região de operação para a combinação nove níveis A.	87
Figura 4.10	– Região de operação para combinação de nove níveis C.	90
Figura 4.11	– Região de operação expandida em função da eliminação do vetor $v_{1,1}^+$ e divisão das razões cíclicas de v_3^+	91
Figura 4.12	– Região de operação para combinação de nove níveis D.	93
Figura 4.13	– Região de operação para combinação de nove níveis E.	95
Figura 4.14	– Região de operação para a combinação nove níveis F.	97
Figura 4.15	– Carga do capacitor C_a em função de m_a e do fator de potência. Em preto a carga não controlável.	98
Figura 5.1	– Carga do capacitor C_a em função de m_a e do ângulo do fator de potência da carga.	103
Figura 5.3	– Resposta em frequência da malha de balanço de C_b no plano w compensada.	106
Figura 5.2	– Resposta em frequência da malha de balanço de C_a no plano w compensada.	106
Figura 5.4	– Resposta em frequência da malha de balanço da corrente circulante compensada.	108
Figura 5.5	– Resultados de simulação para a carga 1 e $m_a = 0,9$. (a) tensão e corrente de saída do conversor. (b) tensões sobre os capacitores flutuantes.	109
Figura 5.6	– Resultados de simulação para um degrau no índice de modulação do conversor, utilizando a carga 1. Acima: tensão e corrente de saída. Abaixo: tensões sobre os capacitores flutuantes.	110

Figura 5.7	– Resultados de simulação para um degrau no índice de modulação do conversor, utilizando a carga 2. (a) tensão e corrente de saída. (b) tensões sobre os capacitores flutuantes.	111
Figura 5.8	– Corrente sobre os capacitores flutuantes.	112
Figura 5.9	– Correntes no conversor (a) corrente de saída. (b) Correntes nas pernas do conversor (c) Corrente circulante.	113
Figura 5.10	– Tensões sintetizadas pelo conversor (a) Tensão da perna a. (b) Tensão da perna b. (c) Tensão de saída.	114
Figura 5.11	– Ações de controle (a) Capacitor C_a . (b) Capacitor C_b . (c) Corrente circulante i_{circ}	115
Figura 5.12	– Bancada utilizada para obtenção dos resultados experimentais.	116
Figura 5.13	– Estrutura monofásica três níveis com capacitor flutuante.	117
Figura 5.14	– Sensor de tensão LV-20p.	118
Figura 5.15	– Sensor de efeito <i>Hall</i> LA-55p.	118
Figura 5.16	– Tensões e correntes medidas.	119
Figura 5.17	– dSPACE MicroLabBox 1202.	119
Figura 5.18	– Diagrama de blocos dSPACE MicroLabBox 1202.	122
Figura 5.19	– Implementação prática da rotina para obtenção de resultados experimentais.	123
Figura 5.20	– Resultados experimentais para $m_a = 0,9$ e carga 1. Tensão sobre os capacitores flutuantes, corrente e tensão de saída.	124
Figura 5.21	– Corrente nos capacitores flutuantes para $m_a = 0,9$ e carga 1.	125
Figura 5.22	– Corrente nos capacitores flutuantes para degrau de $m_a = 0,4$ para $m_a = 0,9$ e carga 1.	125
Figura 5.23	– Corrente nas pernas do conversor, circulante e corrente e tensão de saída para $m_a = 0,9$ e carga 1.	126
Figura 5.24	– Tensão nos capacitores para degrau de $m_a = 0,4$ para $m_a = 0,9$ e carga 2.	127
Figura 5.25	– Correntes no circuito para um degrau de $m_a = 0,4$ para $m_a = 0,9$ e carga 1.	127
Figura 5.26	– Tensões sintetizadas pelo conversor.	128
Figura 5.27	– Partida do conversor em rampa. Carga dos capacitores flutuantes via controle.	128

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	– Estados de saída do conversor em função das tensões sobre os capacitores flutuantes e a da relação de espiras normalizados.	61
Tabela 3.2	– Combinações obtidas em função das tensões e relações de espiras.	63
Tabela 4.1	– Análise da combinação 5 níveis.	73
Tabela 4.2	– Estados do conversor para a combinação sete níveis A.	78
Tabela 4.3	– Estados do conversor para a combinação sete níveis B.	81
Tabela 4.4	– Estados do conversor para a combinação sete níveis C.	83
Tabela 4.5	– Estados do conversor para a combinação nove níveis A.	86
Tabela 4.6	– Estados do conversor para a combinação nove níveis B.	88
Tabela 4.7	– Estados do conversor para a combinação nove níveis C.	89
Tabela 4.8	– Estados do conversor para a combinação nove níveis D.	92
Tabela 4.9	– Estados do conversor para a combinação nove níveis E.	94
Tabela 4.10	– Estados do conversor para a combinação nove níveis F.	96
Tabela 5.1	– Parâmetros para resultados de simulação e experimentais.	109

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ANPC	Grampeamento ativo do ponto neutro (do inglês, <i>Active Neutral-Point-Clamped</i>)
AD	Analógico Digital
CA	Corrente Alternada
DPWM	Modulação Por largura de Pulso Descontínua (do inglês, <i>Discontinuous Pulse Width Modulation</i>)
DSP	Processador digital de sinais (do inglês, <i>Digital Signal Processor</i>)
FP	Fator de potência
FPGA	Arranjo de portas programado em campo (do inglês, <i>Field Programmable Gate Array</i>)
GEPOC	Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
JRSS	Seleção de estados redundantes de fase conjunta (do inglês, <i>joint-phase redundant states selection</i>)
MPC	Controle por modelo preditivo (do inglês, <i>Model Predictive Control</i>)
GUI	Interface gráfica do utilizador (do inglês, <i>graphical user interface</i>)
PI	Proporcional Integral
PS-PWM	Modulação por largura de pulso com portadoras deslocadas em fase (do inglês, <i>Phase-Shift</i>)
PD-PWM	Modulação por largura de pulso com portadoras deslocadas em amplitude (do inglês, <i>Phase-Disposition</i>)
POD-PWM	Modulação por largura de pulso com portadoras deslocadas em amplitude e fase oposta (do inglês, <i>Phase Opposition Disposition</i>)
SV-PWM	Modulação Vetorial (do inglês, <i>Space vector</i>)
ZOH	Retentor de ordem zero (do inglês, <i>Zero Order Hold</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i>)
NPC	Ponto Neutro Grampeado (do inglês, <i>Neutral Point Clamped</i>)
FC	Capacitor Flutuante (do inglês, <i>Flying Capacitor</i>)
CHB	Multiníveis em Cascata (do inglês, <i>Cascaded H-Bridge</i>)
HVDC	Corrente contínua de alta tensão (do inglês, <i>High Voltage Direct Current</i>)
SHE	Eliminação Seletiva de Harmônicas (do inglês, <i>Selective Harmonic Elimination</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

d_x	Razão cíclica do vetor subscrito
i_{circ}	Corrente circulante
$\overline{i_{Cx}}$	Corrente média no capacitor
i_{mc}	Corrente de modo comum
i_{md}	Corrente de modo diferencial
i_a	Corrente da perna a
i_b	Corrente da perna b
$I_{f,rms}$	Corrente eficaz sobre o capacitor
k	Coefficiente de acoplamento
L_1	Autoindutância da bobina 1
L_2	Autoindutância da bobina 2
L_{LK}	Indutância de dispersão
M	Indutância mútua
m	Número de níveis
m_a	Índice de modulação de amplitude
N	Relação de espiras
N_1	Número de espiras da bobina 1
N_2	Número de espiras da bobina 2
P	Número de pernas do conversor
pu	Valor por unidade
Q_1	Carga controlável
Q_2	Carga não-controlável
R_M	Resistor de medida
s	Número de estados sintetizados por cada perna do conversor
S_{1x}	Chaves semicondutoras
T_s	Período de amostragem
v_a	Tensão no terminal a
v_b	Tensão terminal b
V_{C_a}	Tensão do capacitor C_a
V_{C_b}	Tensão do capacitor C_b
V_{cc}	Tensão do barramento CC

v_o	Tensão de saída
V_{ref}	Tensão de referência
V_{RMS}	Tensão eficaz
Φ	Fluxo magnético
\mathfrak{R}	Relutância magnética
ΔV_{C_a}	Ondulação de tensão sobre o capacitor C_a
δ_a	Variável de controle de C_a
δ_b	Variável de controle de C_b
ϕ	Ângulo do fator de potência da carga
θ	Ângulo de referência
ΔV_c	Variação da tensão sobre o capacitor flutuante
α	Transformada de Clarke eixo alfa
β	Transformada de Clarke eixo beta

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	27
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO	27
1.2 JUSTIFICATIVA E RELEVÂNCIA	28
1.3 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES	30
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	31
2 REVISÃO DA LITERATURA	33
2.1 CONVERSORES MULTINÍVEIS EM TENSÃO	33
2.2 CONVERSORES COM PERNAS EM PARALELO	36
2.3 INDUTORES ACOPLADOS	38
2.4 CONVERSORES MULTINÍVEIS MAGNETICAMENTE ACOPLADOS	43
2.5 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PWM PARA CONVERSORES MULTI-NÍVEIS	52
2.5.1 Modulação Baseada em Portadora	53
2.5.2 Modulação <i>Space Vector</i> (SV)	54
2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	56
3 CONVERSOR MULTINÍVEL COM CAPACITORES FLUTUANTES E PERNAS MAGNETICAMENTE ACOPLADAS	57
3.1 APRESENTAÇÃO DA TOPOLOGIA	57
3.2 MODELO EQUIVALENTE DO INDUTOR ACOPLADO	59
3.3 ANÁLISE DAS COMBINAÇÕES OBTIDAS	62
3.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O CAPACITOR FLUTUANTE	64
3.5 OBTENÇÃO DO MODELO DA TENSÃO NO CAPACITOR	67
3.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA CORRENTE CIRCULANTE	68
3.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	69
4 ANÁLISE DAS POSSÍVEIS COMBINAÇÕES DE TENSÕES DOS CAPACITORES FLUTUANTES E DE RELAÇÃO DE ESPIRAS	71
4.1 COMBINAÇÃO CINCO NÍVEIS	71
4.2 COMBINAÇÕES SETE NÍVEIS	77
4.2.1 Combinação sete níveis A	77
4.2.2 Combinação sete níveis B	80
4.2.3 Combinação sete níveis C	82
4.3 COMBINAÇÕES NOVE NÍVEIS	85
4.3.1 Combinação nove níveis A	85
4.3.2 Combinação nove níveis B	87

4.3.3	Combinação nove níveis C	88
4.3.4	Combinação nove níveis D	91
4.3.5	Combinação nove níveis E	93
4.3.6	Combinação nove níveis F	95
4.4	COMBINAÇÕES ONZE, TREZE E QUINZE NÍVEIS	97
4.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	98
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	101
5.1	TOPOLOGIA 9 NÍVEIS	101
5.2	PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES	101
5.2.1	Projeto do Capacitor C_b	102
5.2.2	Projeto do Capacitor C_a	102
5.2.3	Projeto do Compensador para os Capacitores Flutuantes	104
5.2.4	Projeto do Compensador Para Corrente Circulante	107
5.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	107
5.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	115
5.4.1	O Conversor	116
5.4.2	Sensores e medidas	117
5.4.3	Hardware para implementação das leis de controle e modulação	119
5.4.4	Implementação	120
5.4.5	Resultados experimentais	124
5.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	129
6	CONCLUSÕES	131
6.1	PUBLICAÇÕES REALIZADAS	133
6.1.1	Publicações em congressos e seminários	133
6.2	SUGESTÕES PARA INVESTIGAÇÕES FUTURAS	133
	REFERÊNCIAS	135
	APÊNDICES	141

1 INTRODUÇÃO

Para introduzir o tema sob estudo nesta Dissertação de Mestrado e descrever a relevância da pesquisa, neste capítulo é realizada uma contextualização sobre conversores estáticos de potência e topologias multiníveis, justificando motivos para sua utilização, suas vantagens e desvantagens. Aqui também é apresentada a justificativa e relevância do trabalho bem como os objetivos a serem atingidos.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Como forma de superar a demanda por equipamentos com maiores níveis de tensão e potência, os conversores multiníveis de tensão foram propostos como alternativa aos conversores convencionais de dois níveis. As topologias multiníveis apresentam como principais vantagens a capacidade de operar em elevadas tensões mesmo empregando semicondutores de menores especificações e também a possibilidade de sintetizar formas de ondas com maior número de níveis na saída, melhorando a distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion* - THD) e reduzindo o tamanho dos filtros passivos (RODRIGUEZ et al., 2009).

O número de níveis de um conversor pode ser definido como o número de passos discretos ou valores de tensão constantes que podem ser gerados pelo conversor entre o terminal de saída de uma fase e qualquer nó de referência do conversor. Para ser chamado de conversor multinível, cada fase do conversor deve gerar pelo menos três níveis de tensão diferentes (RODRIGUEZ et al., 2009; AKAGI, 2017).

Entre as topologias multiníveis mais conhecidas e consolidadas encontram-se as topologias com ponto neutro grampeado (do inglês, *Neutral Point Clamped* - NPC), com capacitores flutuantes (do inglês, *Flying Capacitor* - FC) e com células em cascata (do inglês, *Cascaded H-Bridge* - CHB) (LEZANA et al., 2010). Estas topologias são empregadas em uma ampla gama de aplicações, tais como acionamento de máquinas em ventiladores, bombas, transportadores, compressores, sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission Systems* - FACTS), sistemas de transmissão em corrente contínua de alta tensão (do inglês, *High Voltage Direct Current* - HVDC), conversão de energia eólica e tração elétrica, entre outras (LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017; MALINOWSKI et al., 2010; KOURO et al., 2010).

Atualmente, um dos maiores desafios no desenvolvimento de novas topologias de conversores multiníveis consiste em aumentar o número de níveis sintetizados sem aumentar significativamente o número total de componentes no circuito. Para isso, novas configurações são constantemente propostas na literatura, resultantes da associação de topologias convencionais de conversores multiníveis ou empregando diferentes níveis de

tensão entre as células de conversores já consolidadas, resultando em topologias híbridas e/ou assimétricas. Conversores multiníveis assimétricos empregam diferentes níveis de tensão em suas células objetivando aumentar o número de níveis da tensão de saída do conversor sem aumentar o número de componentes (MARIÉTHOZ, 2014; PEREDA; DIXON, 2011; SACCOL et al., 2018). No entanto, a modularidade dessas configurações é reduzida, requerendo estratégias de controle e modulação mais complexas resultando em maior dificuldade de implementação. Além disso, os semicondutores acabam sendo submetidos a níveis de tensão distintos (RECH; PINHEIRO, 2007).

Outra forma de aumentar o número de níveis e a potência de conversores é através da conexão de pernas de conversores em paralelo. Neste caso a corrente de saída é dividida entre as pernas do conversor, reduzindo as especificações de corrente das chaves. Além disso, a conexão de pernas em paralelo também permite aumentar o número de níveis do conversor (SALMON; EWANCHUK; KNIGHT, 2009; CAPELLA et al., 2015).

A modulação de conversores multiníveis também é foco dos pesquisadores, visto que as perdas de energia e a qualidade das formas de onda de saída são fortemente dependentes da maneira que os sinais de comando dos dispositivos semicondutores e os estados do conversor são sintetizados. Cada topologia multinível requer que alguma técnica de modulação adequada seja empregada para alcançar perdas mínimas com melhor desempenho harmônico ou o controle de variáveis de interesse do conversor. Em geral, os métodos de modulação para conversores multiníveis são extensões ou modificações de técnicas anteriormente aplicadas em conversores de dois níveis (LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017).

1.2 JUSTIFICATIVA E RELEVÂNCIA

Existem várias técnicas empregadas para aumentar a potência processada por conversores estáticos, dentre elas pode-se citar o paralelismo de componentes e ou conversores, intercalamento, conversores multiníveis e células de acoplamento indutivo (HAUSMANN, 2011). Os conversores multiníveis em tensão apresentam características interessantes do ponto de vista industrial, podendo-se apontar a capacidade de trabalhar com altas tensões empregando dispositivos semicondutores de baixas potências e a redução do conteúdo harmônico nas formas de onda de saída devido ao incremento do número de níveis (KOURO et al., 2010).

No caso do paralelismo, o processamento de maiores níveis de potência é obtido através da divisão dos esforços de corrente entre componentes do conversor, ou inclusive de todo o conversor, permitindo assim que componentes de menor especificação de corrente possam ser utilizados. Além disso, dependendo do conversor e da estratégia de modulação empregada, o número de níveis na saída do conversor pode ser aumentado. É importante

ressaltar que neste tipo de técnica, conversores alimentados em tensão não podem ter suas pernas conectadas diretamente em paralelo, a fim de evitar curto circuitos. Dessa forma, a conexão pode ser feita usando indutores acoplados ou desacoplados, permitindo obter saída única (CAPELLA et al., 2015).

O uso de indutores desacoplados não apresenta redução de volume dos dispositivos magnéticos, mas facilita modularidade e gestão em caso de pernas com defeito (FOREST et al., 2009). O indutor acoplado por sua vez permite incrementar o número de níveis da tensão de saída, além de fornecer um caminho de alta impedância para limitar as correntes circulantes de modo comum, oriundas das assimetrias de tensão aplicadas sobre seus terminais, enquanto fornece um caminho de baixa impedância para a corrente de saída (EWANCHUK; SALMON, 2013).

Nas topologias com pernas em paralelo, correntes circulantes de modo comum implicam em perdas adicionais e estresse aos dispositivos de potência do conversor e devem ser controladas e/ou minimizadas (CAPELLA et al., 2015). Para conversores com pernas em meia ponte a modulação com portadoras deslocadas em fase (do inglês, *Phase-Shift Pulse Modulation Width* - PS-PWM) mostra-se interessante pela simplicidade e eficiência. Já para topologias multiníveis os compromissos de modulação e controle tornam-se mais complexos, visto que o número de chaves é maior e mais variáveis do circuito precisam ser medidas e controladas.

Topologias CHB apresentam como desvantagem a necessidade de fontes CC de tensão isoladas, enquanto nas topologias NPC a regulação da tensão no ponto neutro é o desafio. Em contrapartida, topologias FC necessitam de apenas uma fonte de tensão CC. Além disso, em topologias FC é requisito fundamental que as tensões sobre os capacitores flutuantes permaneçam reguladas em seus valores nominais. Neste caso, técnicas de modulação PS-PWM também resultam no balanço das tensões dos capacitores flutuantes de forma natural através das distribuições dos estados do conversor por períodos equivalentes (SACCOL, 2019). Entretanto, no caso da topologia FC assimétrica, em que a tensão do capacitor flutuante é diferente da metade da tensão do barramento, alguns graus de liberdade são sacrificados para aumentar o número de níveis, uma vez que diminuem o número de vetores redundantes e, dessa forma, técnicas de modulação convencionais não podem ser mais empregadas (SACCOL et al., 2018). Uma alternativa para contornar estas limitações pode ser o uso da modulação vetorial (do inglês, *Space Vector* - SV-PWM). A modulação SV-PWM tem como principal vantagem a flexibilidade para escolhas dos vetores que permitem atingir determinados objetivos, atraindo assim a atenção para aplicações específicas onde vários compromissos precisam ser satisfeitos, tais como a regulação da tensão sobre o capacitor flutuante por exemplo.

Dito isso, o emprego da topologia FC com pernas magneticamente acopladas permite elevar a potência processada pelo conversor utilizando dispositivos semicondutores de menor especificação, pois as tensões e correntes que cada componente deve suportar são

reduzidas. A utilização da topologia clássica (SAENZ, 2014; TEIXEIRA, 2013; GOHIL, 2016) permite sintetizar uma forma de onda com cinco níveis na saída. Contudo, através da análise da topologia pode-se alcançar um número maior de níveis, utilizando diferentes níveis de tensão nos capacitores flutuantes, levando o conversor a operar de forma assimétrica em tensão, conforme apresentado em (XIAO; VENAYAGAMOORTHY; CORZINE, 2009; SACCOL, 2019). A operação assimétrica em corrente, obtida através da relação de espiras do indutor acoplado, também apresenta algumas vantagens interessantes, como a divisão de forma proporcional da corrente de saída entre as pernas do conversor, além de possibilitar que o número de níveis possa ser incrementado.

Diante desses fatos, o emprego de uma topologia FC com pernas em paralelo apresenta benefícios interessantes se comparada a topologias convencionais, pois agrupa as vantagens de conversores multiníveis em tensão e em corrente, além de resultar em um número maior de níveis, assim melhorando o conteúdo harmônico. Assim, nesta Dissertação de Mestrado serão investigados os impactos de diferentes níveis de tensão sobre os capacitores flutuantes e a relação de espiras entre as bobinas do indutor acoplado sobre o número de níveis da tensão de saída do conversor. Neste contexto, para garantir a operação do conversor a estratégia de modulação e controle são determinantes. A utilização da SV-PWM apresenta benefícios interessantes, pois a flexibilidade para escolha de sequências de comutação permite que as redundâncias sejam empregadas para satisfazer os requisitos do conversor.

1.3 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES

O principal objetivo do trabalho é apresentar a análise do conversor multinível com capacitores flutuantes e pernas em paralelo magneticamente acopladas, empregando diferentes níveis de tensão sobre os capacitores flutuantes e diferentes relações de espiras no indutor acoplado. Para atingir o objetivo geral os seguintes objetivos específicos devem ser alcançados:

- Demonstrar a operação do conversor multinível com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas, demonstrando como diferentes tensões sobre os capacitores flutuantes e relações de espiras no indutor acoplado resultam em combinações com maior número de níveis.
- Realizar a análise detalhada das combinações encontradas, identificando o impacto das mesmas nos níveis de tensão e corrente nos componentes, assim como na regulação das tensões dos capacitores flutuantes e nas correntes circulantes.
- Desenvolver uma estratégia de controle que permita regular as tensões sobre os capacitores e mitigar a corrente circulante.

- Validação das análises apresentadas por meio de simulações e resultados experimentais.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esta dissertação de mestrado está organizada em seis capítulos, incluindo a introdução e as conclusões. No Capítulo 2 é apresentada a revisão bibliográfica relacionada a topologias multiníveis, conversores com pernas em paralelo e estratégias de modulação para conversores multiníveis. Também são apresentadas algumas topologias multiníveis com pernas em paralelo magneticamente acopladas, descrevendo sucintamente sua operação.

No Capítulo 3 é apresentada a topologia multinível com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas sob análise neste trabalho. As etapas de operação do conversor são apresentadas, assim como a obtenção de combinações para um número maior de níveis e a análise das combinações obtidas para diferentes assimetrias. Também são descritas as técnicas para o controle das tensões nos capacitores flutuantes e a obtenção dos modelos para projeto dos compensadores.

No Capítulo 4 é realizada uma análise baseada no espaço vetorial das topologias de cinco, sete e nove níveis identificando quais se apresentam mais viáveis para implementação, levando em conta parâmetros como a região de operação onde as variáveis de interesse podem ser controladas, em função do número de níveis. Inicialmente é apresentado o estudo da combinação simétrica, capaz de sintetizar 5 níveis em sua saída. Posteriormente, o estudo é estendido para demais combinações assimétricas que apresentam como vantagem um aumento do número de níveis apenas utilizando tensões diferentes nos capacitores flutuantes e/ou relação de espiras diferentes entre as bobinas do indutor acoplado.

No Capítulo 5 são apresentados resultados de simulação e experimentais da topologia sob estudo validando a metodologia e as análises propostas neste trabalho. Finalmente no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões acerca desta dissertação. Também são expostas algumas sugestões de trabalhos e investigações futuras.

2 REVISÃO DA LITERATURA

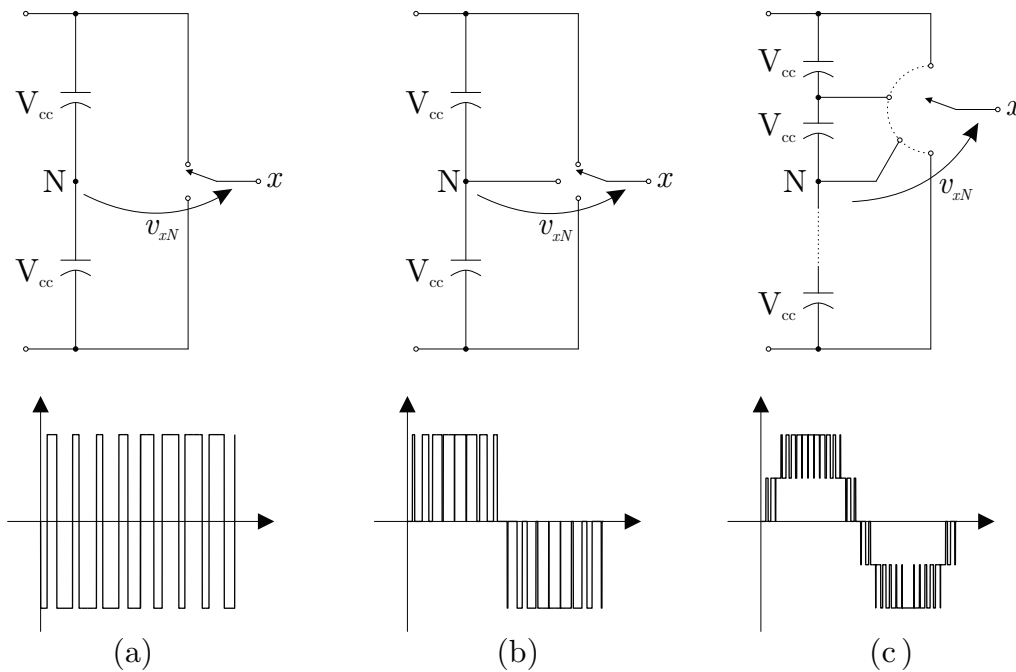
Neste capítulo será realizada uma contextualização sobre conversores multiníveis, apresentando sucintamente as vantagens e desvantagens das principais topologias. Também serão abordados arranjos com pernas em paralelo, os quais apresentam benefícios interessantes do ponto de vista construtivo. Neste tipo de conexão, para evitar curto circuitos, a utilização de indutores acoplados é apontada na literatura como uma solução interessante, porém alguns desafios devem ser contornados para operação do conversor. Aqui também serão apresentadas algumas topologias de conversores multiníveis com pernas em paralelo magneticamente acopladas, bem como estratégias de modulação já discutidas na literatura. Finalmente serão apresentadas as principais técnicas de modulação aplicadas a conversores multiníveis, visto que a operação do conversor depende fortemente das mesmas.

2.1 CONVERSORES MULTINÍVEIS EM TENSÃO

Conceitualmente, conversores multiníveis em tensão são sistemas de conversão de potência compostos por semicondutores controlados, capazes de gerar em sua saída formas de onda com vários níveis de tensão. A forma de onda multinível é obtida através da conexão da carga a diversos potenciais do conversor, oriundos da combinação das chaves semicondutoras, sendo que o número de níveis do conversor é dado em função dos degraus da tensão em relação a um ponto de referência do conversor. A Figura 2.1 apresenta conceitualmente um conversor monofásico. Nesta representação, a carga é submetida a diferentes níveis de tensão de acordo com a posição da chave (RODRIGUEZ et al., 2009; KOURO et al., 2010; LOPEZ et al., 2009).

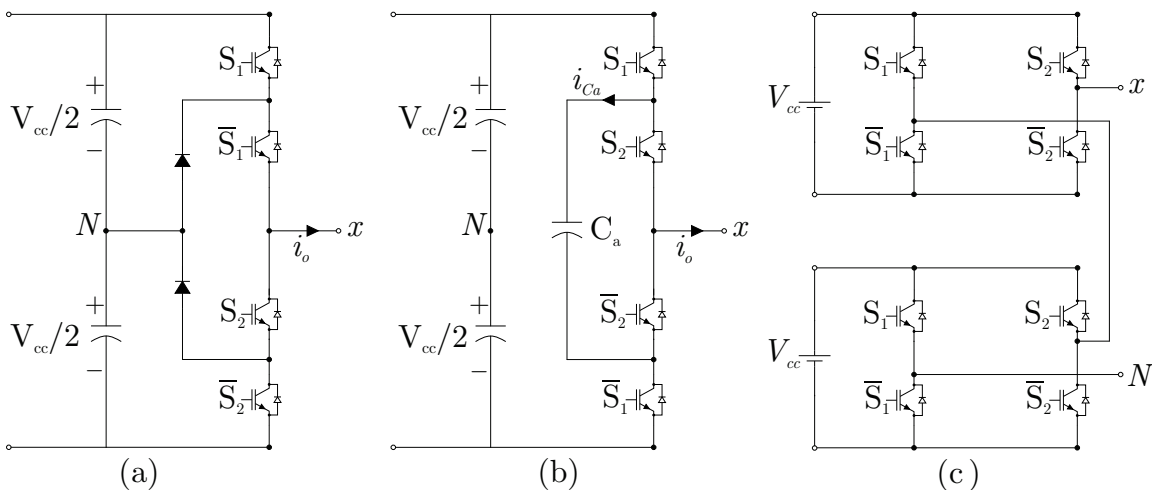
Os conversores multiníveis são considerados como uma das soluções para aplicações que demandam elevados níveis de tensão por sua capacidade de reduzir os esforços de tensão sobre as chaves semicondutoras (RODRIGUEZ et al., 2009; LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017). Topologias multiníveis ganharam espaço na indústria e aplicações em alta potência a partir da apresentação do conversor NPC três níveis por Nabae, Takahashi e Akagi (1981). Ilustrado na Figura 2.2(a), esta topologia utiliza diodos para efetuar o grampeamento da tensão sobre os semicondutores e gerar um nível adicional na tensão de saída. Como desvantagem deste conversor pode-se apontar a regulação da tensão no ponto neutro (ABU-RUB et al., 2010; RODRIGUEZ et al., 2010).

Figura 2.1 – Representação conceitual de um conversor multinível monofásico: (a) conversor dois níveis (b) conversor três níveis e (c) conversor cinco níveis.



Fonte: Rodriguez et al. (2010).

Figura 2.2 – Representação monofásica das topologias multiníveis clássicas: (a) Ponto Neutro Grampeado - NPC (b) Capacitores Flutuantes - FC (c) Multiníveis em Cascata - CHB.



Fonte: Adaptado de Kouro et al. (2010).

Outra estrutura multinível clássica foi apresentada por Meynard e Foch (1992). Conhecida como topologia multinível com capacitores flutuantes (do inglês, *Flying Capacitor* - FC) o grampeamento da tensão sobre os semicondutores é realizado por meio

de capacitores, conforme ilustra a Figura 2.2(b). Esta topologia possui quatro estados de comutação, desta forma, até quatro níveis distintos podem ser sintetizados. No entanto, quando a topologia sintetiza 4 níveis distintos as chaves semicondutoras são submetidas a diferentes níveis de tensão, constituindo uma topologia assimétrica (SACCOL et al., 2018). Na operação simétrica o conversor pode sintetizar até três níveis, ou seja, o nível zero apresenta redundância e pode ser sintetizado a partir de dois estados. É importante ressaltar que neste tipo de conversor, a corrente que passa pelo capacitor flutuante é igual a corrente de carga, resultando em mudanças na tensão do capacitor para alguns estados (ABU-RUB et al., 2010). Assim, como desvantagens apresentadas por este conversor pode-se citar a pré-carga e a regulação da tensão nos capacitores flutuantes.

Ainda em relação as estruturas clássicas, os conversores multiníveis em cascata (do inglês, *Cascaded H-bridge* - CHB) sintetizam uma forma de onda multinível através da conexão em série de células em ponte completa, conforme ilustra a Figura 2.2(c). Nesta topologia cada Ponte-H é alimentada por uma fonte de tensão isolada e a tensão de saída é obtida somando-se a tensão individual gerada por cada célula. Como cada ponte-H pode sintetizar até três níveis de tensão em sua saída, o número máximo de níveis gerados por uma fase deste conversor é determinado por $L_{fase} = 2N_{inv} + 1$, ou seja, o circuito descrito na Figura 2.2(c) pode sintetizar até 5 níveis distintos (MALINOWSKI et al., 2010; PEREDA; DIXON, 2013).

As topologias clássicas apresentadas até agora são simétricas e todos os semicondutores são submetidos aos mesmos níveis de tensão. A modularidade e a simplicidade de implementação constituem as principais vantagens dessas configurações. No entanto, para aumentar o número de níveis sintetizado na forma de onda de saída, em topologias simétricas, um maior número de componentes é necessário. Para contornar este problema e aumentar o número de níveis sem incrementar o número de dispositivos, topologias assimétricas são alternativas interessantes. As topologias de conversores assimétricos apresentam como principal vantagem o acréscimo do número de níveis, se comparadas com as topologias clássicas (SACCOL, 2019).

Em seu trabalho, Manjrekar e Lipo (1998) propuseram um inversor multinível híbrido, onde as células CHB são conectadas em série e tem as fontes de tensão configuradas em progressão geométrica com razão dois, usam chaves diferentes, operando em frequências distintas. A Figura 2.3 ilustra a proposta descrita. Como vantagem, esta topologia sintetiza mais níveis com o mesmo número de chaves e fontes CC.

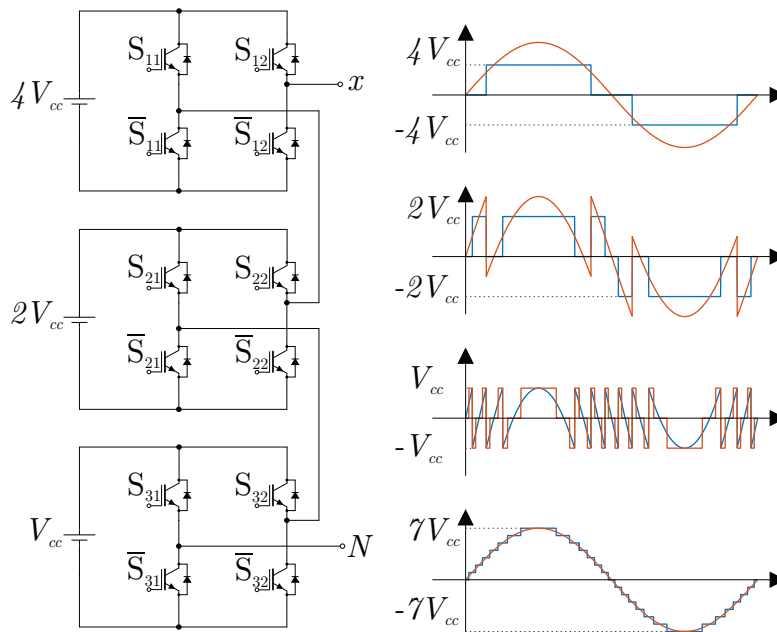
Como desvantagem da topologia apresentada por Manjrekar e Lipo (1998), podem ser ressaltados os diferentes níveis de tensão de bloqueio das chaves semicondutoras. A necessidade de fontes de tensões isoladas com diferentes níveis de tensão, implica no aumento do volume e o valor do conversor, constituindo mais uma desvantagem. Para contornar este problema Pereda e Dixon (2011) apresentam em seu trabalho uma topologia CHB onde as fontes isoladas e com diferentes níveis de tensão são obtidas através de

um transformador de alta frequência. Neste caso, as células em ponte completa que são alimentadas pelo circuito em alta frequência processam uma quantidade menor de potência, enquanto as células de alta tensão, entregam mais potência e operam em menor frequência.

A topologia FC também pode operar de forma assimétrica desde que os estados redundantes possam ser utilizados para sintetizar mais níveis. Como vantagem tem-se a necessidade de uma única fonte CC. Em contrapartida, quando utilizam-se as redundâncias para obtenção de mais níveis a flexibilidade para atingir outros compromissos necessários para operação do conversor como a regulação da tensão nos capacitores é reduzida e as técnicas de modulação e controle para atingir tais objetivos passam a ser mais complexas e difíceis de implementar (SACCOL, 2019).

Outro ponto importante em conversores assimétricos é que nestas topologias as tensões de bloqueio sobre os semicondutores costumam ser diferentes. Neste caso, tem-se a possibilidade de trabalhar com componentes de diferentes especificações (LU; MARIÉTHOZ; CORZINE, 2010; MARIÉTHOZ, 2014).

Figura 2.3 – Estratégia de modulação híbrida aplicada a um conversor CHB assimétrico.



Fonte: Adaptado de Pereda e Dixon (2011).

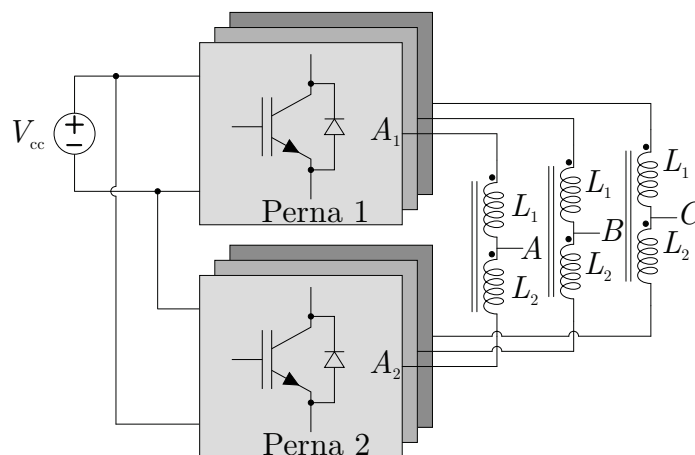
2.2 CONVERSORES COM PERNAS EM PARALELO

Conversores multiníveis em tensão apresentam como vantagem a redução dos esforços de tensão sobre os semicondutores e reduzido conteúdo harmônico devido a forma

de onda de tensão possuir mais níveis. Já para aumentar a capacidade de condução de corrente do conversor, técnicas como paralelismo de chaves são utilizadas. Nestas técnicas, o resfriamento do conversor e balanceamento das correntes nas chaves implica em maior complexidade (SAENZ, 2014). Outra forma de aumentar a corrente do conversor utilizando semicondutores de menor especificação é concebida através da conexão de pernas ou conversores em paralelo. Esta estratégia é baseada na divisão da corrente de saída entre as pernas do conversor, reduzindo os esforços de corrente, aumentando o rendimento e reduzindo o estresse de corrente sobre os semicondutores (FRANCA, 2010; CAPELLA et al., 2015).

Para conversores alimentados em tensão, a conexão de pernas em paralelo não pode ser efetuada diretamente, pois podem ocorrer curto-circuitos. Neste caso, dispositivos passivos como indutores devem ser empregados. A Figura 2.4 ilustra de forma genérica a conexão de pernas em paralelo (PERERA, 2015). Assumindo que as indutâncias L_1 e L_2 sejam idênticas é possível afirmar que cada perna irá contribuir com metade da corrente total de saída ($i_1 = i_2 = i_o/2$). Assim sendo, o estresse de corrente sobre os semicondutores e dispositivos passivos é reduzido pela metade, ou a capacidade de corrente do conversor é duas vezes maior. Logo, conversores com pernas em paralelo permitem aumentar a potência de saída sem aumentar as especificações de corrente dos dispositivos semicondutores (KONSTANTINOOU et al., 2016; CAPELLA et al., 2015; JASSIM; ATKINSON; ZAHAWI, 2015).

Figura 2.4 – Representação genérica de conversores com pernas em paralelo.



Fonte: Adaptado de Perera (2015).

Além disso a utilização de indutores permite obter saída única, e se empregados com técnicas de modulação e controle apropriadas ainda permitem que formas de onda multiníveis sejam obtidas na saída do conversor (CAPELLA et al., 2015). Algumas técnicas de modulação comumente usadas para este tipo de conversor são baseadas em múltiplas portadoras deslocadas em fase ou amplitude comparadas a um sinal modulante.

Nestas estratégias os estados gerados por cada perna do conversor são obtidos pela comparação da modulante com a portadora, sem considerar algumas especificações, e tendem a não garantir que os períodos de comutação de cada estado tenham a mesma razão cíclica.

Como efeito, assimetrias de tensão surgem entre as múltiplas pernas. Estas assimetrias resultam em diferenças de potencial instantâneas sobre os terminais dos dispositivos magnéticos responsáveis pelo acoplamento das pernas, e tem como consequência a geração de correntes circulantes que não contribuem de forma efetiva para a corrente de saída e apenas circulam entre os dispositivos ativos e passivos do circuito, causando distorção de corrente e operação desbalanceada (GOHIL, 2016). Para que a corrente de saída seja estável, as tensões médias aplicadas sobre os terminais do indutor acoplado em um ciclo de trabalho devem ser equilibradas. Em um sistema simétrico de mesmas razões cíclicas e os mesmos valores de indutância, tem-se como resultado a distribuição da corrente de saída entre as pernas do conversor de forma equilibrada.

A utilização de indutores desacoplados para realizar a conexão em paralelo traz como principal vantagem a modularidade em caso de falhas, mas apresenta como desvantagem a impedância efetiva oferecida para a corrente circulante. Por sua vez, os indutores acoplados apresentam como principal vantagem uma alta impedância oferecida para corrente circulante ao mesmo tempo que a impedância para corrente de saída é muito baixa (CAPELLA et al., 2015). Outra vantagem da utilização de indutores acoplados é a redução do volume dos materiais magnéticos (EWANCHUK; SALMON, 2013; SALMON; EWANCHUK; KNIGHT, 2009).

A utilização do indutor acoplado possibilita obter uma saída única empregando um conversor com múltiplas pernas e permite aumentar o número de níveis da saída ao mesmo tempo que reduz a corrente nas pernas do conversor, por apresentar alta impedância para a corrente circulante, e o volume do magnético pode ser reduzido, desempenhando um papel fundamental para operação do conversor. Neste capítulo será abordada a operação do indutor acoplado, demonstrando conceitos e definições, análise e equacionamento de modelos equivalentes.

2.3 INDUTORES ACOPLADOS

Primeiramente, deve-se ressaltar a diferença entre o termo indutor acoplado e transformador, apesar de ambos terem os mesmos princípios. O termo transformador remete aos elementos magnéticos que trabalham apenas com o princípio da indução eletromagnética segundo a Lei de Faraday, ou seja, não há fluxo de energia elétrica direta entre os enrolamentos do primário e o do secundário. Por outro lado, no caso dos indutores acoplados e autotransformadores, como há uma conexão física entre os enrolamentos do primário e do secundário, há um fluxo de corrente elétrica entre ambos, sendo que, neste

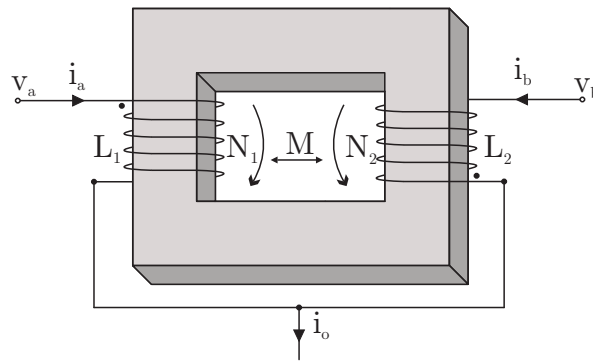
caso, além do princípio da indução eletromagnética, tensões e correntes são gerados por este fluxo direto (SILVA, 2015).

A Figura 2.5 representa fisicamente o indutor acoplado onde L_1 e L_2 são as autoindutâncias e M é a indutância mútua, dada por:

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (2.1)$$

onde k é o coeficiente de acoplamento.

Figura 2.5 – Representação da conexão física do indutor acoplado.



Fonte: Adaptado de Boillat e Kolar (2012).

Segundo (BOILLAT; KOLAR, 2012; XIAO; VENAYAGAMOORTHY; CORZINE, 2009) o indutor acoplado é um elemento que pode ser equacionado de forma desacoplada aplicando-se o princípio da superposição, resultando em dois circuitos denominados como circuito de modo comum (mc) e circuito de modo diferencial (md).

Assumindo que os enrolamentos são idênticos, e portanto, tenham o mesmo número de espiras e a mesma autoindutância, as tensões e correntes de modo comum e diferencial podem ser expressas por

$$v_{mc} = \frac{v_a + v_b}{2} \quad (2.2)$$

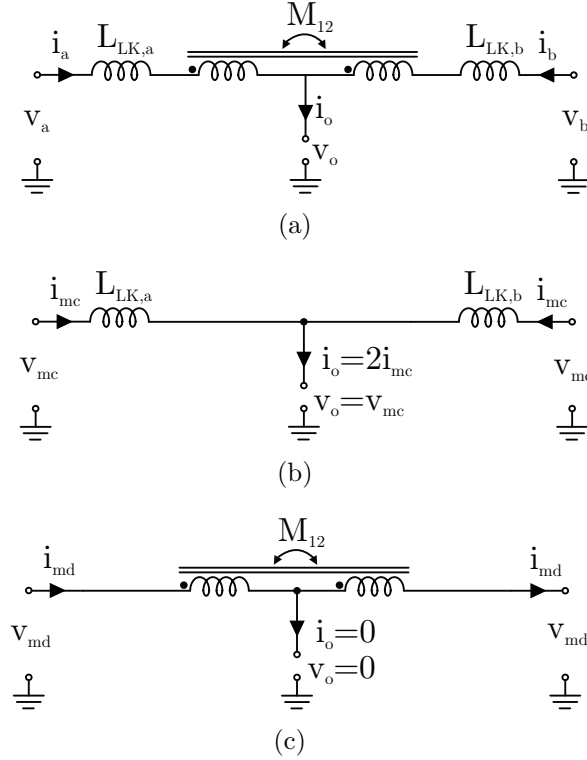
$$v_{md} = \frac{v_a - v_b}{2} \quad (2.3)$$

$$i_{mc} = \frac{i_a + i_b}{2} \quad (2.4)$$

$$i_{md} = \frac{i_a - i_b}{2} \quad (2.5)$$

nas quais grandezas de modo comum são as que fluem em direção a carga e as grandezas de modo diferencial são as que estão sobre as pernas do conversor e também são conhecidas como correntes circulantes (TEIXEIRA, 2013). A Figura 2.6 ilustra a decomposição dos

Figura 2.6 – Decomposição dos circuitos do indutor acoplado pelo teorema da superposição (a) modelo geral (b) circuito de modo comum e (c) circuito de modo diferencial.



Fonte: Adaptado de Teixeira, McGrath e Holmes (2012).

circuitos do indutor acoplado pelo teorema da superposição. É interessante perceber que a tensão de modo comum é igual a tensão de saída em função da indutância de dispersão ser desprezível.

A partir das equações (2.4) e (2.5) é possível determinar a corrente em cada bobina do indutor acoplado, tal que

$$i_a = i_{mc} + i_{md} \quad (2.6)$$

$$i_b = i_{mc} - i_{md} \quad (2.7)$$

de onde evidencia-se que cada bobina contribui com metade da corrente de saída além da contribuição da corrente circulante. Neste trabalho, o indutor acoplado é usado para conectar pernas em paralelo e a corrente de cada bobina é respectivamente a corrente da perna do conversor a qual é conectada.

Conforme demonstrado em Boillat e Kolar (2012), se os enrolamentos são idênticos, e portanto, tem o mesmo número de espiras e a mesma autoindutância, a expressão

geral que determina a tensão sobre os enrolamentos, desprezando as resistências série são descritas por

$$v_a = L_1 \frac{di_a}{dt} - M \frac{di_b}{dt} \quad (2.8)$$

$$v_b = L_2 \frac{di_b}{dt} - M \frac{di_a}{dt} \quad (2.9)$$

Usando as Equações (2.2), (2.3), (2.8) e (2.9) é possível descrever matematicamente o efeito do indutor acoplado sobre as correntes de modo comum e diferencial. Como resultado, a equação

$$\frac{di_{mc}}{dt} = \frac{v_a + v_b}{2L_{LK}} \quad (2.10)$$

demonstra que a corrente de saída é imposta apenas a impedância da indutância de dispersão, ou seja, a corrente de saída é filtrada pela indutância de dispersão. No caso da corrente circulante, assumindo um alto fator de acoplamento $k \approx 1$, a impedância oferecida é igual a quatro vezes a autoindutância, conforme descrito pela equação

$$\frac{di_{md}}{dt} = \frac{v_a - v_b}{2(L + M)} \quad (2.11)$$

fazendo com que a corrente circulante seja minimizada (GOHIL, 2016).

Para altos fatores de acoplamento a indutância de dispersão assume valores pequenos e sua dinâmica sobre a corrente de saída pode ser desprezada. Além disso, é possível representar o indutor acoplado em função dos circuitos desacoplados de modo comum e diferencial, empregando as equações (2.10) e (2.11) conforme ilustra a Figura 2.6 (TEIXEIRA; MCGRATH; HOLMES, 2012).

Conforme descrito até o presente momento, o indutor acoplado é submetido a correntes que fluem em direção a carga e que circulam entre as pernas do conversor. Outro aspecto importante que deve ser levado em conta em indutores acoplados é a distribuição do fluxo magnético sobre o núcleo comum. Neste contexto, pode-se afirmar que o fluxo no interior do núcleo magnético é proporcional ao número de espiras e a corrente que circula sobre as bobinas que é composta pela corrente fundamental, pela corrente de modo comum e pela ondulação CA de alta frequência. Cada componente da corrente de enrolamento pode produzir o fluxo dentro do núcleo. No total, três tipos de fluxos podem ser produzidos em topologias com indutor acoplado: o fluxo CA fundamental, o fluxo de modo comum e o fluxo CA de alta frequência (VAFAKHAH, 2010).

Quando os indutores não são acoplados não existe fluxo mútuo. Contudo, no caso de indutores acoplados é possível observar resultados interessantes. A Figura 2.7 ilustra os fluxos Φ_1 e Φ_2 gerados por cada bobina do indutor acoplado. Conforme ilustrado pela figura, os fluxos dispersos Φ_{LK1} e Φ_{LK2} são propagados pelo caminho de alta relutância constituído pelo ar. Já a parcela do fluxo de modo comum que circula pelo interior do

núcleo magnético que encontra um caminho de baixa relutância oferecido pelo núcleo ferromagnético.

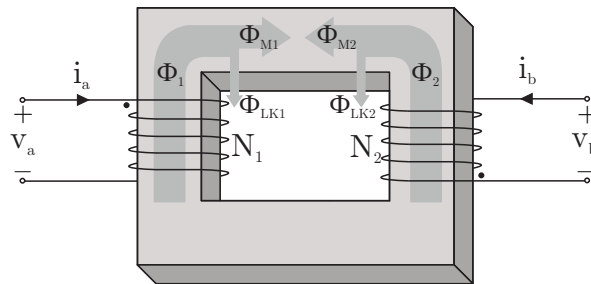
$$\Phi_{LK1} = \frac{Ni_1}{\mathcal{R}_{ar}} \quad (2.12)$$

$$\Phi_{LK2} = \frac{Ni_2}{\mathcal{R}_{ar}} \quad (2.13)$$

$$\Phi_M = \Phi_{M1} - \Phi_{M2} = \frac{N(i_1 - i_2)}{\mathcal{R}_{core}} \quad (2.14)$$

Como os enrolamentos são idênticos e carregam a mesma corrente no circuito de modo comum, eles produzem fluxos de igual magnitude, mas em direções opostas no núcleo magnético, pois o sentido dos enrolamentos das bobinas são distintos. Logo, os fluxos de componentes comuns são cancelados um pelo outro (incluindo a componente de frequência fundamental) (PERERA, 2015; VAFAKHAH, 2010). Assim sendo, o fluxo resultante no indutor acoplado é determinado apenas pela componente de alta frequência, concentradas próximas a frequência de comutação e suas múltiplas. Isso justifica a redução do volume do indutor acoplado. Esta representação simplificada permite estabelecer as relações entre as indutâncias, as relutâncias e os fluxos magnéticos médios. Em outras palavras, apenas as correntes circulantes de alta frequência e CC excitam o núcleo magnético.

Figura 2.7 – Representação dos fluxos no núcleo do indutor acoplado



Fonte: Adaptado de Gohil (2016).

Uma vez que uma corrente de ondulação CA de alta frequência flui através dos enrolamentos, existe um fluxo CA de alta frequência no núcleo. Este fluxo é gerado por causa das tensões de comutação de alta frequência através das bobinas. Os principais fatores que contribuem para o valor deste fluxo são a frequência de chaveamento, sequência de chaveamento, estados de chaveamento (ou configuração de enrolamento) e a magnitude da tensão do barramento CC. Quanto maior a frequência de chaveamento, menor a corrente de ondulação CA.

Em resumo, o indutor acoplado apresenta alguns benefícios interessantes como alta impedância para as correntes circulantes, e redução do peso e volume do núcleo

ferromagnético pois apresenta cancelamento dos fluxos. A supressão da corrente circulante traz como benefícios a redução dos esforços nos semicondutores reduzindo as perdas e aumentando o rendimento do conversor.

2.4 CONVERSORES MULTINÍVEIS MAGNETICAMENTE ACOPLADOS

Nesta seção é apresentada uma revisão sobre topologias magneticamente acopladas. Até neste momento foram contextualizadas topologias multiníveis, conversores com pernas em paralelo e indutores acoplados, os quais são assuntos pertinentes para a compreensão da proposta deste trabalho. Além disso, pode se identificar que existe uma transição lógica dos princípios básicos dos inversores paralelos para a operação da topologia com indutores acoplados. A partir deste momento, serão discutidas topologias, estruturas de controle e modulação propostas na literatura, relacionadas a conversores multiníveis com pernas em paralelo magneticamente acopladas abordando o estado da arte destas estruturas.

Na literatura são abordados temas como, topologias (FLORICAU; GATEAU; MEYNARD, 2012; SALEHAHARI; BABAEI; SARHANGZADEH, 2015; KONSTANTINO et al., 2016), projeto dos indutores acoplados (CAPELLA et al., 2015), e também estratégias de modulação (COUGO et al., 2012; VAFAKHAH; EWANCHUK; SALMON, 2010; VAFAKHAH; EWANCHUK; SALMON, 2011; COUGO; MEYNARD; GATEAU, 2011; GOHIL et al., 2015; VAFAKHAH; SALMON; KNIGHT, 2010a; VAFAKHAH; SALMON; KNIGHT, 2010b; KANIESKI et al., 2013).

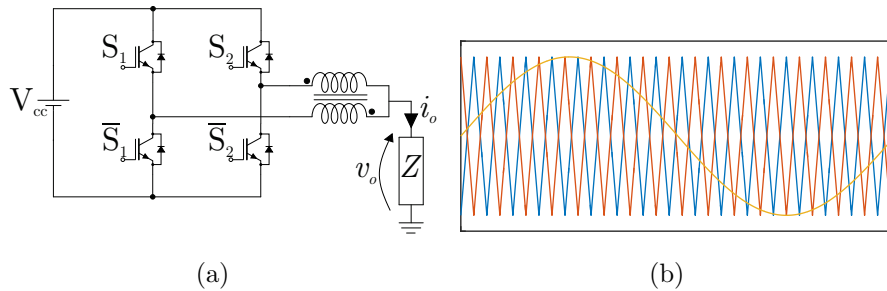
Conversores com indutores acoplados são considerados como uma extensão de conversores com pernas em paralelo apresentados na Seção 2.2 e apresentam alguns benefícios interessantes. Em 1993, Matsui et al. (1993) introduziu uma topologia baseada em dois conversores meia ponte conectados em paralelo, acrescentando um indutor acoplado entre as duas pernas conforme ilustra a Figura 2.8(a). A adição deste indutor melhorou a capacidade do inversor para fornecer correntes elevadas com baixo conteúdo harmônico.

Neste conversor cada perna pode sintetizar até dois níveis. Contudo, a utilização de um indutor acoplado para conectar essas duas pernas em paralelo permite aumentar o número de níveis do conversor, enquanto a corrente processada por cada perna é reduzida pela metade. Conforme ilustrado pela Figura 2.8(b), aplicando uma técnica de modulação clássica como PS-PWM as tensões sintetizadas pelas pernas v_a e v_b possuem dois níveis, conforme demonstrado na Figura 2.9(a) e (b) respectivamente, enquanto a tensão de saída possui três níveis, conforme a Figura 2.9(c).

Para as correntes, considerando que relação de espiras N e as autoindutâncias L_a e L_b são idênticas, é possível identificar que cada perna do conversor contribui com metade da corrente de saída conforme a Equação (2.4), e ainda sofre contribuição da corrente

circulante conforme a Figura 2.10(a). Do ponto de vista da corrente de saída, a corrente circulante não apresenta influência, como demonstrado pela Figura 2.10(b).

Figura 2.8 – Conversor meia ponte com duas pernas em paralelo com indutores acoplados (a) circuito e (b) estratégia de modulação *Phase Shift-PS*.



Fonte: Matsui et al. (1993).

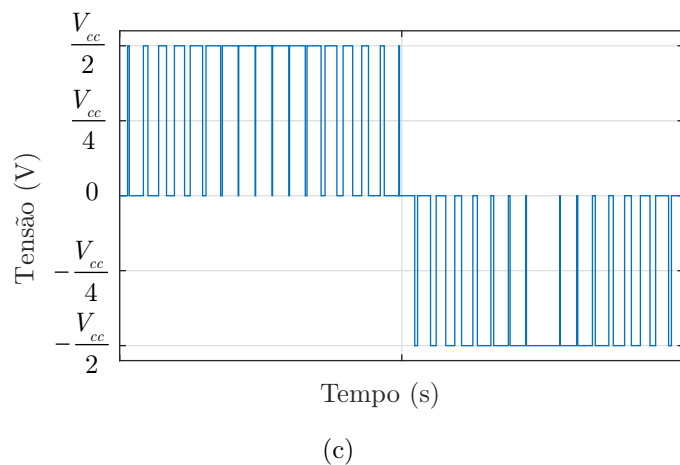
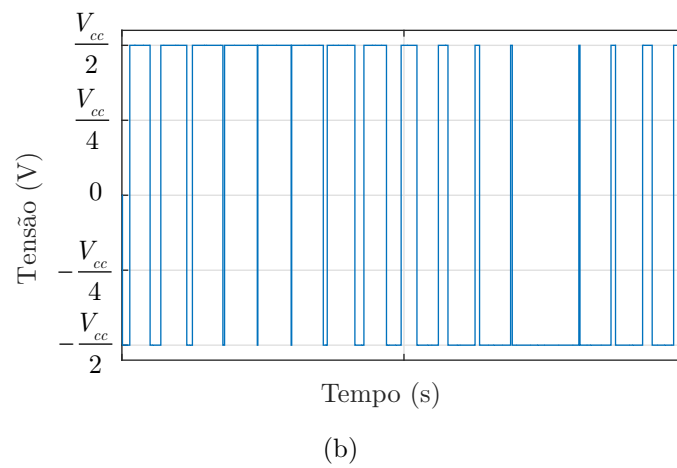
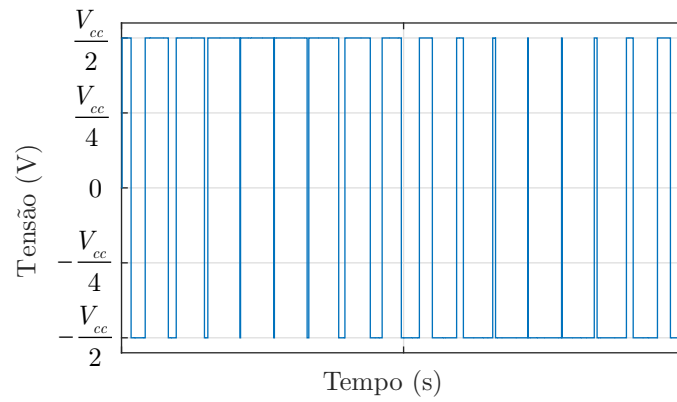
Outra conclusão que pode ser tomada neste instante, é que a corrente circulante é fortemente influenciada pela diferença de potencial aplicada sobre os terminais do indutor acoplado, pois conforme ilustrado pela Figura 2.10(c), a forma de onda da corrente circulante apresenta maior variação em amplitude nos estados em que a senoide da corrente de saída chega ao seu valor de pico, que por sua vez ocorre quando a forma de tensão chega ao seu valor máximo.

O projeto do indutor acoplado é fortemente influenciado pela estratégia de modulação empregada. A densidade de fluxo máxima e as perdas do núcleo são parâmetros importantes para o projeto do indutor. Em (GOHIL et al., 2014) é realizado um estudo que relaciona a corrente circulante com a estratégia de modulação descontínua (do inglês, *Discontinuous Pulse Width Modulation* - DPWM). No método DPWM a forma de onda da modulante é fixada ao valor máximo positivo e/ou negativo durante um período não superior a 120° (COUGO; MEYNARD; GATEAU, 2011). Embora o núcleo seja excitado por dois terços do ciclo fundamental em todos os esquemas, a estratégia DPWM3 resulta nas menores perdas do núcleo no indutor.

Buscando reduzir as ondulações de fluxo em indutores acoplados, Cougo, Meynard e Gateau (2011) apresentam uma análise comparativa entre estratégias de modulação contínuas e descontínuas implementadas por portadoras, resultando em uma nova estratégia que reduz as ondulações do fluxo e diminuem as perdas no ferro do indutor.

Ainda em relação a topologia apresentada na Figura 2.8(a), (COUGO et al., 2012) propõe um sistema composto por três fases. Neste trabalho o objetivo principal dos autores é a adaptação de estratégias de modulação empregadas em conversores em série para conversores com pernas em paralelo, principalmente no que diz respeito a estratégias associadas ao equilíbrio das correntes entre as células de comutação.

Figura 2.9 – Formas de onda de tensão para o conversor 3 níveis (a) tensão v_a (b) tensão v_b (c) tensão de saída.

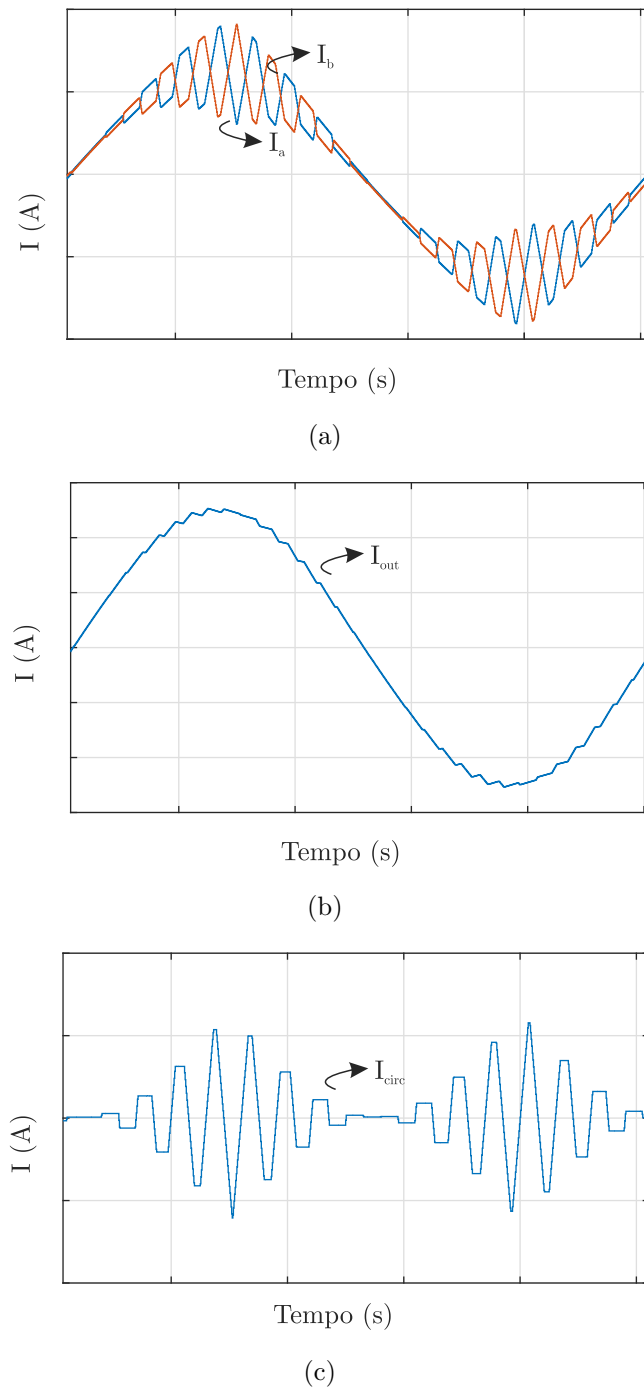


Fonte: Autor.

Já (GOHIL et al., 2014) apresenta como contribuição a comparação entre estratégias de modulação descontínuas DPWM1, DPWM2 e DPWM3 e SV-PWM. Conforme demonstrado pelos autores, a técnica de modulação está intimamente relacionada com

o fluxo produzido no núcleo do indutor acoplado. Como resultado concluiu-se que para índices de modulação maiores que 0,5, as quatro técnicas de modulação descontínua apresentam oscilações de corrente similares, mas para índices de modulação menores as estratégias de modulação descontínuas mostram-se mais eficazes.

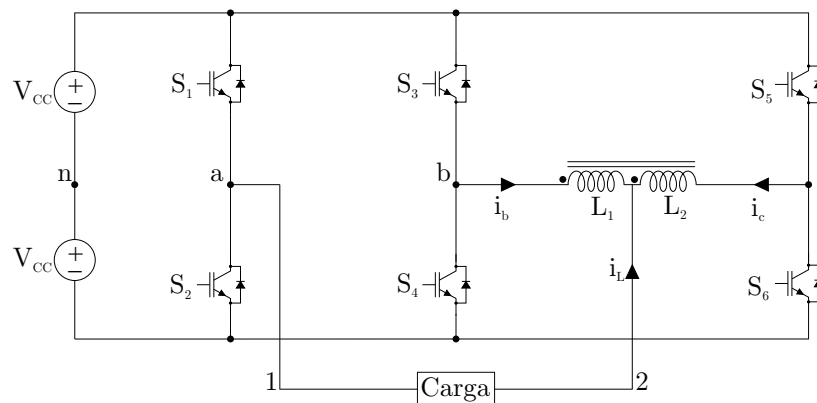
Figura 2.10 – Formas de onda da corrente para o conversor 3 níveis (a) corrente nas pernas do conversor (b) corrente de saída e (c) corrente circulante.



Fonte: Autor.

A partir da estrutura clássica em ponte completa, adicionando mais um par de chaves, Li et al. (2012) apresenta uma topologia cinco níveis ilustrada na Figura 2.11. Neste trabalho duas pernas são acopladas magneticamente e operam em alta frequência, enquanto a terceira perna do conversor opera na frequência da fundamental. Em (ASHAN; MONFARED, 2015) é apresentada a generalização para m níveis. Para a generalização, a saída do indutor acoplado da primeira ponte completa é conectada a um dos terminais de um segundo indutor acoplado, e uma nova perna em meia ponte é conectada ao outro terminal.

Figura 2.11 – Topologia monofásica 5L-ANPC-CI.



Fonte: Adaptado de Li et al. (2012).

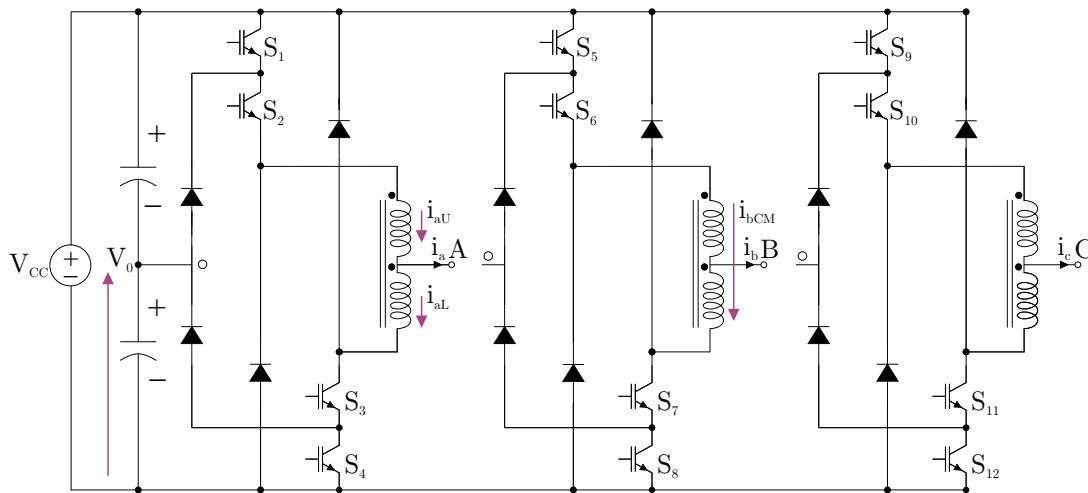
De acordo com Perera (2015) atrasos de comutação e quedas de tensão nos dispositivos ativos e diodos, bem como a adição de tempo morto são fatores que influenciam a corrente circulante. Na topologia apresentada por Salmon, Ewanchuk e Knight (2009) cada perna do conversor é composta por duas chaves e dois diodos. Como vantagem a topologia não necessita de tempo morto para acionamento dos semicondutores, com isso, são eliminadas as não linearidades impostas pelo tempo morto dos interruptores. Em contrapartida, nessa topologia as correntes nos indutores acoplados são unidirecionais e resultam na operação em um quadrante da curva B-H do indutor acoplado.

Ainda em relação a técnica apresentada em (SALMON; EWANCHUK; KNIGHT, 2009), (SILVA, 2015) apresenta um estudo de topologia magneticamente acopladas com número reduzido de componentes substituindo chaves semicondutoras por diodos, reivindicando como vantagens a simplificação das estratégias de modulação, redução de peso e volume e aumento do rendimento. Para validação da proposta o autor discute oito topologias monofásicas, sendo quatro delas já conhecidas na literatura e outras quatro são propostas em função do número reduzido de chaves. Em termos quantitativos o autor afirma que as topologias que utilizaram indutores acoplados obtiveram melhor relação entre o número de níveis em função do número de chaves utilizadas, melhor desempenho harmônico e menores perdas nos semicondutores.

Em (BUENO, 2015) é realizada uma extensão do estudo de topologias com número reduzido de componentes, onde foram demonstradas topologias híbridas assimétricas com acoplamento magnético e saída única. Neste trabalho foram apresentadas técnicas de controle da corrente de saída e circulante para garantir a operação do conversor em modo de condução contínua com número reduzido de chaves. O autor também apresenta os efeitos das diferenças de potencial sobre o indutor acoplado. Além disso, o autor apresenta a análise de uma topologia tratada como inviável devido ao fato que alguns semicondutores não são complementares. Ademais, nesta topologia as chaves são submetidas a vários níveis distintos de tensão de acordo com o estado do conversor e devem ser projetadas para operar na pior situação.

Ainda relacionado a topologias com número reduzido de componentes, Vafakhah, Ewanchuk e Salmon (2011) apresentam uma topologia NPC onde cada perna do conversor é composta por duas chaves e um diodo conforme apresentado na Figura 2.12. A topologia proposta apresenta sete estados de comutação e pode sintetizar cinco níveis distintos por fase. Para os estados P, N e O a corrente circulante permanece constante, já para os estados intermediários é evidenciado o efeito sobre a corrente circulante. Para controle e supressão da corrente circulante é proposta uma estratégia de modulação baseada em portadoras entrelaçadas operando com modulação descontínua de 60° graus.

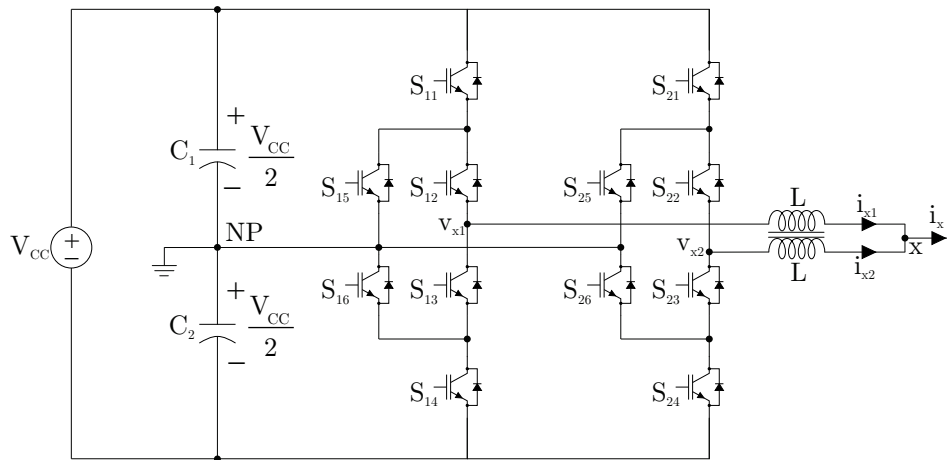
Figura 2.12 – Topologia com ponto neutro grampeado acoplada magneticamente com número reduzido de componentes.



Fonte: Adaptado de Vafakhah, Ewanchuk e Salmon (2011).

Continuando o estudo sobre topologias multiníveis magneticamente acopladas, Konstantinou et al. (2016) apresenta uma configuração cinco níveis, empregando uma topologia três níveis com grampeamento ativo do ponto neutro (do inglês, *Active Neutral-Point-Clamped* - ANPC), com duas pernas em paralelo acopladas magneticamente como exposto pela Figura 2.13. Como estratégia de modulação é empregada a eliminação sele-

Figura 2.13 – Topologia com conexão paralela através de indutores acoplados.



Fonte: Adaptado de Konstantinou et al. (2016).

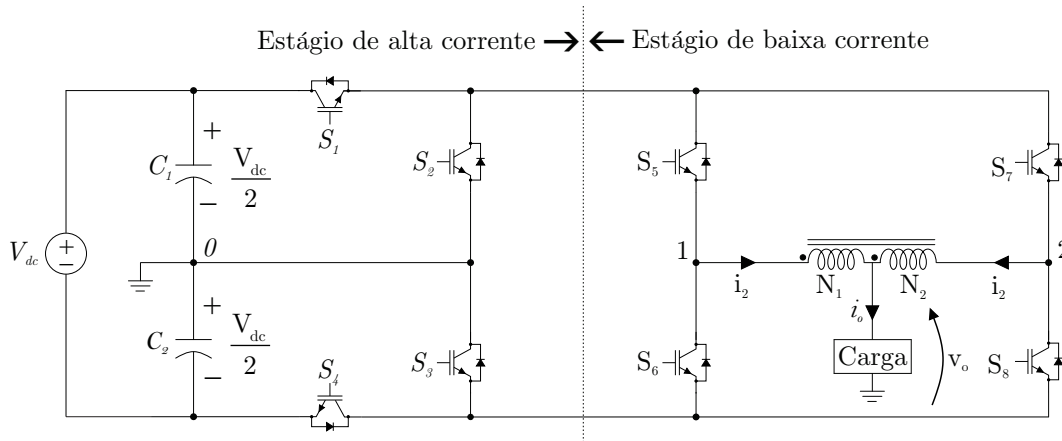
tiva de harmônicas (do inglês, *Selective Harmonic Elimination* - SHE) utilizando-se dos graus de liberdade para sintetizar o número máximo de níveis e minimizar o valor de pico da corrente circulante. A estratégia proposta parte da análise dos estados sintetizados pelo conversor e seus respectivos efeitos sobre a corrente circulante. Para efetuar a redução da corrente circulante são empregados os estados redundantes do conversor. Também conforme apontado pelos autores alguns estados impõem sobre o indutor acoplado a tensão total do barramento, implicando em uma derivada máxima na corrente circulante. Como solução os autores sugerem que estes estados sejam evitados, e substituídos pelas redundâncias.

A estratégia de controle é baseada nos instantes de comutações oriundos da SHE-PWM, da função sinal da corrente circulante e da tensão de referência. Da tensão de referência obtém-se o índice de modulação e o ângulo de referência que permitem selecionar em uma tabela os ângulos para SHE-PWM e através destas informações o modulador gera os sinais de comandos para as chaves do conversor.

Outra topologia derivada do NPC é apresentada em Floricaud, Floricaud e Gateau (2011) e ilustrada na Figura 2.14. Esta topologia pode sintetizar até 5 níveis de saída por fase. Composta por um estágio que gera um barramento CC multinível em tensão, denominado como de célula de alta corrente operando em baixa frequência e duas células meia ponte em paralelo denominados como célula de baixa corrente operando em alta frequência. Na topologia todos os semicondutores são submetidos aos mesmos níveis de tensão.

Em (FLORICAUD; GATEAU; MEYNARD, 2012) também é apresentada a topologia FC acoplada com células unidirecionais. Neste trabalho cada perna do conversor é constituída por um par de chaves e um par de diodos que caracterizam a topologia unidirecional. A conexão de pernas em paralelo magneticamente acopladas também é

Figura 2.14 – Topologia monofásica proposta em Floricau, Floricau e Gateau (2011).



Fonte: Adaptado de Floricau, Floricau e Gateau (2011).

apresentado para topologia FC. Em seu trabalho Llor e Solano (2016) apresentam uma estrutura FC três níveis com pernas em paralelo. Cada perna do conversor sintetiza três níveis distintos, no entanto, o estado zero apresenta redundância. Assim sendo, o conversor apresenta 16 estados entre os terminais do indutor acoplado.

Para que o conversor opere corretamente é imprescindível que as tensões sobre os capacitores flutuantes permaneçam reguladas. Ademais, a corrente circulante também deve ser regulada afim de evitar que o núcleo sature e que o rendimento seja reduzida. Para garantir tais requisitos é proposta uma estratégia de controle por modelo preditivo (do inglês, *Model Predictive Control*- MPC) permitindo determinar a melhor ordem de comutação para otimizar o rastreamento da corrente do conversor.

O controle da corrente circulante é realizado em função da tensão diferencial. Conforme já mencionado a corrente circulante está relacionada com a saturação do núcleo magnético e por essa razão seu valor de referência imposto é zero. Além disso, em caso de transientes é necessária uma ação dinâmica que restabeleça o valor de referência. Assim, dentre os diferentes estados redundantes, o escolhido será aquele que pode levar a corrente diferencial mais próxima de zero ao final do próximo tempo de amostragem.

O algoritmo de controle avaliará em cada tempo de amostragem o sinal do erro desta corrente e escolherá um estado que corrigirá este erro. A corrente diferencial é indiretamente controlada pelo tempo gasto em cada estado, que aumenta ou reduz essa corrente. Outro ponto interessante que pode ser observado é o fato de que alguns estados implicam em derivada de corrente (di/dt) maior em função da diferença de potencial instantânea aplicada. Tais estados apresentam redundâncias e por simplificação não devem ser empregados.

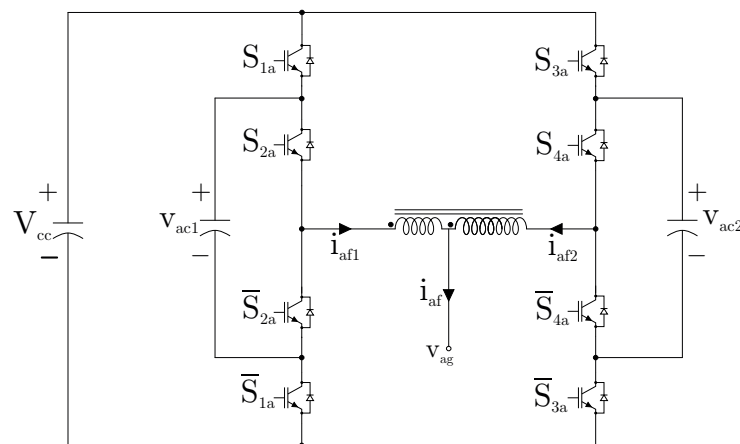
O balanço das tensões nos capacitores flutuantes segue o mesmo princípio que o controle de corrente diferencial com prioridade mais baixa. Assim, quando os estados

que impõem o valor da corrente circulante a sua referência, a seleção do próximo estado será feita de acordo com a evolução de tensão necessária para cada capacitor. A partir dos estados do conversor é evidenciado que em cada intervalo de amostragem, em alguns níveis de tensão intermediária, haverá uma ação apenas em uma tensão do capacitor, o que implica que o segundo capacitor não será controlado naquele instante. Desde que assumido que a dinâmica do capacitor é muito mais lenta se comparada a um período de comutação, esta situação pode ser desprezada.

Ainda em relação a topologia com capacitores flutuantes Xiao, Venayagamoorthy e Corzine (2009) apresentam um filtro ativo trifásico. A Figura 2.15 representa uma fase do conversor proposto. Neste trabalho cada fase do conversor é composta por duas pernas FC três níveis e um indutor acoplado reduzindo os estresses de corrente e tensão sobre os semicondutores. Além disso, os autores reivindicam como vantagem a obtenção de uma topologia sete níveis a partir da estrutura clássica empregando uma relação de espiras de $1/3$ e $2/3$ entre as bobinas do indutor acoplado.

Para topologias em meia ponte, onde as pernas do conversor sintetizam os mesmos níveis de tensão, a obtenção da tensão de saída simétrica, com níveis igualmente espaçados requer a utilização do indutor acoplado com características elétricas e magnéticas idênticas, ou seja, o número de espiras e a autoindutância devem ser exatamente as mesmas, logo $L_x=L_y$ e $N_x=N_y$. Já para topologias que apresentam um número maior de combinações entre as pernas, como a FC é possível obter níveis igualmente espaçados mesmo que o indutor não seja simétrico, pois a relação de espiras realiza novas combinações com os estados redundantes gerados em cada perna, incrementando o número de níveis (XIAO; VENAYAGAMOORTHY; CORZINE, 2009).

Figura 2.15 – Representação de uma fase da topologia 7 níveis proposta por (XIAO; VENAYAGAMOORTHY; CORZINE, 2009).



Fonte: Adaptado de Xiao, Venayagamoorthy e Corzine (2009).

A relação de espiras do indutor acoplado é relacionada com a contribuição de cada perna para a tensão de saída, ou seja, como a relação de espiras é diferente a contribuição de cada perna aplicando o mesmo nível de tensão é distinta e implica na geração de novas combinações, maximizando o número de níveis do conversor. Em contrapartida, a corrente processada por cada perna do conversor é diferente, sendo ponderada pela relação de espiras do indutor acoplado. Neste caso, semicondutores de diferentes especificações podem ser empregados.

Para ter os níveis de tensão corretos, os capacitores flutuantes devem permanecer carregados com metade da tensão do barramento CC (XIAO; VENAYAGAMOORTHY; CORZINE, 2009). Além disso, como a relação de espiras em cada bobina é diferente e a corrente circulante é dada em função da diferença entre a corrente das pernas do conversor é necessário empregar uma técnica para regulação. Conforme apresentado pelos autores estas restrições são satisfeitas facilmente, empregando as redundâncias das pernas do conversor.

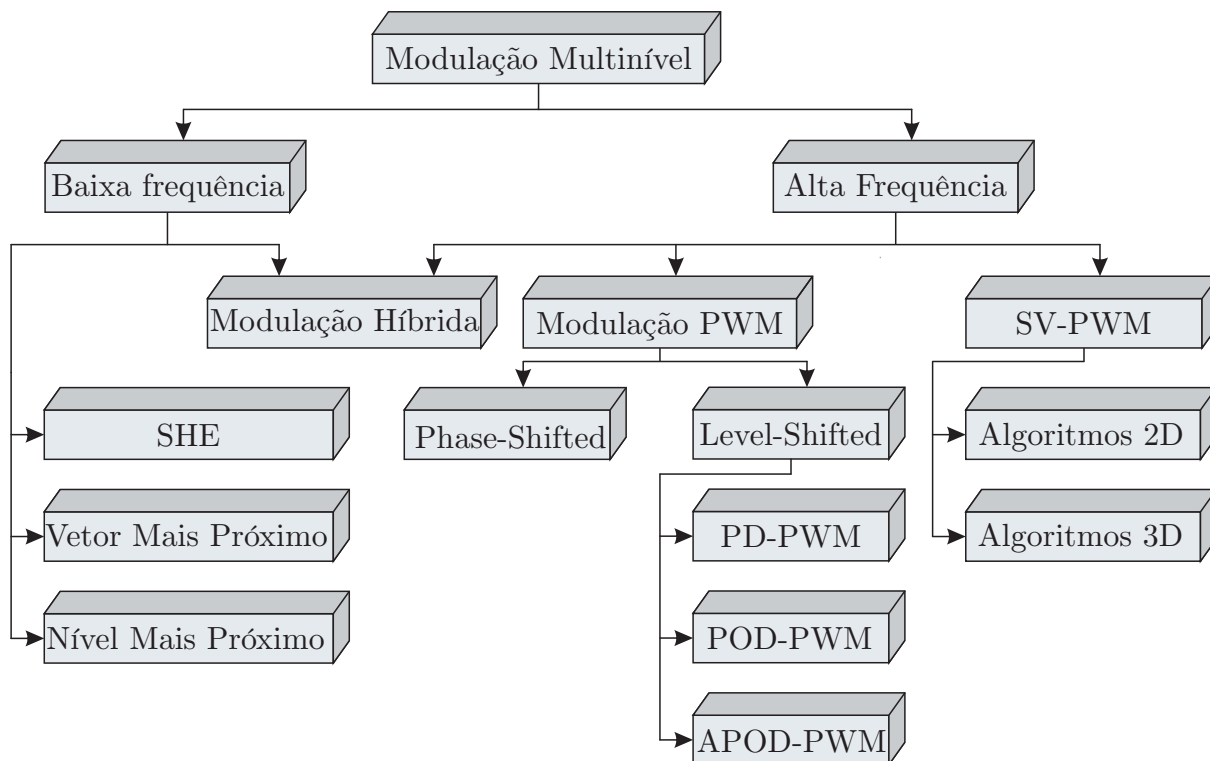
2.5 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PWM PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS

O desenvolvimento de topologias multiníveis trouxe consigo novos desafios para as estratégias de modulação. Por um lado, há a complexidade adicional inerente de ter mais dispositivos eletrônicos de potência para controlar e, por outro, a possibilidade de aproveitar os graus extras de liberdade fornecidos pelos estados de comutação adicionais gerados por essas topologias. Como consequência, um grande número de algoritmos de modulação diferentes foram adaptados ou desenvolvidos dependendo da aplicação e da topologia do conversor, cada um com vantagens e desvantagens únicas (RODRIGUEZ et al., 2009).

No caso da topologia NPC as técnicas buscam equilibrar a tensão, bem como eliminar ondulações de baixa frequência nos capacitores do barramento. Já para a topologia FC um dos principais requisitos é a regulação dos capacitores flutuantes. Além disso, em topologias com pernas em paralelo magneticamente acopladas, a corrente circulante deve ser levada em conta na hora do projeto e concepção da estratégia de controle e modulação, tendo em vista que o projeto do indutor acoplado é fortemente influenciado pela estratégia PWM utilizada (GOHIL et al., 2014). Assim sendo, justifica-se uma revisão das principais técnicas de modulação, buscando identificar as vantagens e pontos onde a flexibilidade permite atingir o maior número de objetivos no conversor.

A Figura 2.16, ilustra as principais técnicas de modulação aplicadas a conversores multiníveis. Nesta seção são discutidas sucintamente apenas duas técnicas, a modulação PWM com portadora e a técnica de modulação SV-PWM.

Figura 2.16 – Estratégias de modulação para conversores multiníveis.

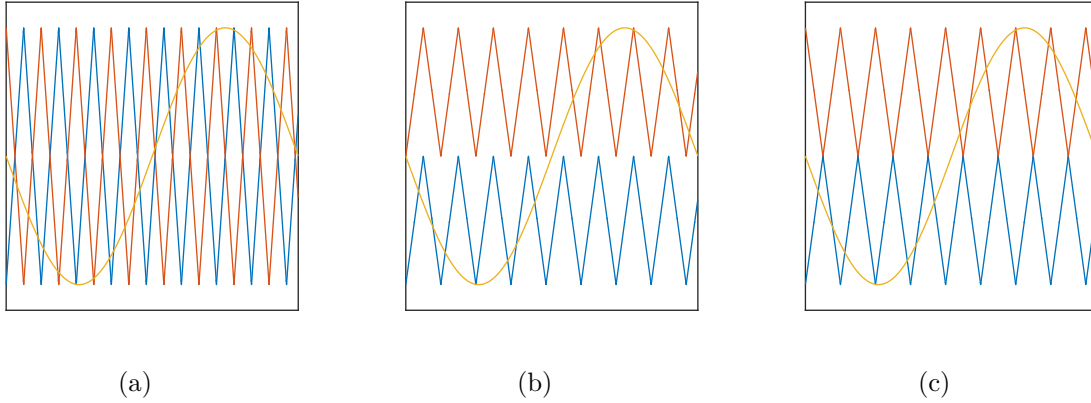


Fonte: Adaptado de Rodriguez et al. (2009).

2.5.1 Modulação Baseada em Portadora

Nas técnicas de modulação baseadas em portadoras, a referência senoidal denominada modulante é comparada com portadoras, geralmente dente de serra ou triangulares e como resultado destas comparações obtêm-se os padrões PWM para geração da tensão de saída. Para topologias multiníveis as estratégias de modulação por portadora mais conhecidas são: Modulação com portadoras deslocadas em fase (do inglês, *Phase-Shift-PS*), conforme ilustra a Figura 2.17(a), modulação com portadoras deslocadas em amplitude (do inglês, *Phase-Disposition-PD*), conforme Figura 2.17(b) e a modulação com portadoras desloca em amplitude e fase (do inglês, *Phase Oposition Disposition-POD*) ilustrado pela Figura 2.17(c). Entre as estratégias apresentas na Figura 2.17, a PS-PWM destaca-se quando aplicado ao conversor FC por possuir os pulsos simétricos, promovendo o balanço natural das tensões dos capacitores flutuantes (MEYNARD; FADEL; AOUDA, 1997).

Figura 2.17 – Modulação de conversores multiníveis baseada em portadora (a) *Phase-Shift-PS* (b) *Phase Disposition-PD* (c) *Phase Oposition Disposition-POD*.



Fonte: Autor.

2.5.2 Modulação *Space Vector* (SV)

A modulação de largura de pulso por vetores espaciais (SV-PWM), atrai muita atenção porque fornece flexibilidade significativa para otimizar formas de onda de comutação e é adequada para implementação em processadores digitais de sinal (DENG et al., 2014). A principal diferença entre esta técnica e a modulação por portadora é que os pulsos PWM são explicitamente posicionados em um período de comutação através de uma sequência de comutação, não dependendo de uma portadora (CARNIELUTTI, 2015).

Em linhas gerais, a modulação SV-PWM consiste em uma sequência de passos para ser implementada, muitas vezes empregando técnicas como a transformada $\alpha\beta 0$ que é um artifício matemático usado para simplificar a análise de circuitos trifásicos. Inicialmente, devem-se escolher os vetores para sintetizar uma dada tensão de referência v_{ref} . Usualmente são escolhidos os dois vetores mais próximos da referência para sistemas monofásicos, ilustrado pela Figura 2.18(a), ou os três mais próximos em sistemas trifásicos conforme apresentado na Figura 2.18(b). Nesta estratégia a tensão v_{ref} é sintetizada através da ponderação da aplicação dos vetores em um período de comutação conforme a Equação 2.15. É importante ressaltar que a soma das razões cíclicas dos vetores mais próximos é sempre igual a unidade, conforme a Equação (2.16).

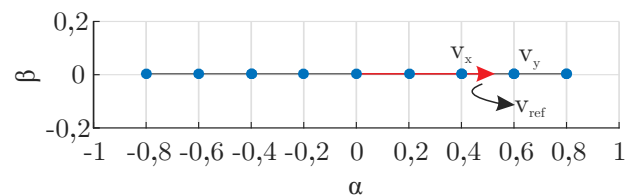
$$\bar{v}_{ref} = (d_x \bar{v}_x + d_y \bar{v}_y + d_z \bar{v}_z) \quad (2.15)$$

$$d_x + d_y + d_z = 1 \quad (2.16)$$

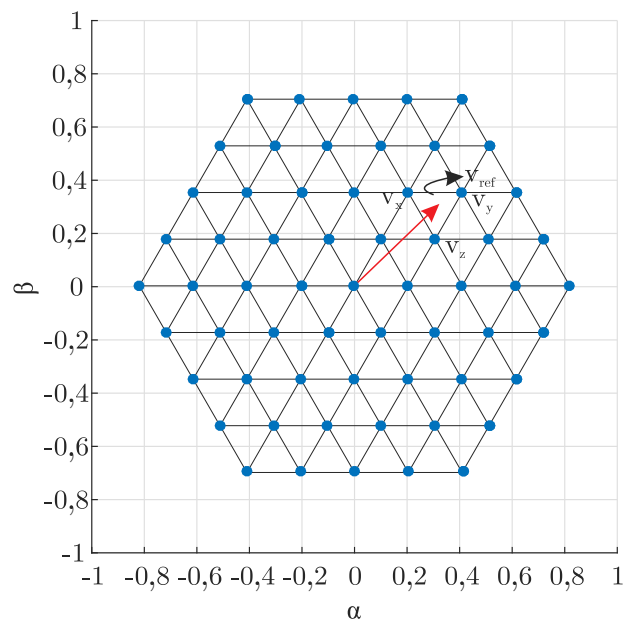
A escolha dos vetores mais próximos tem como principal vantagem a redução da THD de saída. O segundo passo consiste na determinação dos tempos em que os vetores devem ser aplicados, para que a tensão média de saída em um período de comutação possa ser alcançada. O último passo consiste na disposição dos vetores em uma determinada sequência de comutação, visando atender algum objetivo específico.

A possibilidade da escolha de uma sequência de comutação apresenta como vantagem a flexibilidade para atingir determinados objetivos no conversor, além disso, é neste etapa onde os vetores redundantes podem ser empregados para garantir que as especificações possam ser alcançadas.

Figura 2.18 – Diagrama vetorial (a) conversor monofásico (b) conversor trifásico.



(a)



(b)

Fonte: Autor.

No caso de topologias multiníveis, como a FC é possível dispor os vetores em sequências de comutação que efetuem o balanceamento da tensão do capacitor flutuante. A corrente circulante em conversores com pernas em paralelo também pode ser suprimida e controlada através da disposição das sequências de comutação que tenham menor influência sobre a mesma. A possibilidade de eliminar estados indesejados é outro benefício interessante desta estratégia de modulação, já que estados com maiores derivadas da cor-

rente circulante podem ser substituídos por vetores redundantes que apresentam menor diferença de potencial aplicada sobre os terminais do indutor acoplado.

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentadas topologias multiníveis, demonstrando as vantagens do emprego das mesmas como a geração de uma forma de onda de tensão de saída com vários níveis, bem como a redução dos esforços de tensão dos dispositivos semicondutores. Essas topologias são bastante interessantes em aplicações assimétricas, visto que o emprego de diferentes níveis de tensão pode aumentar o número de níveis, diminuindo significativamente a distorção da tensão de saída. Também investigou na literatura, topologias com pernas em paralelo apontando como principal vantagem a redução dos esforços de corrente sobre os dispositivos.

Ainda foi realizada uma revisão bibliográfica relacionada a topologias multiníveis magneticamente acopladas com pernas em paralelo investigadas na literatura, apresentando topologias, estratégias de modulação e análises já realizadas, justificando e fundamentando a importância do estudo realizado nesta dissertação de mestrado. Em seguida, as principais estratégias de modulação foram apresentadas.

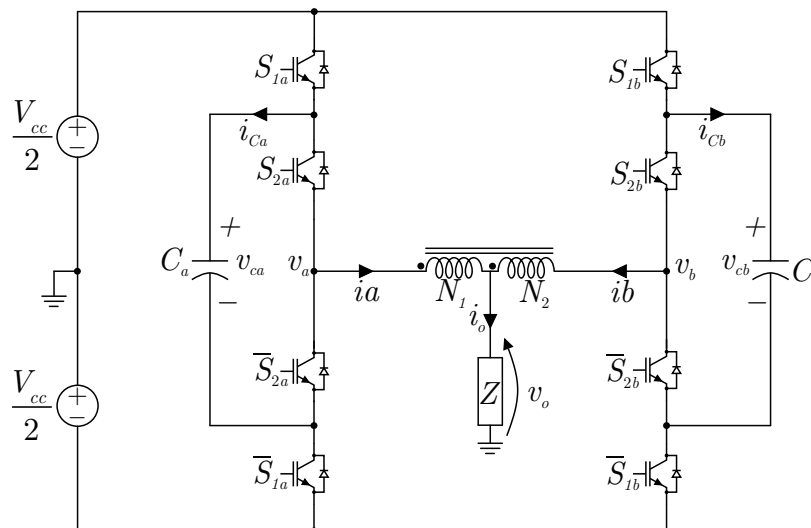
3 CONVERSOR MULTINÍVEL COM CAPACITORES FLUTUANTES E PERNAS MAGNETICAMENTE ACOPLADAS

Neste capítulo é apresentada a topologia sob estudo. Ainda serão apresentadas as combinações obtidas para diferentes relações de espiras do indutor acoplado e tensões sobre os capacitores flutuantes, utilizando como critério principal para escolha, combinações com níveis igualmente espaçados. Os sistemas de controle para regulação das tensões dos capacitores flutuantes por meio da modulação SVPWM, utilizando as redundâncias dos vetores como grau de liberdade também serão descritos, bem como a estratégia de controle para as correntes circulantes.

3.1 APRESENTAÇÃO DA TOPOLOGIA

A Figura 3.1 apresenta a topologia multinível com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas que será objetivo do estudo neste trabalho. É importante observar que os termos S e \bar{S} denotam operação complementar das chaves semicondutoras e tem como objetivo evitar curto-circuitos nas pernas do conversor. Analisando inicialmente, cada perna do conversor pode-se inferir que as mesmas são constituídas de quatro chaves semicondutoras $S_{1x}, S_{2x}, \bar{S}_{1x}$ e \bar{S}_{2x} onde $x = \{a, b\}$.

Figura 3.1 – Topologia multinível com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas.



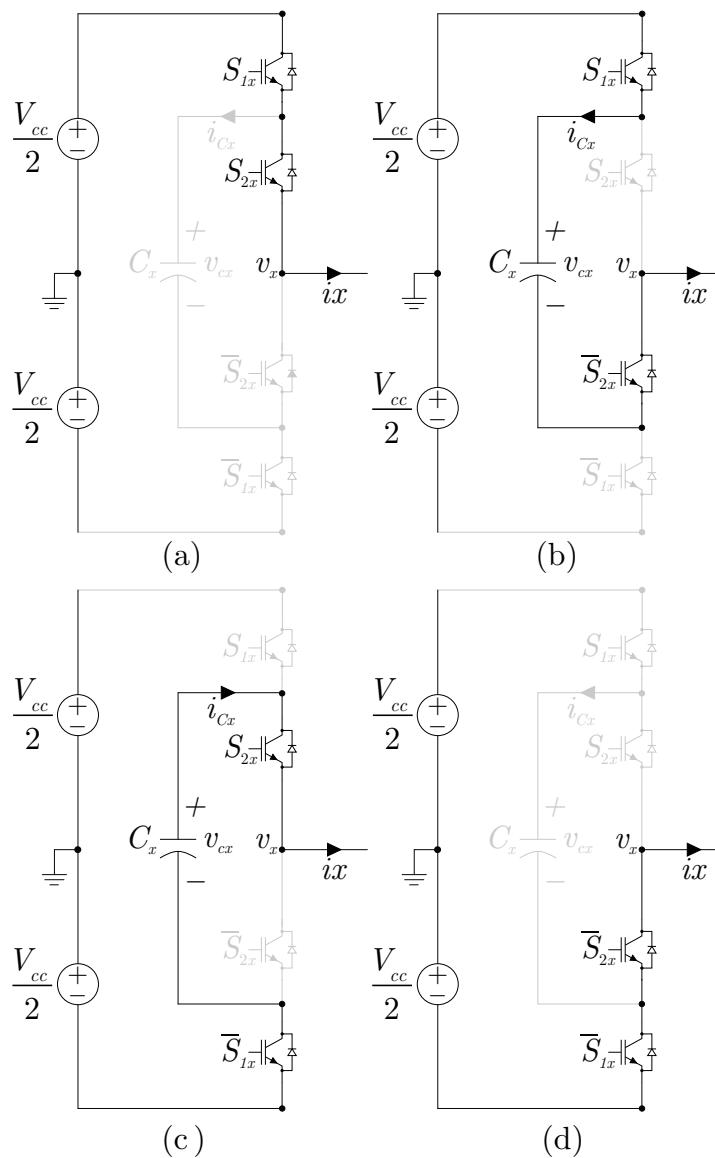
Fonte: Autor

De acordo com a restrição adotada acima cada perna do conversor pode sintetizar até 4 estados, conforme ilustrado na Figura 3.2. Considerando que a tensão total do barramento V_{cc} é igual a 1 pu, é possível determinar a tensão v_x para cada estado do

conversor. No estado 1 as chaves S_{1x} e S_{2x} estão conduzindo e a tensão v_x é igual a 0,5 pu. No estado 2 as chaves S_{1x} e \bar{S}_{2x} conduzem e a tensão de v_x é igual a metade da tensão do barramento subtraída a tensão do capacitor C_x . Na terceira etapa as chaves \bar{S}_{1x} e S_{2x} estão conduzindo e a tensão é dada pela metade da tensão do barramento com polaridade inversa, somada a tensão do capacitor. E, finalmente no estado 4 as chaves \bar{S}_{1x} e \bar{S}_{2x} estão em condução e a tensão v_x é igual a -0,5 pu. Os estados ainda podem ser equacionados de acordo com

$$v_x = \{-0,5, (-0,5 + v_{cx}), (0,5 - v_{cx}), 0,5\}, \quad x = \{a, b\} \quad (3.1)$$

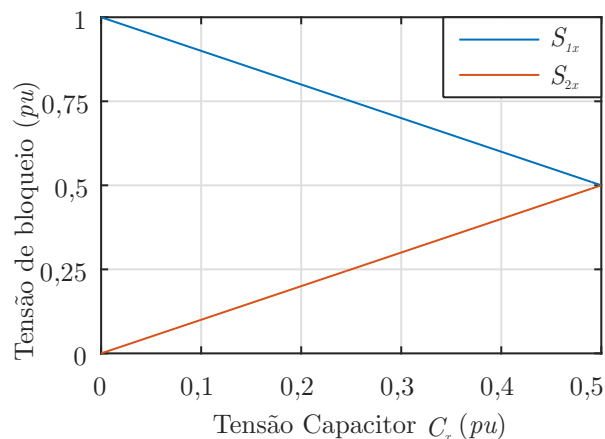
Figura 3.2 – Estados de comutação para cada perna do conversor (a) estado 1 (b) estado 2 (c) estado 3 e (d) estado 4.



Aqui é importante ressaltar que quando a tensão de C_x é igual a 0,5 pu, existe redundância na fase, ou seja, $v_x = 0$ para dois estados de comutação ($S_{1x} = 1$ e $S_{2x} = 0$ ou $S_{1x} = 0$ e $S_{2x} = 1$) e o controle da tensão do capacitor pode ser realizado utilizando este grau de liberdade. Além disso, nos estados 2 e 3 o capacitor está conectado em série com a carga, e sua tensão tende a divergir do valor nominal de acordo com o módulo e o sentido da corrente que circula sobre o mesmo, que por sua vez depende do índice de modulação de amplitude m_a e do fator de potência da carga.

Outro detalhe que deve ser levado em conta ao utilizar valores de tensão diferentes de v_{cx} é que as tensões de bloqueio dos semicondutores serão distintas. Para a topologia simétrica todas as chaves são submetidas às mesmas tensões de bloqueio, contudo para valores diferentes de v_{cx} as chaves são submetidas a níveis distintos de tensão. A Figura 3.3 demonstra as tensões às quais as chaves S_{1x} e S_{2x} são submetidas em função da tensão do capacitor flutuante evidenciando as diferenças para conversores assimétricos.

Figura 3.3 – Tensão de bloqueio das chaves S_{1x} e S_{2x} em função da tensão no capacitor de grameamento C_x .



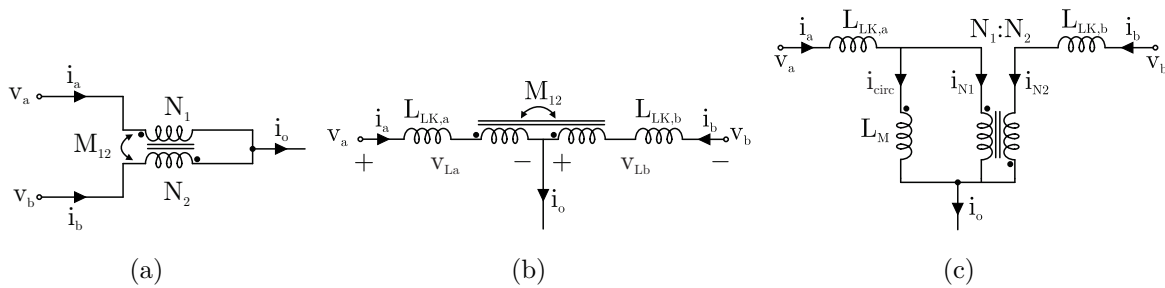
Fonte: Autor

3.2 MODELO EQUIVALENTE DO INDUTOR ACOPLADO

Na seção 2.3 foram apresentadas as equações que regem a operação do indutor acoplado quando adota-se a hipótese que as autoindutâncias e o número de espiras das bobinas são idênticas. Contudo, em Xiao, Venayagamoorthy e Corzine (2009) é evidenciado que a utilização de relação de espiras e autoindutâncias diferentes permite que o número de níveis que o conversor pode sintetizar seja elevado. A análise para as correntes e tensões é apresentada somente para o caso onde a relação de espiras utilizado é de 33%, não apresentando uma análise para os demais casos.

A dedução do comportamento das correntes e tensões no indutor são importantes para a análise do impacto da estratégia de modulação sobre as correntes circulantes. Neste sentido, a generalização para qualquer relação de espiras é apresentada neste trabalho. Em (BOILLAT; KOLAR, 2012) é apresentado um modelo equivalente do indutor acoplado baseado na representação de um transformador ideal com relação de espiras $N_1 : N_2$ e as indutâncias de dispersão em série e a indutância de magnetização refletida ao primário conforme ilustrado na Figura 3.4. Destes circuitos derivam-se as equações que descrevem o comportamento do indutor acoplado.

Figura 3.4 – Decomposição dos circuitos do indutor acoplado (a) modelo simplificado (b) indutância de dispersão e mutua (c) circuito equivalente ao transformador.



Fonte: Adaptado de Boillat e Kolar (2012).

Inicialmente, considerando que a tensão de saída possa ser determinada pela soma da tensão sobre o enrolamento e a tensão aplicada ao terminal v_b , tem-se que

$$v_o = v_b + v_{Lb} \quad (3.2)$$

e sabendo que a tensão sobre o enrolamento v_{Lb} pode ser obtida por meio de um divisor de tensão, tal que

$$v_{Lb} = \frac{N_2}{N_1 + N_2}(v_a - v_b) \quad (3.3)$$

é possível definir a equação para o cálculo das contribuições de tensão por cada perna de maneira generalizada para qualquer relação de espiras através de

$$v_o = \frac{v_a N_2 + v_b N_1}{N_1 + N_2} \quad (3.4)$$

Da equação (3.4) obtém-se que a tensão de saída é determinada pelas tensões sintetizadas pelas pernas do conversor. Quando a relação de espiras é simétrica, ou seja, $N_1 = N_2 = 0,5$, tem-se o caso particular onde cada polo contribui com metade da tensão de saída. Entretanto, quando o indutor não é simétrico, cada polo contribui com um valor distinto de tensão, para uma mesma tensão aplicada aos polos. Diante disso, pode-se atribuir a esta equação que apresenta o efeito de soma ponderada das tensões sintetizadas por cada perna, a origem de novas combinações entre as tensões de polo, originando novas

configurações, capazes de sintetizar níveis adicionais. A Tabela 3.1 apresenta de forma generalizada as dezesseis combinações entre as pernas do conversor em função das tensões nos capacitores flutuantes e relações de espiras.

Tabela 3.1 – Estados de saída do conversor em função das tensões sobre os capacitores flutuantes e a da relação de espiras normalizados.

$v_a N_2$ (pu)	$v_b N_1$ (pu)	v_o (pu)
$0,5N_2$	$0,5N_1$	$0,5(N_1+N_2)$
$0,5N_2$	$(0,5-v_{cb})N_1$	$0,5(N_1+N_2)-(v_{cb}N_1)$
$0,5N_2$	$(-0,5+v_{cb})N_1$	$0,5(N_2-N_1)+(v_{cb}N_1)$
$0,5N_2$	$-0,5N_1$	$0,5(N_2-N_1)$
$(0,5-v_{ca})N_2$	$0,5N_1$	$0,5(N_1+N_2)-(v_{ca}N_2)$
$(0,5-v_{ca})N_2$	$(0,5-v_{cb})N_1$	$0,5(N_1+N_2)-(v_{ca}N_2)-(v_{cb}N_1)$
$(0,5-v_{ca})N_2$	$(-0,5+v_{cb})N_1$	$0,5(N_2-N_1)-(v_{ca}N_2)+(v_{cb}N_1)$
$(0,5-v_{ca})N_2$	$-0,5N_1$	$0,5(N_2-N_1)-(v_{ca}N_2)$
$(-0,5+v_{ca})N_2$	$0,5N_1$	$0,5(N_1-N_2)+(v_{ca}N_2)$
$(-0,5+v_{ca})N_2$	$(0,5-v_{cb})N_1$	$0,5(N_1-N_2)+(v_{ca}N_2)-(v_{cb}N_1)$
$(-0,5+v_{ca})N_2$	$(-0,5+v_{cb})N_1$	$-0,5(N_1+N_2)+(v_{ca}N_2)+(v_{cb}N_1)$
$(-0,5+v_{ca})N_2$	$-0,5N_1$	$-0,5(N_1+N_2)+(v_{ca}N_2)$
$-0,5N_2$	$0,5N_1$	$0,5(N_1-N_2)$
$-0,5N_2$	$(0,5-v_{cb})N_1$	$0,5(N_1-N_2)-(v_{cb}N_1)$
$-0,5N_2$	$(-0,5+v_{cb})N_1$	$-0,5(N_1+N_2)+(v_{cb}N_1)$
$-0,5N_2$	$-0,5N_1$	$-0,5(N_1+N_2)$

Em relação as correntes do conversor sabe-se que cada perna contribui com uma parcela da corrente de saída e a corrente circulante. A contribuição da corrente de saída por cada perna está associada à relação de espiras do indutor acoplado e a contribuição de cada perna pode ser determinada aplicando um divisor de corrente, assim

$$i_a = i_o \frac{N_2}{N_1 + N_2} + i_{circ} \quad (3.5)$$

$$i_b = i_o \frac{N_1}{N_1 + N_2} - i_{circ} \quad (3.6)$$

de onde evidencia-se que a corrente circulante apresenta efeito sobre as correntes nas pernas do conversor. A corrente de saída pode ser obtida simplesmente somando a contribuição de corrente de cada perna do conversor.

$$i_o = i_a + i_b \quad (3.7)$$

3.3 ANÁLISE DAS COMBINAÇÕES OBTIDAS

A partir da Tabela 3.1, a obtenção de m níveis é dada através da utilização de diferentes tensões sobre os capacitores flutuantes e/ou da relação de espiras do indutor acoplado. De acordo com a tabela, é possível observar que a menor variação nas assimetrias permite que uma nova configuração seja obtida. Para limitar o número de combinações alguns critérios de escolha foram adotados, sendo que foram estudadas apenas as topologias que se enquadrem nas seguintes especificações:

- níveis igualmente espaçados;
- possibilidade de sintetizar o nível zero;

Para encontrar todas as combinações que satisfizessem estas condições uma rotina de varredura com passo de 1 % da relação de espiras e da tensão dos capacitores flutuantes foi implementada e como resultado as combinações apresentadas na Tabela 3.2 foram encontradas. Para validação das combinações encontradas uma rotina com interface gráfica do utilizador (do inglês, *graphical user interface* - GUI) foi implementada em Matlab. A rotina da GUI permite que a variação das tensões e da relação de espiras sejam feitas de forma interativa e como resultado são apresentados os vetores da tensão de saída e o diagrama vetorial.

A varredura foi realizada com passos de 1 % até onde o número de espiras das bobinas do indutor acoplado são iguais. A partir deste ponto, a varredura resultaria em combinações simétricas as encontradas e que por questões computacionais como tempo de execução da rotina, não foram realizadas. Conforme esperado, a topologia de cinco níveis é obtida de uma única maneira, onde as duas pernas do conversor são simétricas e a relação de espiras é igual. Como vantagem, nessa combinação, todos os semicondutores operam com os mesmos níveis de tensão e corrente.

Além disso, outro fato que deve ser ressaltado agora está relacionado com a regulação da tensão do capacitor flutuante. Sempre que a perna do conversor for simétrica o mesmo apresentará redundância para sintetizar o nível zero, permitindo que a tensão do respectivo capacitor seja controlada em um período de comutação, resultando em valores menores de capacitância, pois não apresenta oscilações em baixa frequência (SACCOL, 2019).

Tabela 3.2 – Combinações obtidas em função das tensões e relações de espiras.

<i>Níveis</i>	v_{C_a}	v_{C_b}	N
5	0,5	0,5	0,5
7	0,25	0,5	0,33
7	0,5	0,5	0,33
7	0,335	0,335	0,5
9	0,335	0,5	0,25
9	0,5	0,5	0,25
9	0,205	0,335	0,37
9	0,4	0,33	0,37
9	0,25	0,25	0,5
9	0,25	0,5	0,5
11	0,375	0,5	0,2
11	0,285	0,335	0,3
11	0,425	0,335	0,3
11	0,165	0,25	0,4
11	0,165	0,5	0,4
11	0,335	0,25	0,4
11	0,2	0,4	0,5
13	0,335	0,335	0,25
13	0,445	0,335	0,25
13	0,25	0,25	0,33
13	0,14	0,4	0,42
13	0,285	0,2	0,42
13	0,165	0,335	0,5
15	0,22	0,2	0,36
15	0,125	0,335	0,43

Também foram encontradas três combinações que geram sete níveis na saída. A primeira combinação é obtida empregando a relação de espiras em 33 %, uma perna três

níveis e uma perna quatro níveis, sendo que a tensão sobre o capacitor flutuante pode variar de acordo com a relação de espiras e a própria tensão do capacitor da outra perna. Assim já fica implícito que os dispositivos semicondutores das pernas vão operar com níveis de tensão e corrente distintos. No segundo caso, ambas as pernas do conversor operam de forma simétrica, mas a relação de espiras é definida em 33 % (esta combinação foi estudada em (XIAO; VENAYAGAMOORTHY; CORZINE, 2009)). A terceira combinação de sete níveis é concebida empregando pernas quatro níveis e a relação de espiras idêntica. Nesta combinação, os semicondutores são submetidos a diferentes níveis de tensão, mas a corrente processada por cada perna do conversor é idêntica.

Para nove níveis foram encontradas seis combinações. Dessas combinações é possível identificar uma combinação que trabalha com pernas simétricas e a relação de espiras em 25 % destacando-se pelo fato de que os capacitores flutuantes sempre podem ser regulados em um período de comutação para qualquer índice de modulação em amplitude ou fator de potência. Outra combinação interessante é a que apresenta relação de espiras iguais e apenas uma perna operando de forma assimétrica. Ainda existem combinações que apresentam pernas assimétricas e relações de espiras diferentes.

No caso das combinações onze níveis, foram encontradas sete possibilidades, sendo que apenas em uma possibilidade as correntes processadas pelas pernas do conversor são iguais. Já para o caso dos capacitores flutuantes em apenas duas combinações pelo menos uma perna opera de forma simétrica. As demais combinações apresentam relação de espiras diferentes entre as bobinas do indutor acoplado e tensões diferentes sobre os capacitores flutuantes.

Ainda foram encontradas seis combinações de treze níveis e duas com quinze níveis. Teoricamente estas combinações poderiam ser implementadas. Contudo, como o conversor pode sintetizar apenas dezesseis estados entre as pernas, e como treze níveis são distintos, apenas dois vetores vão apresentar redundâncias. Como os requisitos de operação do conversor são determinados pelo controle das tensões sobre os capacitores flutuantes e da corrente circulante seria interessante que pelo menos três vetores distintos apresentassem redundância para que cada variável de interesse fosse controlada durante o tempo total de utilização do respectivo vetor. Para um número menor de vetores que apresentam redundâncias também é possível efetuar a regulação, mas a região de operação tende a diminuir em vista do tempo de utilização do vetor para atingir o determinado objetivo.

3.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O CAPACITOR FLUTUANTE

Para que o conversor opere de forma correta é imprescindível que as tensões nos capacitores flutuantes permaneçam reguladas em seus valores nominais. Em topologias simétricas o emprego da modulação PS-PWM garante que as comutações sejam distribuí-

das, assegurando assim que as tensões dos capacitores permaneçam reguladas. Contudo, em estruturas assimétricas, que apresentam quatro níveis, a regulação não é obtida naturalmente e depende dos estados utilizados bem como das razões cíclicas dos vetores empregados.

Neste caso, estratégias de modulação e controle devem ser empregadas para assegurar que as tensões permanecem reguladas em seus valores nominais. A utilização da modulação SV-PWM apresenta algumas vantagens interessantes, pois a grande flexibilidade no emprego das redundâncias é utilizada como grau de liberdade para atingir objetivos específicos como reduzir o número de comutações, redução de THD ou regulação de tensões e correntes de interesse no conversor (CARNIELUTTI, 2015). Para a topologia proposta, a modulação SV-PWM permite utilizar as redundâncias como grau de liberdade para efetuar a regulação das tensões dos capacitores flutuantes, sem comprometer a forma de onda da tensão de saída. A estratégia de controle utilizada aqui é baseada na análise do diagrama vetorial do conversor buscando identificar as redundâncias e como elas podem ser empregadas para efetuar a regulação.

Considere que a tensão de referência normalizada V_{ref} é dada por

$$V_{ref}(\omega t) = 0,5m_a \text{sen}(\omega t) \quad (3.8)$$

onde m_a é o índice de modulação em amplitude. A Figura 3.5 ilustra um diagrama vetorial de um conversor monofásico para m níveis. Considerando que a referência V_{ref} encontre-se em um determinado setor, a tensão média de saída em um período de comutação pode ser sintetizada utilizando os vetores mais próximos v_x e v_y , tal que

$$\bar{v}_o = V_{ref} = d_x v_x + d_y v_y \quad (3.9)$$

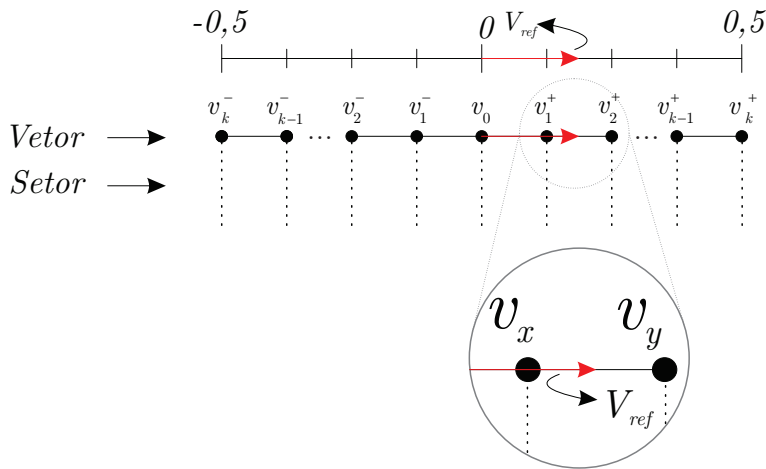
onde d_x e d_y são as razões cíclicas dos vetores v_x e v_y respectivamente. É importante observar que a soma das razões cíclicas deve ser unitária. Generalizando, as razões cíclicas podem ser determinadas por

$$\begin{bmatrix} d_x \\ d_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_x & v_y \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{ref} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

onde v_x e v_y são os vetores mais próximos.

Mesmo que não apresentassem redundância, o simples emprego dos dois vetores mais próximos da referência já garantiria um bom desempenho harmônico do conversor. No entanto, os demais requisitos de operação como a regulação da tensão dos capacitores flutuantes e da corrente circulante precisam ser atingidos. Assim nesta dissertação adotou-se a hipótese que todos os vetores poderiam ser implementados, ou seja, em cada setor os dois vetores mais próximos e suas redundâncias poderiam ser utilizados se caso fosse

Figura 3.5 – Diagrama vetorial para um conversor monofásico com m níveis.



Fonte: Autor.

necessário. Esta hipótese garante o bom desempenho harmônico e o controle das demais variáveis do conversor, mas em contrapartida penaliza o número de comutações.

A partir da hipótese adotada acima, o processo de implementação dos vetores do conversor é realizado para sintetizar a fundamental de saída, e garantir a regulação das demais variáveis de interesse. Assim, o primeiro passo é realizar a análise dos vetores do conversor analisando os efeitos de cada vetor nas variáveis de interesse. Neste trabalho assume-se ainda que os vetores que apresentam redundâncias com contribuições opostas para atingir um determinado objetivo são denominados como “vetores controláveis” e os que não apresentam redundâncias ou possuem redundância com contribuição igual serão denominados “vetores não-controláveis”.

Considerando inicialmente a utilização de um vetor que não possui redundância, ou seja, não controlável, e que o mesmo implica na circulação de corrente sobre o capacitor flutuante, o valor médio da corrente neste capacitor em um período de comutação poder ser determinado através de

$$\overline{i_{Cx}} = i_x d_y \quad (3.11)$$

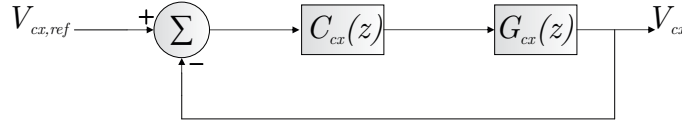
onde $x = \{a, b\}$ refere-se a perna do conversor e d_y a razão cíclica do vetor que está sendo aplicado. Neste caso, não é possível realizar a ponderação da corrente sobre o capacitor, fazendo com que sua tensão divirja do valor de referência.

Agora, considerando que a referência esteja situada em um vetor controlável e que este vetor implique na circulação de corrente sobre o capacitor, é possível realizar o controle da tensão no capacitor empregando uma variável de controle δ , tal que

$$\overline{i_{Cx}} = |i_x| d_y \delta \quad -1 \leq \delta \leq 1 \quad (3.12)$$

Desta forma para garantir a regulação é proposto um sistema em malha fechada ilustrado pela Figura 3.6. Neste diagrama a tensão medida do capacitor C_x é subtraída do seu valor de referência, gerando assim um sinal de erro que passa por um compensador que calcula a ação de controle δ_x que irá atuar sobre a planta para regulação da tensão sobre o capacitor flutuante.

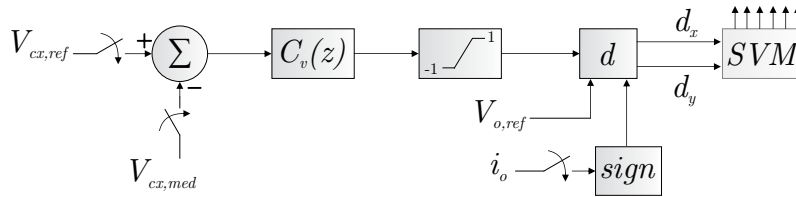
Figura 3.6 – Estrutura de controle para tensões sobre os capacitores flutuantes simplificada.



Fonte: Autor

A análise da estrutura de controle pode ser melhor compreendida verificando o diagrama derivado da Figura 3.6 e ilustrado na Figura 3.7. O bloco $C_v(Z)$ é o bloco que representa o compensador, posteriormente tem-se o bloco responsável pela saturação da ação de controle e finalmente no bloco d são calculadas as razões cíclicas dos vetores. Neste caso, a saída do compensador não é de fato a razão cíclica do vetor em questão, mas sim um sinal que pondera a utilização dos diferentes estados redundantes de um mesmo vetor em função da variável de controle δ conforme apresentado pela equação (3.12), e o sentido da corrente que circula sobre o capacitor flutuante (SACCOL et al., 2018).

Figura 3.7 – Estrutura de controle para tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: Autor

3.5 OBTENÇÃO DO MODELO DA TENSÃO NO CAPACITOR

Para realizar o projeto dos compensadores de tensão para os capacitores flutuantes é necessário conhecer o modelo dinâmico do conversor que pode ser obtido conforme apresentado em Moritz e Batschauer (2017). A corrente que circula pelo capacitor é determinada pela taxa de variação da tensão em um determinado período e pode ser determinada por

$$i_{Cx}(t) = C_x \frac{dV_{Cx}}{dt}, \quad x = \{a, b\} \quad (3.13)$$

ou ainda empregando a transformada de Laplace pode-se descrever a Equação (3.13) no domínio da frequência, tal que

$$i_{C_x}(s) = sC_x v_{cx}(s), \quad x = \{a, b\} \quad (3.14)$$

onde i_{cx} e v_{cx} são respectivamente a corrente e a tensão sobre o capacitor. Ainda é possível igualar (3.14) e (3.12) e como resultado obtém-se o modelo dinâmico

$$sC_x v_{cx}(s) = i_x d_x \delta, \quad x = \{a, b\} \quad (3.15)$$

Assim, considerando $\delta = 1$, que resulta no máximo ganho para as plantas que devem ser controladas, a função de transferência $Gv_{cx}(s)$ é obtida através de

$$Gv_{cx}(s) = \frac{v_{cx}}{d} = \frac{i_x}{sC_x}, \quad x = \{a, b\} \quad (3.16)$$

3.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA CORRENTE CIRCULANTE

Para que as topologias com indutores acoplados e pernas em paralelo possam operar de forma satisfatória, os estados de comutação que apresentam baixas oscilações de correntes nos enrolamentos do mesmo devem ser escolhidos (VAFAKHAH; SALMON; KNIGHT, 2010b). Conforme apresentado a corrente circulante não contribui com a corrente de saída, além de aumentar as especificações de corrente dos componentes e reduzir o rendimento do conversor. Além disso, se não controlada, a corrente circulante pode levar à saturação do núcleo magnético. Neste sentido é necessário investigar o efeito da corrente circulante e aplicar uma estratégia de regulação e mitigação da mesma.

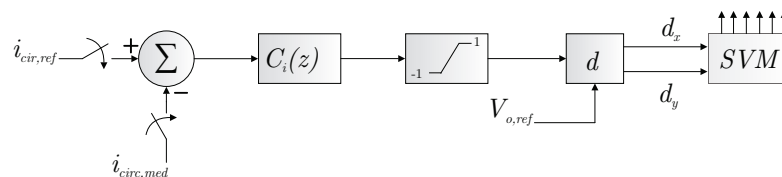
Conforme mostrado na Figura 3.1 o indutor acoplado é submetido a diferentes níveis de tensão de acordo com a referência imposta, ou seja, se cada perna do conversor pode sintetizar até quatro níveis o mesmo pode ser submetido a 16 diferentes estados entre seus terminais v_a e v_b . Em resumo, cada estado contribui de maneira distinta sobre a corrente circulante e durante um período da fundamental vários estados são aplicados aos terminais do indutor. A corrente circulante por sua vez é dependente destas diferenças de potencial aplicadas sobre os terminais e da indutância de magnetização. Tal que o primeiro passo para a regulação da corrente circulante é realizar a análise do impacto das 16 combinações sobre os terminais do indutor.

Utilizando técnicas de modulação por portadora os estados de comutação são determinados pela comparação da portadora com uma referência, neste caso, o controle da corrente circulante deve ser realizado através da soma de um sinal de controle a referência. Por sua vez, a SV-PWM apresenta algumas vantagens se comparada à modulação por portadoras, visto que os estados de comutação podem ser escolhidos e dispostos em

uma sequência que permite atingir determinados objetivos. Neste contexto, a modulação SV-PWM apresenta características interessantes para o controle e mitigação da corrente circulante, pois a mesma apresenta flexibilidade na utilização dos vetores e suas redundâncias (VAFAKHAH; SALMON; KNIGHT, 2010a; VAFAKHAH; SALMON; KNIGHT, 2010b; KANIESKI et al., 2013).

Neste trabalho a estratégia de controle da corrente circulante é baseada na utilização da modulação SV-PWM, empregando os estados redundantes para manter a corrente circulante com valor médio zero, mesmo que seja em um período da rede, neste sentido, uma variável de controle é empregada. A estrutura de controle é ilustrada na Figura 3.8, onde o valor medido da corrente circulante é subtraído do valor de referência gerando um sinal de erro que passa por um compensador e resulta em uma variável de controle que é responsável por ponderar a utilização dos vetores que apresentam efeito sobre a corrente circulante, escolhendo utilizar por mais tempo o estado que tende a fazer com que a mesma permaneça mais próxima de zero.

Figura 3.8 – Estrutura de controle da corrente circulante.



Fonte: Autor

É importante destacar que tanto a estrutura de controle da tensão sobre o capacitor flutuante ilustrada na Figura 3.7 como a estrutura de controle da corrente circulante ilustrada pela Figura 3.8 apresentam um bloco d onde são determinadas as razões cíclicas. Contudo, não existe acoplamento entre as malhas mesmo que ambas atuem sobre a mesma variável, pois as ações de controle atuam em vetores diferentes. Em outras palavras a ação de controle responsável pelo balanço da tensão do capacitor flutuante atua na determinação da razão cíclica de um determinado vetor, mas a ação de controle da corrente circulante não atua sobre esse mesmo vetor, dessa forma garantindo que as malhas não interajam.

3.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado o conversor multinível com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas, descrevendo sua operação e as possíveis configurações para o número de níveis. Em seguida buscou-se todas as combinações que apresentassem níveis igualmente espaçados através de uma rotina de varredura. Também foram

apresentadas as estratégias de modulação e controle empregadas para o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes e da regulação da corrente circulante bem como a obtenção dos modelos para o projetos dos compensadores. Também foi realizada a análise e o equacionamento do indutor acoplado, buscando apresentar matematicamente a influência da operação com relação de espiras diferentes entre as bobinas do indutor.

4 ANÁLISE DAS POSSÍVEIS COMBINAÇÕES DE TENSÕES DOS CAPACITORES FLUTUANTES E DE RELAÇÃO DE ESPIRAS

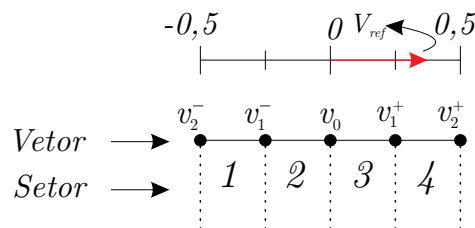
Neste capítulo, é realizada a análise vetorial das combinações obtidas, apresentando os estados que o conversor pode sintetizar e seus efeitos sobre a tensão dos capacitores flutuantes e a corrente circulante. Baseado nessa análise, é apresentada e aplicada uma metodologia para a definição da região de operação do conversor, oriunda dos estados controláveis e não controláveis para toda a faixa de índices de modulação e de fator de potência da carga. É importante ressaltar que a corrente circulante não influencia diretamente na obtenção da região de operação do conversor, mas a eliminação de estados para mitigação e regulação da mesma podem acabar interferindo diretamente na região de operação, conforme é abordado mais adiante.

Ainda assumiu-se que como os estados do conversor são simétricos, as análises podem ser realizadas apenas para o semiciclo positivo da tensão de referência. Também considerou-se para todas as análises que o sentido da corrente de cada perna é positivo e que a corrente circulante é positiva quando a diferença de potencial aplicada no terminal a é maior em relação ao terminal b .

4.1 COMBINAÇÃO CINCO NÍVEIS

A topologia cinco níveis pode ser obtida através de duas pernas simétricas, fazendo $v_{ca} = v_{cb} = V_{cc}/2$ e admitindo que o indutor acoplado também seja simétrico, ou seja, a relação de espiras entre os dois enrolamentos é igual. Conforme ilustrado pelo diagrama vetorial da Figura 4.1, neste arranjo obtém-se 5 níveis igualmente espaçados, constituídos por dois vetores positivos (v_1^+, v_2^+), dois negativos (v_1^-, v_2^-) e um de amplitude zero (v_0). O espaço vetorial ainda pode ser dividido em 4 setores e a tensão de saída pode ser sintetizada utilizando os dois vetores mais próximos da referência.

Figura 4.1 – Diagrama vetorial para a combinação cinco níveis.



Fonte: Autor

Em geral, as estratégias de modulação PWM para a configuração com pernas magneticamente acopladas podem ser classificadas em duas categorias principais: PWM baseada em portadora e modulação vetorial SV-PWM (PERERA, 2015). Ao usar esquemas PWM baseado em portadora, os estados das chaves em cada ciclo de comutação são selecionados pela comparação da portadora com a referência. Os estados de comutação oriundos da comparação da modulante com a portadora podem resultar em elevadas ondulações de corrente nos enrolamentos do indutor, resultando em perdas e distorções. Embora a tensão de saída e as formas de onda de corrente tenham baixo conteúdo harmônico, a corrente de enrolamento do indutor pode conter alta distorção harmônica.

Além disso, para que o conversor opere corretamente é imprescindível que as tensões nos capacitores flutuantes permaneçam reguladas. A seleção de uma estratégia de modulação é essencial para assegurar a operação e o alto desempenho do conversor. A operação bem-sucedida da topologia sobre a faixa de modulação total depende da seleção dos estados e sequências de comutação que apresentem melhores resultados e permitem que os objetivos de controle sejam alcançados. Como resultado, busca-se a regulação das tensões dos capacitores flutuantes, bem como o controle e a mitigação do valor médio da corrente circulante, melhorando o desempenho geral do inversor.

Consequentemente, ao gerar uma forma de onda de tensão de saída de vários níveis, o SV-PWM fornece algumas opções para estados de comutação e sequências. Quando usada de forma eficiente, uma estratégia PWM permite um equilíbrio apropriado entre a necessidade de produzir uma saída de vários níveis e o gerenciamento adequado das correntes de enrolamento do indutor e a regulação da tensão sobre os capacitores.

Para emprego da modulação SV-PWM é primordial que a análise vetorial dos estados seja realizada. Conforme já mencionado, o conversor pode sintetizar até 16 estados, contudo, nesta topologia são sintetizados apenas 5 níveis na saída, resultando em um significativo número de estados de comutação redundantes. Nesta configuração é possível identificar 11 vetores redundantes os quais são apresentados na Tabela 4.1. A contribuição de cada vetor para o equilíbrio das tensões nos capacitores flutuantes e para a regulação da corrente circulante também é apresentada. Por definição, as setas na corrente circulante denotam que a corrente cresce quando \uparrow e decresce quando \downarrow .

Do ponto de vista de regulação das tensões nos capacitores, não há maiores problemas, visto que os vetores v_2^- e v_2^+ não apresentam contribuição sobre a tensão dos capacitores flutuantes e os vetores v_1^- , v_0 e v_1^+ apresentam contribuição, mas têm estados redundantes com contribuições opostos nas tensões dos capacitores flutuantes, sendo possível efetuar a regulação através da aplicação de razões cíclicas iguais entre os vetores. É importante ressaltar que como esses vetores apresentam redundância, a aplicação de razões cíclicas iguais permite manter o valor médio da tensão em um período de comutação. Desta forma é possível afirmar que os capacitores irão apresentar apenas oscilações em alta frequência.

Tabela 4.1 – Análise da combinação 5 níveis.

Vetor	Estado	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	i_{circ}
v_2^-	v_2^-	-0,5	-0,5	-0,5	→	→	→
	$v_{1,1}^-$	-0,5	0	-0,25	→	↑	↓
	$v_{1,2}^-$	-0,5	0	-0,25	→	↓	↓
	$v_{1,3}^-$	0	-0,5	-0,25	↑	→	↑
	$v_{1,4}^-$	0	-0,5	-0,25	↓	→	↑
v_1^-	$v_{0,1}$	-0,5	0,5	0	→	→	↓
	$v_{0,2}$	0	0	0	↓	↓	→
	$v_{0,3}$	0	0	0	↑	↑	→
	$v_{0,4}$	0	0	0	↓	↓	→
	$v_{0,5}$	0	0	0	↑	↑	→
	$v_{0,6}$	0,5	-0,5	0	→	→	↑
v_1^+	$v_{1,1}^+$	0	0,5	0,25	↓	→	↓
	$v_{1,2}^+$	0	0,5	0,25	↑	→	↓
	$v_{1,3}^+$	0,5	0	0,25	→	↓	↑
	$v_{1,4}^+$	0,5	0	0,25	→	↑	↑
v_2^+	v_2^+	0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

Em relação ao indutor acoplado, a análise vetorial é realizada em função da contribuição que cada vetor implica sobre a corrente circulante, baseado na diferença de potencial instantânea aplicada. Inicialmente, percebe-se que os vetores v_2^+ e v_2^- não apresentam contribuição. Os Vetores v_1^+ e v_1^- contribuem na corrente circulante, mas apresentam estados redundantes com contribuições opostas na corrente circulante. No caso de v_0 é possível identificar que os vetores que apresentam contribuições são $v_{0,1}$ e $v_{0,6}$ e os vetores $v_{0,2}$ a $v_{0,5}$ não apresentam contribuição.

Outro fato interessante em v_0 é que os vetores que apresentam contribuição são os vetores que apresentam a maior diferença de potencial e tem como resultado a maior derivada de corrente circulante. Observando de forma geral a utilização de $v_{0,1}$ e $v_{0,6}$, justificaria-se pelo fato de não contribuir sobre a tensão dos capacitores, contudo o fato de implicar em uma maior derivada de corrente acaba resultando em uma escolha que penaliza um requisito de operação do conversor. Além disso, a utilização de $v_{0,2}$ a $v_{0,5}$ não

implica na corrente circulante e o controle da tensão dos capacitores pode ser realizado facilmente distribuindo as razões cíclicas de v_0 . Neste trabalho, adotou-se que quando possível, os estados com maiores derivadas de correntes não fossem implementados, trazendo como benefício uma menor variação da corrente circulante.

Desta forma o controle das tensões dos capacitores flutuantes e da corrente circulante pode ser efetuado utilizando as redundâncias através da modulação SV-PWM. A disposição dos vetores em uma sequência de comutação é formada usando a combinação entre todos os estados possíveis de comutação para os dois vetores mais próximos da referência. Os estados de comutação e sequências para uma determinada tensão de referência devem ser escolhidos com cuidado para assegurar que a tensão de modo comum aplicada aos enrolamentos em cada perna seja mantida em valor próximo de zero.

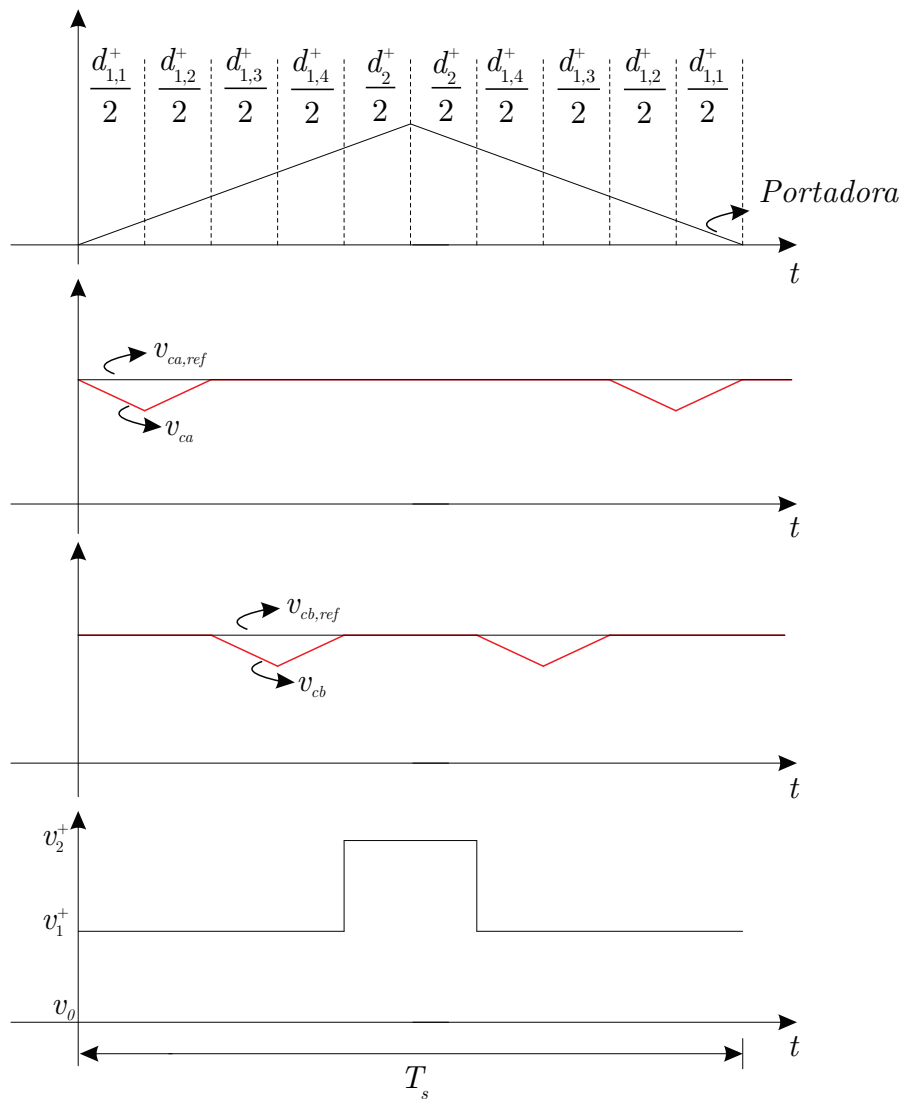
Como a discussão anterior demonstrou, tensões de saída equivalentes podem ser obtidas para diferentes estados de chaveamento, aumentando ou diminuindo a corrente circulante. Para garantir que a corrente circulante não seja excessivamente elevada em uma direção ou outra, o esquema SV-PWM proposto deve alternar os estados e/ou a sequência de comutação para minimizar o desvio de corrente.

Neste trabalho, a proposta é baseada na implementação de todos os estados possíveis em um determinado setor e como forma de garantir a regulação, é realizada a adição de uma variável de controle responsável pela ponderação na utilização dos estados. A Figura 4.2 ilustra a distribuição dos vetores do setor 4 constituídos pelos vetores v_1^+ e v_2^+ em um período de comutação. Se o vetor não apresenta contribuição a tensão tende a manter seu valor. Contudo em vetores que apresentam contribuição como no caso de v_0 e v_1^+ , o valor da tensão tende a se manter em seu valor nominal em um período da comutação, desde que as razões cíclicas sejam iguais para ambos os vetores.

Agora, se por algum motivo houver desbalanço nas tensões ou corrente circulante a variável de controle assume um valor diferente de zero, impactando diretamente no tempo em que cada vetor será aplicado. Em outras palavras, assumindo que todos os estados possam ser implementados em um determinado setor, a malha de controle pondera o emprego de cada estado de acordo com os requisitos de controle do conversor.

Para exemplificar a estratégia da variação da razão cíclica de cada estado redundante, a Figura 4.3 ilustra uma situação onde os capacitores flutuantes, estão carregados com tensões distintas dos seus valores nominais. Como pode ser observado, a ação de controle pondera a utilização de todos os estados, tendendo a empregar por mais tempo o estado que tende a levar a tensão do capacitor mais próximo ao seu valor nominal.

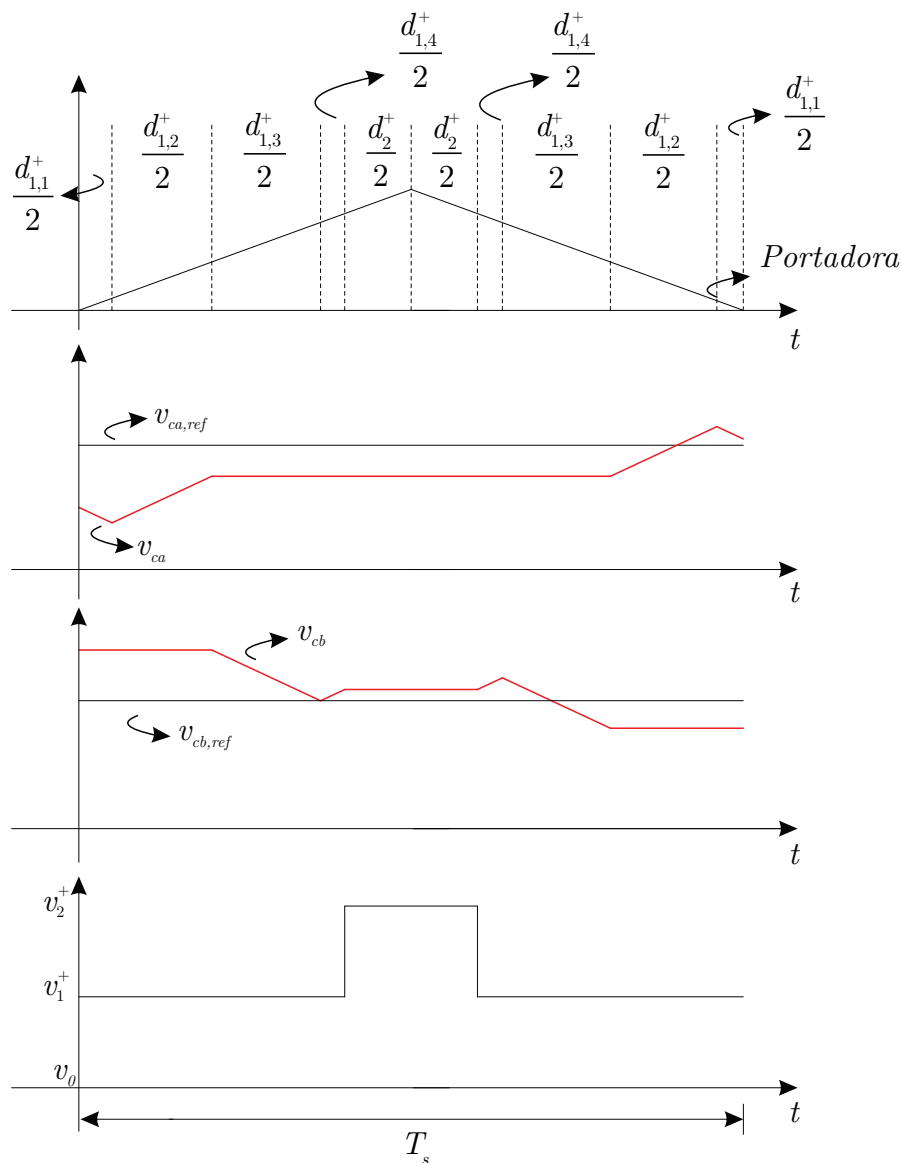
Figura 4.2 – Distribuição dos estados do setor 4 para combinação 5 níveis em um período de comutação.



Fonte: Autor

Por questões de implementação prática a utilização de todos os estados em um mesmo período de comutação apresenta vantagens interessantes, se comparado disposição dos vetores em várias sequências para implementação em um período de comutação. Neste trabalho, a decodificação da modulação SV-PWM é realizada através de comparadores e uma portadora triangular de alta frequência. No caso da implementação de várias sequências de comutação, utiliza-se apenas um comparador, mas em contrapartida, um número maior de portadoras triangulares com amplitudes recalculadas a cada período de comutação é necessário.

Figura 4.3 – Variação das razões cíclicas dos estados do setor 4 para garantir a regulação das tensões nos capacitores flutuantes.



Fonte: Autor

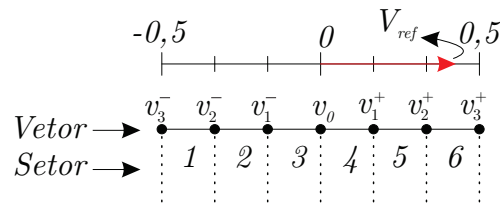
Como neste trabalho a implementação da estratégia de modulação será realizada por meio de um módulo FPGA, que apresenta grande flexibilidade para implementação de circuitos lógicos. A estratégia não apresenta significativos problemas quanto a capacidade de processamento para geração dos sinais de gatilho para as chaves.

4.2 COMBINAÇÕES SETE NÍVEIS

As topologias sete níveis apresentam como principal vantagem o incremento de dois níveis discretos se comparada a topologia clássica de cinco níveis, ao preço de sacrificar duas redundâncias e reduzir a flexibilidade oferecida pela modulação SV-PWM. Mais uma vez, a análise vetorial das combinações é importante para identificar estados e setores onde o emprego das redundâncias podem ser aplicadas para atingir os objetivos de controle das variáveis do conversor. Assim, nesta subseção são apresentadas as análises das combinações sete níveis, identificando pontos positivos e negativos.

A Figura 4.4 ilustra o diagrama vetorial para as topologias 7 níveis, constituído por três vetores positivos (v_1^+, v_2^+ e v_3^+), três negativos (v_1^-, v_2^- e v_3^-) e um de amplitude zero (v_0). O espaço vetorial pode ser dividido em 6 setores. Combinações sete níveis podem ser obtidas por mais de uma combinação da tensão dos capacitores flutuantes e relação de espiras, conforme demonstrado na Tabela 3.2. A seguir serão discutidas as combinações sete níveis obtidas.

Figura 4.4 – Diagrama vetorial para a combinação sete níveis.



Fonte: Autor

4.2.1 Combinação sete níveis A

Nesta combinação, a tensão sobre o capacitor C_a é igual a $V_{cc}/4$, C_b igual a $V_{cc}/2$ e a relação de espiras é igual 33%. Assim, fica evidenciado que os semicondutores da perna A operam com tensões de bloqueio diferentes. Além disso, as correntes sobre os semicondutores das pernas são distintas, devido a relação de espiras do indutor acoplado.

A análise da topologia é realizada a partir dos estados de comutação apresentados na Tabela 4.2. Do ponto de vista de regulação é possível afirmar que C_b não apresenta maiores problemas visto que o mesmo é afetado em v_1^+ e v_2^+ mas existem estados redundantes em ambos os vetores. Para efetuar o controle de C_b basta distribuir a utilização de $v_{1,2}^+$ e $v_{1,3}^+$ de forma igualitária durante a utilização de v_1^+ e de $v_{2,1}^+$ e $v_{2,2}^+$ durante a utilização de v_2^+ . Partindo desta análise é possível afirmar que C_b será regulado sem ondulações de baixa frequência.

Tabela 4.2 – Estados do conversor para a combinação sete níveis A.

Vetor	Estado	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	i_{circ}
v_3^-	v_3^-	-0,5	-0,5	-0,5	→	→	→
	$v_{2,1}^-$	-0,5	0	-0,3333	→	↓	↓
v_2^-	$v_{2,2}^-$	-0,5	0	-0,3333	→	↑	↓
	$v_{2,3}^-$	-0,25	-0,5	-0,3333	↓	→	↑
v_1^-	$v_{1,1}^-$	-0,5	0,5	-0,1667	→	→	↓
	$v_{1,2}^-$	-0,25	0	-0,1667	↓	↓	↓
	$v_{1,3}^-$	-0,25	0	-0,1667	↓	↑	↓
v_0	$v_{0,1}$	-0,25	0,5	0	↓	→	↓
	$v_{0,2}$	0,25	-0,5	0	↑	→	↑
v_1^+	$v_{1,1}^+$	0,25	0	0,16667	↑	↓	↑
	$v_{1,2}^+$	0,25	0	0,16667	↑	↑	↑
	$v_{1,3}^+$	0,5	-0,5	0,16667	→	→	↑
v_2^+	$v_{2,1}^+$	0,25	0,5	0,33333	↑	→	↓
	$v_{2,2}^+$	0,5	0	0,33333	→	↓	↑
	$v_{2,3}^+$	0,5	0	0,33333	→	↑	↑
v_3^+	v_3^+	0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

Por outro lado, o capacitor C_a é afetado pelos estados v_0 , v_1^+ e v_2^+ , sendo que os estados v_1^+ e v_2^+ não apresentam redundâncias e sua utilização para correntes maiores que zero tendem a carregar o capacitor. Por exemplo, se a referência estiver situada no setor 6, v_2^+ e v_3^+ serão usados para sintetizar o valor médio de v_o , e a corrente média no capacitor C_a em um período de comutação é dada por

$$\bar{i}_{C_a} = i_a d_2 \quad (4.1)$$

onde a corrente da perna A é definida como

$$i_a(\theta, \phi) = I \text{sen}(\theta + \phi) \quad (4.2)$$

e I é o valor de pico da corrente e ϕ é o ângulo do fator de potência da carga.

Suponhamos agora que o vetor de referência V_{ref} esteja localizado no setor 4 e a tensão v_o é sintetizada a partir de v_0 e v_1^+ . Neste caso, v_0 é controlável e a corrente média no capacitor C_a pode ser controlada por

$$\bar{i}_{C_a} = |i_a|d_0\delta_a \quad -1 \leq \delta_a \leq 1 \quad (4.3)$$

onde a variável δ_a é a variável de controle utilizada em um período de comutação. Por exemplo, se $\delta_a = -1$ durante a aplicação do vetor v_0 , C_a é descarregado com aplicação de $v_{0,1}$. Agora se for necessário efetuar o carregamento de C_a ($\delta_a = 1$) o vetor $v_{0,2}$ é empregado. É importante observar que a utilização de v_0 não afeta a tensão de C_b , mas a utilização de $v_{1,1}^+$ e $v_{1,2}^+$ acabam contribuindo de forma oposta.

Nesta combinação apenas v_0 é controlável, ou seja, é dito que o setor 4 é controlável, já os setores 5 e 6 são não-controláveis. Dito isso, fica evidente que o conversor só irá operar de forma correta quando a parcela controlável for maior que a parcela não controlável. Em outras palavras, pode-se dizer que a carga máxima que pode ser absorvida pelo capacitor no setor 4 deve ser obrigatoriamente maior/igual a carga máxima nos setores 5 e 6 mantendo assim a tensão regulada conforme explanado em (SACCOL, 2019; SACCOL et al., 2018). Desta forma, para obter-se a região de operação onde o conversor pode operar a seguinte restrição deve ser respeitada

$$Q_1(m_a, \phi) \geq Q_2(m_a, \phi) \quad (4.4)$$

onde Q_1 é a máxima carga controlável do capacitor C_a no setor 4 e Q_2 é denominada como carga não controlável de C_a dada nos setores 5 e 6 para um respectivo índice de modulação e fator de potência ($\cos(\phi)$), considerando meio período da tensão de referência. A carga máxima associada aos setores controláveis pode ser obtida pela integral do módulo da corrente no capacitor, considerando que a variável de controle $\delta_a = 1$, tal que

$$Q_1(m_a, \phi) = \int_0^\pi |i_a(\theta, \phi)|d_0(\theta, m_a)d\theta \quad (4.5)$$

e para os setores não controláveis

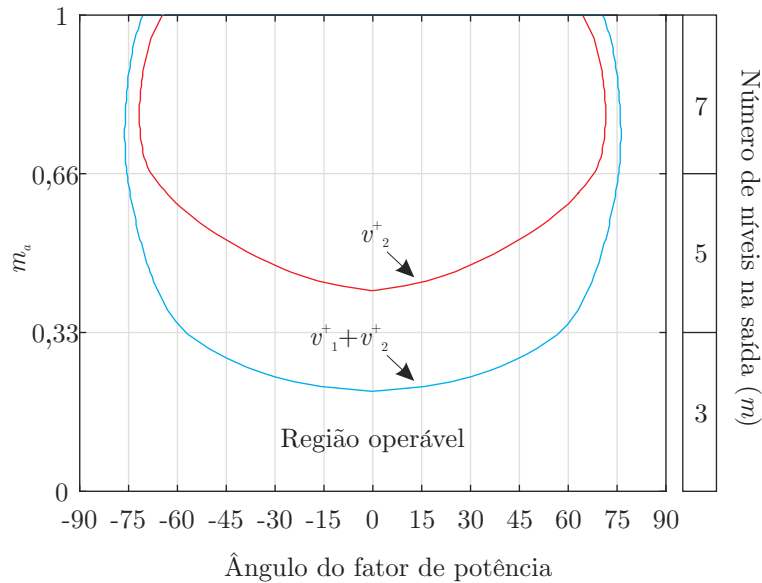
$$Q_2(m_a, \phi) = \int_0^\pi (i_a(\theta, \phi)d_{p1}(\theta, m_a) + i_a(\theta, \phi)d_{p2}(\theta, m_a))d\theta \quad (4.6)$$

Assim, para C_a deve definir-se a região onde a carga no setor controlável é maior que a carga não controlável, respeitando a restrição apresentada na Equação (4.4). Pela metodologia apresentada, é possível traçar a curva da região de operação em função do índice de modulação e o fator de potência da carga. Na primeira situação, para definição da região de operação identificou-se que C_a poderia ser controlado apenas em v_0 e não seria controlado em v_1^+ e v_2^+ , assim definiu-se a região dada pela curva A na Figura 4.5.

Observa-se uma segunda situação, onde os estados $v_{1,1}^+$ e $v_{1,2}^+$, que apresentam contribuição na tensão de C_a poderiam ser eliminados sem causar maiores problemas a

C_b . A eliminação de $v_{1,1}^+$ e $v_{1,2}^+$ implica em contribuição zero na tensão de C_a durante o período de aplicação de v_1^+ resultando no aumento da região de operação do conversor. A Figura 4.5 ilustra através da curva B a nova região de operação de C_a , sendo que a região de operação do conversor se encontra abaixo de ambas as curvas.

Figura 4.5 – Regiões de operação para regulação de C_a para combinação $v_{ca} = V_{cc}/4$ $v_{cb} = V_{cc}/2$ e $N_1 = 33\%$.



Fonte: Autor

Uma terceira possibilidade para esta combinação poderia ser obtida eliminando também o vetor $v_{2,1}^+$. Neste caso, ambos capacitores poderiam ser regulados em um período de comutação para qualquer fator de potência e índice de modulação. Além disso a aplicação de $v_{1,3}^+$ resulta em uma tensão aplicada sobre os terminais do indutor acoplado igual ao barramento, apresentando como consequência uma maior derivada da corrente circulante.

Como reservou-se que cada variável seria controlada em um vetor específico é importante observar que a corrente circulante precisa ser controlada em v_2^+ e neste caso, quando for necessário elevar a corrente circulante a utilização de $v_{2,2}^+$ e $v_{2,3}^+$ devem ter suas razões cíclicas distribuídas de forma igualitária visto que estes vetores apresentam contribuições opostas para C_b .

4.2.2 Combinação sete níveis B

A segunda combinação de sete níveis é obtida fazendo a tensão sobre o capacitor C_a é igual a $V_{cc}/2$, C_b igual a $V_{cc}/2$ e a relação de espiras é igual a 33%. O primeiro ponto a ser ressaltado é que a tensão de bloqueio de todos os semicondutores do conversor é

igual. Contudo, a corrente, e por consequência a potência processada por cada perna do conversor, é diferente. Esta combinação também foi investigada em (XIAO; VENAYAGAMOORTHY; CORZINE, 2009), em uma configuração trifásica operando como filtro ativo.

Partindo da análise dos estados do conversor apresentados na Tabela 4.3 é possível observar alguns pontos interessantes do ponto de vista da regulação dos capacitores flutuantes. O fato das pernas operarem de forma simétrica resultam em combinações que sempre apresentam redundância para um mesmo vetor. Este fato facilita significativamente a regulação das tensões visto que distribuindo de forma igualitária estados que apresentam contribuições opostas em um mesmo vetor, durante um período de comutação é possível garantir que as tensões permaneçam reguladas.

Tabela 4.3 – Estados do conversor para a combinação sete níveis B.

<i>Vetor</i>	<i>Estado</i>	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	i_{circ}
v_3^-	v_3^-	-0,5	-0,5	-0,5	→	→	→
v_2^-	$v_{2,1}^-$	-0,5	0	-0,3333	→	↓	↓
	$v_{2,1}^-$	-0,5	0	-0,3333	→	↑	↓
v_1^-	$v_{1,1}^-$	-0,5	0,5	-0,1667	→	→	↓
	$v_{1,2}^-$	0	-0,5	-0,1667	↓	→	↑
	$v_{1,3}^-$	0	-0,5	-0,1667	↑	→	↑
v_0	$v_{0,1}$	0	0	0	↓	↓	→
	$v_{0,2}$	0	0	0	↓	↑	→
	$v_{0,3}$	0	0	0	↑	↓	→
	$v_{0,4}$	0	0	0	↑	↑	→
v_1^+	$v_{1,1}^+$	0	0,5	0,16667	↓	→	↓
	$v_{1,2}^+$	0	0,5	0,16667	↑	→	↓
	$v_{1,3}^+$	0,5	-0,5	0,16667	→	→	↑
v_2^+	$v_{2,1}^+$	0,5	0	0,33333	→	↓	↑
	$v_{2,2}^+$	0,5	0	0,33333	→	↑	↑
v_3^+	v_3^+	0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

A possibilidade de usar vetores redundantes em um mesmo período de comutação permite eliminar oscilações das tensões em baixa frequência, reduzindo as capacitâncias necessárias para garantir a variação máxima da tensão nominal. Além disso, o controle da corrente circulante também pode ser efetuado através das redundâncias encontradas em v_1^+ . Contudo a utilização de v_2^+ resulta em ondulações em baixa frequência na corrente circulante.

4.2.3 Combinação sete níveis C

A terceira combinação é obtida fazendo a tensão sobre o capacitor C_a igual a $V_{cc}/3$, C_b igual a $V_{cc}/3$ e a relação de espiras é igual 50%. Nesta combinação ambas as pernas operam com tensões de bloqueio distintas sobre os semicondutores, mas a corrente é dividida de forma igualitária entre as pernas do conversor. A Tabela 4.4 demonstra os estados e suas contribuições sobre a tensão dos capacitores e a corrente circulante.

Em relação aos capacitores flutuantes fica evidenciado que a regulação deve ser realizada em um período da fundamental, visto que nem todos os vetores apresentam redundâncias. Neste caso é possível afirmar que cada capacitor irá apresentar uma região de operação. É importante ressaltar que a metodologia para o cálculo da região de operação referida a regulação das tensões nos capacitores, bem como as condições assumidas na seção anterior são válidas e podem ser aplicadas a todas as combinações apresentadas neste trabalho, visto que a topologia e os princípios de operação são os mesmos para todas.

Analisando a Tabela 4.4 inicialmente para C_a os vetores v_0 e v_1^+ apresentam redundância e o vetor v_2^+ apresenta contribuição em $v_{2,1}^+$ e não é afetado em $v_{2,2}^+$. Para C_b os vetores v_0 e v_1^+ também são controláveis, no entanto em v_2^+ o vetor $v_{2,1}^+$ não apresenta contribuição e o vetor $v_{2,2}^+$ tende a carregar para correntes positivas. Em relação a corrente circulante, v_0 apresenta redundância, ou seja, é um vetor controlável. Ainda em relação a v_0 , os vetores $v_{0,1}$ e $v_{0,4}$ implicam na maior derivada da corrente circulante, mas não tem efeito sobre a tensão dos capacitores flutuantes. Os vetores v_1^+ e v_2^+ também apresentam redundâncias e a distribuição de suas razões cíclicas garantiria que o valor médio da corrente circulante seja zero. Finalmente v_3^+ não apresenta contribuição para corrente circulante.

Inicialmente definiu-se a região de operação para o capacitor C_a , considerando como vetor controlável apenas o vetor v_0 e para o capacitor C_b considerando v_1^+ como estado controlável. A Figura 4.6 ilustra as regiões de operação para ambos os capacitores, sendo que nesse caso quem define a região de operação global do conversor é C_a .

A curva em preto da Figura 4.6 é obtida eliminando os estados $v_{0,2}$ e $v_{0,3}$. Assim o controle de ambos os capacitores devem ser realizados em v_1^+ obrigatoriamente. A utilização de um mesmo vetor reduz pela metade o tempo em que cada variável pode

Tabela 4.4 – Estados do conversor para a combinação sete níveis C.

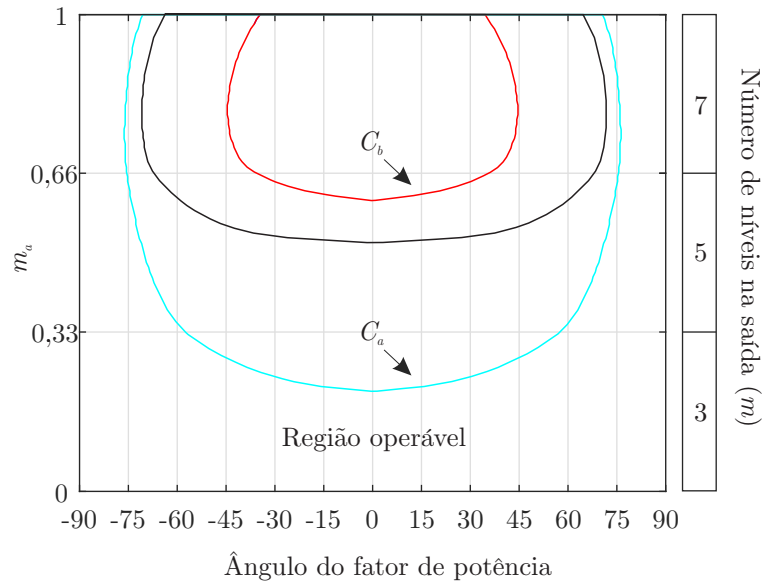
Vetor	Estado	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	i_{circ}
v_3^-	v_3^-	-0,500	-0,500	-0,5	→	→	→
v_2^-	$v_{2,1}^-$	-0,500	-0,167	-0,3333	→	↓	↓
	$v_{2,2}^-$	-0,167	-0,500	-0,3333	↓	→	↑
v_1^-	$v_{1,1}^-$	-0,167	-0,167	-0,1667	↓	↓	→
	$v_{1,2}^-$	-0,500	0,167	-0,1667	→	↑	↓
	$v_{1,3}^-$	0,167	-0,500	-0,1667	↑	→	↑
v_0	$v_{0,1}$	-0,500	0,500	0	→	→	↓
	$v_{0,2}$	-0,167	0,167	0	↓	↑	↓
	$v_{0,3}$	0,167	-0,167	0	↑	↓	↑
	$v_{0,4}$	0,500	-0,500	0	→	→	↑
v_1^+	$v_{1,1}^+$	-0,167	0,500	0,16667	↓	→	↓
	$v_{1,2}^+$	0,500	-0,167	0,16667	→	↓	↑
	$v_{1,3}^+$	0,167	0,167	0,16667	↑	↑	→
v_2^+	$v_{2,1}^+$	0,167	0,500	0,33333	↑	→	↓
	$v_{2,2}^+$	0,500	0,167	0,33333	→	↑	↑
v_3^+	v_3^+	0,500	0,500	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

ser controlada, no entanto para este caso é possível observar que a região de operação é estendida justificando a divisão. Além disso, é possível maximizar a região de operação se a aplicação dos vetores $v_{2,1}^+$ e $v_{2,2}^+$ for distribuída, aplicando-se razões cíclicas iguais, já que cada vetor interfere na tensão de um capacitor distinto. Esta estratégia garante que neste vetor a corrente circulante permaneça com valor médio zero visto que o vetor apresenta contribuições opostas com a mesma tensão aplicada sobre os terminais do indutor acoplado.

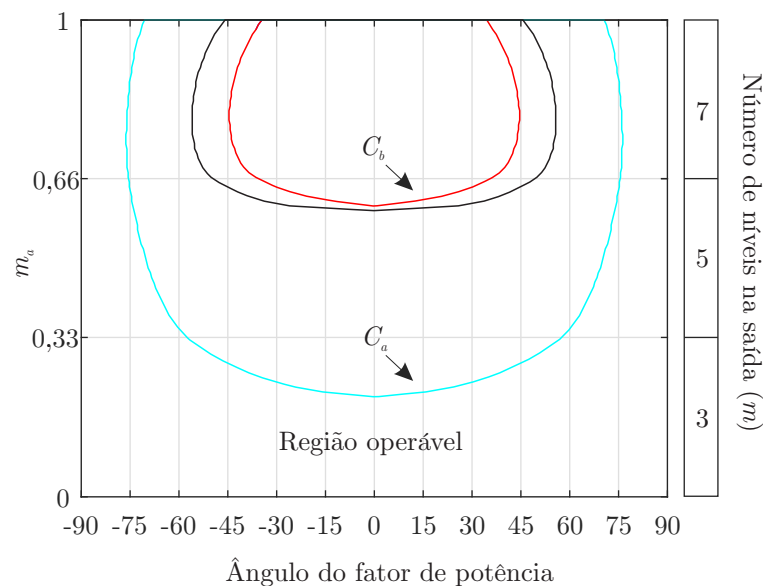
Além disso, a eliminação $v_{0,2}$ e $v_{0,3}$ ainda permite que o controle da corrente circulante seja realizada em v_0 , empregando $v_{0,1}$ e $v_{0,4}$. Assim, em v_2^+ é possível distribuir a razão cíclica em $v_{2,1}^+$ e $v_{2,2}^+$, fazendo com que o valor médio da corrente circulante durante a aplicação deste vetor seja zero. Esta divisão ainda contribui com o balanço das tensões dos capacitores visto que agora cada um será submetido ao vetor não controlável durante a metade do tempo de aplicação, aumentando a região de operação conforme pode ser observado novamente na curva em preto na Figura 4.7

Figura 4.6 – Regiões de operação para regulação das tensões dos capacitores flutuantes. A curva em preto representa a região de operação final quando eliminado o vetor $v_{0,2}$ e $v_{0,3}$ e dividida a razão cíclica para o controle de ambos os capacitores em v_1^+ .



Fonte: Autor

Figura 4.7 – Regiões de operação para regulação das tensões dos capacitores flutuantes estendida em função da eliminação do vetor v_0 e a distribuição igualitária das razões cíclicas de v_2^+ .

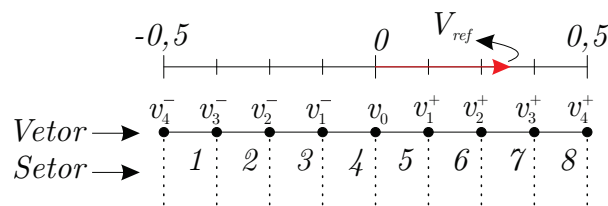


Fonte: Autor

4.3 COMBINAÇÕES NOVE NÍVEIS

Nesta seção serão apresentadas e discutidas combinações nove níveis, representadas vetorialmente pelo diagrama da Figura 4.8. Nestas combinações, obtém-se nove níveis igualmente espaçados, constituído por quatro vetores positivos (v_1^+, v_2^+, v_3^+ e v_4^+), quatro negativos (v_1^-, v_2^-, v_3^- e v_4^-) e um de amplitude zero (v_0) e o espaço vetorial ainda pode ser dividido em 8 setores. Como principal vantagem, estas combinações apresentam quatro níveis a mais em relação a topologia clássica.

Figura 4.8 – Análise vetorial para a combinação nove níveis.



Fonte: Autor

4.3.1 Combinação nove níveis A

A primeira topologia a ser estudada é obtida utilizando a tensão sobre o capacitor C_a igual a $V_{cc}/3$, C_b igual $V_{cc}/2$ e a relação de espiras é igual 25%. Nesta topologia, a perna A do conversor opera com tensões de bloqueio diferentes entre os semicondutores, enquanto a perna B do conversor opera de forma simétrica e a tensão de bloqueio é igual para todos os semicondutores. Em relação as correntes do conversor a relação de espiras faz com que as pernas sejam submetidas a níveis distintos de corrente.

Os estados sintetizados por esta combinação são apresentados na Tabela 4.5. Como pode ser observado, o capacitor flutuante C_b não apresenta maiores problemas em relação a regulação, visto que possui redundância em todos os estados onde a tensão é afetada. Já no caso do capacitor C_a , a regulação pode ser alcançada apenas em um período da fundamental, pois os vetores v_1^+ e v_2^+ não apresentam redundância.

Analisando os estados de forma geral verifica-se que o vetor v_0 deve ser empregado obrigatoriamente para efetuar a regulação da tensão do capacitor C_a , visto que não apresenta redundância nos demais estados. Em virtude disso, o controle da corrente circulante pode ser realizada no vetor v_2^+ , permitindo que o controle da tensão do capacitor possa ser efetuado durante todo o período de aplicação de v_0 . A Figura 4.9 ilustra duas curvas, sendo que a curva v_1^+ considera que apenas v_1^+ implique no desbalanço da tensão do capacitor flutuante C_a e que a corrente circulante também seja regulada em v_0 . A curva $v_1^+ + v_2^+$ por sua vez considera que os vetores v_1^+ e v_2^+ impliquem no desbalanço de C_a e

que a corrente circulante seja regulada em v_2^+ . Desta forma, a região de operação de C_a é dada em função dos vetores não controláveis.

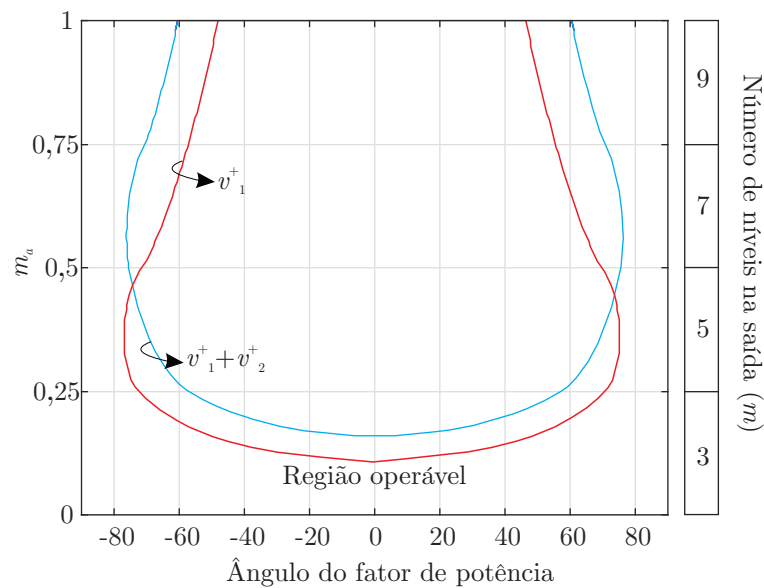
Tabela 4.5 – Estados do conversor para a combinação nove níveis A.

Vetor	Estado	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	\dot{i}_{circ}
v_4^-	v_4^-	-0,5	-0,5	-0,5	→	→	→
v_3^-	$v_{3,1}^-$	-0,5	0	-0,375	→	↓	↓
	$v_{3,2}^-$	-0,5	0	-0,375	→	↑	↓
v_2^-	$v_{2,1}^-$	-0,5	0,5	-0,25	→	→	↓
	$v_{2,2}^-$	-0,167	-0,5	-0,25	↓	→	↑
v_1^-	$v_{1,1}^-$	-0,167	0	-0,125	↓	↓	↓
	$v_{1,2}^-$	-0,167	0	-0,125	↓	↑	↓
v_0	$v_{0,1}$	-0,167	0,5	0	↓	→	↓
	$v_{0,2}$	0,167	-0,5	0	↑	→	↑
v_1^+	$v_{1,1}^+$	0,167	0	0,125	↑	↓	↑
	$v_{1,2}^+$	0,167	0	0,125	↑	↑	↑
v_2^+	$v_{2,1}^+$	0,167	0,5	0,25	↑	→	↓
	$v_{2,2}^+$	0,5	-0,5	0,25	→	→	↑
v_3^+	$v_{3,1}^+$	0,5	0	0,375	→	↓	↑
	$v_{3,2}^+$	0,5	0	0,375	→	↑	↑
v_4^+	v_4^+	0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

Continuando a análise, é possível assumir que em v_2^+ o vetor $v_{2,1}^+$ que contribui para tensão do C_a não seja implementado. Esta condição acaba impactando diretamente sobre o controle da corrente circulante, visto que agora apenas $v_{2,2}^+$ será aplicado, resultando na aplicação da tensão total do barramento sobre os terminais do indutor acoplado durante a aplicação de v_2^+ . Além disso, o controle da corrente circulante deve ser efetuado, assim, eliminando $v_{2,1}^+$ o controle também deve ser efetuado em v_0 , diminuindo o tempo que este vetor será empregado para controlar a tensão do capacitor. Traçando a nova região de operação de C_a , conforme fundamentado acima percebe-se que a eliminação $v_{2,1}^+$ e a divisão do tempo de v_0 permite que a região de operação seja estendida para índices de modulação maiores, conforme ilustrado pela curva v_1^+ na Figura 4.9.

Figura 4.9 – Região de operação para a combinação nove níveis A.



Fonte: Autor

4.3.2 Combinação nove níveis B

A segunda combinação de nove níveis é obtida quando a tensão sobre o capacitor C_a é igual a $V_{cc}/2$, C_b também está carregado com $V_{cc}/2$ e a relação de espiras é igual 25%. Nesta combinação ambas as pernas operam de forma simétrica e todos os semicondutores do conversor são submetidos aos mesmos níveis de tensão de bloqueio. No entanto, as correntes são distintas. Na Tabela 4.6 apresenta-se a análise dos estados do conversor. Conforme demonstrado, esta combinação mostra-se muito interessante do ponto de vista dos capacitores flutuantes visto que ambos apresentam redundância em todos os estados onde a contribuição dos vetores. Assim, fica evidente que a regulação pode ser realizada em um período de comutação.

Já do ponto de vista da corrente circulante, a topologia mostra-se inviável para as considerações realizadas neste trabalho pois nenhum vetor apresenta contribuições opostas para o controle da corrente circulante e do ponto de vista de implementação prática, em casos de perturbações, faltas ou não idealidades a regulação não pode ser alcançada.

Tabela 4.6 – Estados do conversor para a combinação nove níveis B.

Vetor	Estado	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	i_{circ}
v_4^-	v_4^-	-0,5	-0,5	-0,5	→	→	→
v_3^-	$v_{3,1}^-$	-0,5	0	-0,375	→	↓	↓
	$v_{3,2}^-$	-0,5	0	-0,375	→	↑	↓
v_2^-	v_2^-	-0,5	0,5	-0,25	→	→	↓
v_1^-	$v_{1,1}^-$	0	-0,5	-0,125	↓	→	↑
	$v_{1,2}^-$	0	-0,5	-0,125	↑	→	↑
v_0	$v_{0,1}$	0	0	0	↓	↓	→
	$v_{0,2}$	0	0	0	↓	↑	→
	$v_{0,3}$	0	0	0	↑	↓	→
	$v_{0,4}$	0	0	0	↑	↑	→
v_1^+	$v_{1,1}^+$	0	0,5	0,125	↓	→	↓
	$v_{1,2}^+$	0	0,5	0,125	↑	→	↓
v_2^+	v_2^+	0,5	-0,5	0,25	→	→	↑
v_3^+	$v_{3,1}^+$	0,5	0	0,375	→	↓	↑
	$v_{3,2}^+$	0,5	0	0,375	→	↑	↑
v_4^+	v_4^+	0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

4.3.3 Combinação nove níveis C

A terceira combinação de nove níveis é obtida utilizando a tensão sobre o capacitor C_a é igual a $V_{cc}/5$, C_b igual a $V_{cc}/3$ e a relação de espiras é igual 36%. Nesta combinação as chaves são submetidas a tensão de bloqueio e correntes distintas. Conforme a Tabela 4.7, a tensão do capacitor C_a deve ser regulada obrigatoriamente em v_0 , visto que os vetores v_1^+ , v_2^+ e v_3^+ contribuem sobre a tensão do capacitor flutuante e não apresentam redundância. No caso do capacitor C_b , o controle deve ser efetuado em v_2^+ sendo que os vetores v_1^+ e v_3^+ contribuem e não apresentam redundância.

Inicialmente analisando para C_a e considerando a pior situação, onde v_0 é o único vetor controlável, e os vetores não controláveis v_1^+ , v_2^+ e v_3^+ são utilizados integralmente com a redundância que causa desbalanço da tensão, definiu-se a região de operação de

C_a . Estendendo-se a análise para o C_b é previsível que a aplicação de $v_{1,1}^+$ resulta em uma região totalmente inoperável para o conversor para baixos índices de modulação, visto que para valores de m_a menores que 0,25 apenas v_0 e v_1^+ são empregados para sintetizar o valor da tensão de referência. Contudo, para maiores índices de modulação, v_2^+ pode ser empregado para efetuar a regulação, que é afetada por v_1^+ e v_3^+ .

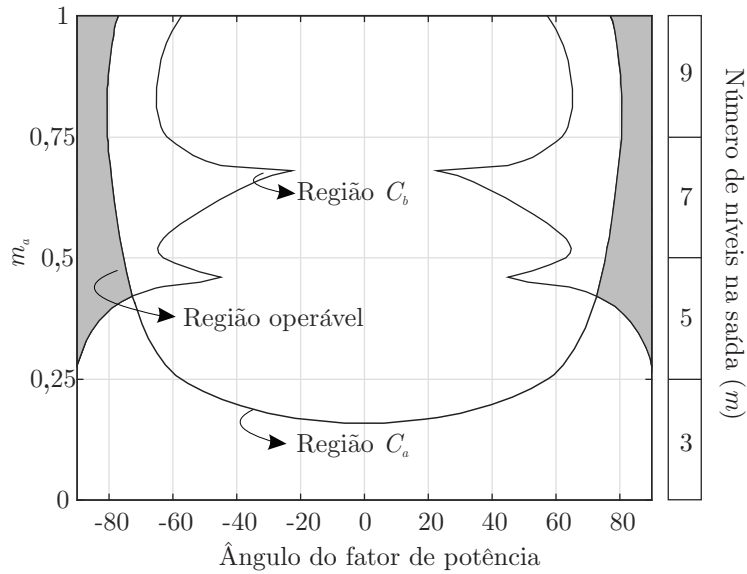
Tabela 4.7 – Estados do conversor para a combinação nove níveis C.

Vetor	Estado	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	i_{circ}
v_4^-	v_4^-	-0,5	-0,5	-0,5	→	→	→
v_3^-	$v_{3,1}^-$	-0,5	-0,1667	-0,375	→	↓	↓
	$v_{3,2}^-$	-0,3	-0,5	-0,375	↓	→	↑
v_2^-	$v_{2,1}^-$	-0,5	0,16667	-0,25	→	↑	↓
	$v_{2,2}^-$	-0,3	-0,1667	-0,25	↓	↓	↓
v_1^-	$v_{1,1}^-$	-0,5	0,5	-0,125	→	→	↓
	$v_{1,2}^-$	-0,3	0,16667	-0,125	↓	↑	↓
v_0	$v_{0,1}$	-0,3	0,5	0	↓	→	↓
	$v_{0,2}$	0,3	-0,5	0	↑	→	↑
v_1^+	$v_{1,1}^+$	0,3	-0,1667	0,125	↑	↓	↑
	$v_{1,2}^+$	0,5	-0,5	0,125	→	→	↑
v_2^+	$v_{2,1}^+$	0,3	0,16667	0,25	↑	↑	↑
	$v_{2,2}^+$	0,5	-0,1667	0,25	→	↓	↑
v_3^+	$v_{3,1}^+$	0,3	0,5	0,375	↑	→	↑
	$v_{3,2}^+$	0,5	0,16667	0,375	→	↑	↓
v_4^+	v_4^+	0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

Para obtenção da região de operação é necessário sobrepor as curvas dos capacitores. A Figura 4.10 demonstra a região de operação bastante restrita visto que para baixos índices de modulação C_b não pode ser controlado, já para índices de modulação maiores a região de operação se restringe pelo fato de que o controle de C_a é realizado em v_0 . Neste caso, para implementação é necessário aplicar recursos para expansão da região de operação.

Figura 4.10 – Região de operação para combinação de nove níveis C.

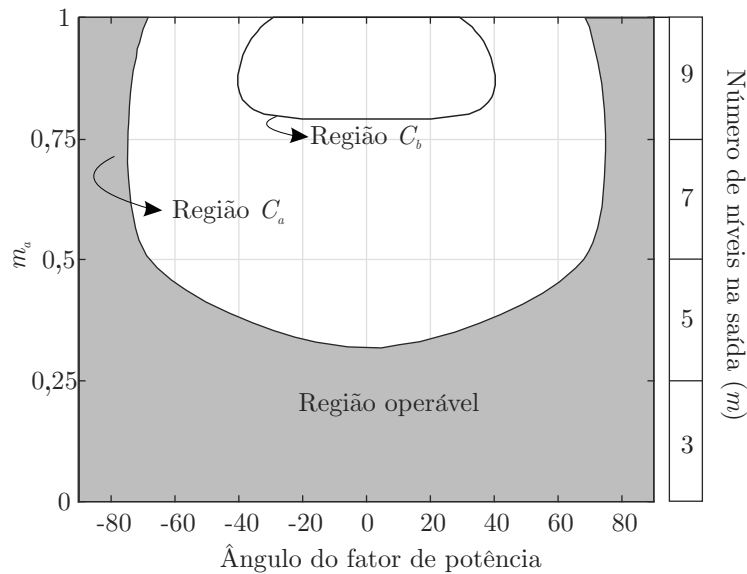


Fonte: Autor

A expansão da região pode ser obtida fazendo com que em v_1^+ , apenas o vetor redundante $v_{1,2}^+$ seja implementado, eliminando o efeito do respectivo vetor sobre a tensão de ambos os capacitores. Além disso, em v_3^+ é possível dividir a razão cíclica dos vetores redundantes diminuindo pela metade a contribuição do vetor em cada capacitor. Como resultado a Figura 4.11 demonstra que a região de operação é ampliada, principalmente para baixos índices de modulação, demonstrando que conversor opera para qualquer fator de potência quando m_a é menor que 0,3.

Em relação a corrente circulante, apenas v_4^+ não apresenta contribuição. v_0 e v_3^+ apresentam redundância e podem ser utilizados para efetuar a regulação da corrente circulante. Embora a utilização de $v_{1,2}^+$ resulte em uma melhor região de operação para ambos capacitores flutuantes, pois elimina a contribuição de v_1^+ sobre os mesmos, acaba-se implicando na aplicação da tensão total do barramento sobre os terminais do indutor acoplado, resultando em uma derivada de corrente maior.

Figura 4.11 – Região de operação expandida em função da eliminação do vetor $v_{1,1}^+$ e divisão das razões cíclicas de v_3^+ .



Fonte: Autor

4.3.4 Combinação nove níveis D

A combinação de nove níveis D é obtida utilizando a tensão sobre o capacitor C_a igual a $2V_{cc}/5$, C_b igual $V_{cc}/3$ e a relação de espiras em 36%. Nesta combinação, os semicondutores de ambas as pernas são submetidos a níveis distintos de tensão e corrente. Avaliando os estados para C_a , observa-se que em v_0 e v_1^+ , o mesmo apresenta estados de comutação redundantes, já em v_2^+ é possível identificar que $v_{2,1}^+$ apresenta contribuição e $v_{2,2}^+$ não interfere. Em relação a C_b , v_0 apresenta redundância, mas em v_1^+ os estados $v_{1,1}^+$ e $v_{1,3}^+$ não apresentam contribuição enquanto o vetor $v_{1,2}^+$ contribui na tensão. Ainda o estado $v_{2,1}^+$ não apresenta contribuição e o vetor $v_{2,2}^+$ assim como o vetor v_3^+ apresentam contribuição.

Nesta combinação a corrente circulante não é afetada apenas no vetor v_4^+ , no entanto nos vetores v_0 , v_1^+ e v_2^+ é evidenciado que existem redundâncias e apenas em v_3^+ não é possível efetuar a regulação. Após realizar a análise de cada componente de interesse, a análise global permite definir como será efetuado o controle das variáveis de interesse. Inicialmente, define-se que a tensão do capacitor C_b será controlada obrigatoriamente em v_0 visto que esse é o único vetor que apresenta redundância.

O controle da corrente circulante pode ser realizado com certa flexibilidade, visto que apenas o vetor v_3^+ não apresenta redundância. Contudo, para evitar a divisão das razões cíclicas em vetores que podem ser utilizados para atingir dois objetivos distintos, definiu-se que o controle da corrente circulante nesta topologia deverá ser efetuado em

v_2^+ . Uma situação que deve ser ressaltada neste instante está relacionada com o número de níveis e os requisitos de controle. Como pode se perceber, quanto maior o número de níveis, maior a probabilidade dos estados que apresentem redundância estarem mais afastados de v_0 .

Tabela 4.8 – Estados do conversor para a combinação nove níveis D.

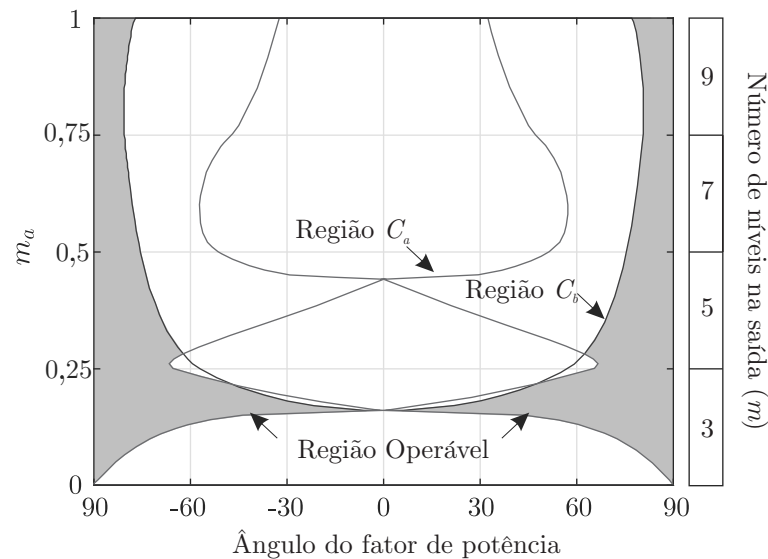
Vetor	Estado	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	i_{circ}
v_4^-	v_4^-	-0,5	-0,5	-0,5	→	→	→
v_3^-	v_3^-	-0,5	-0,1667	-0,375	→	↓	↓
v_2^-	$v_{2,1}^-$	-0,5	0,16667	-0,25	→	↑	↓
	$v_{2,2}^-$	-0,1	-0,5	-0,25	↓	→	↑
v_1^-	$v_{1,1}^-$	-0,5	0,5	-0,125	→	→	↓
	$v_{1,2}^-$	-0,1	-0,1667	-0,125	↓	↓	↑
	$v_{1,3}^-$	0,1	-0,5	-0,125	↑	→	↑
v_0	$v_{0,1}$	-0,1	0,16667	0	↓	↑	↓
	$v_{0,2}$	0,1	-0,1667	0	↑	↓	↑
v_1^+	$v_{1,1}^+$	-0,1	0,5	0,125	↓	→	↓
	$v_{1,2}^+$	0,1	0,16667	0,125	↑	↑	↓
	$v_{1,3}^+$	0,5	-0,5	0,125	→	→	↑
v_2^+	$v_{2,1}^+$	0,1	0,5	0,25	↑	→	↓
	$v_{2,2}^+$	0,5	-0,1667	0,25	→	↓	↑
v_3^+	v_3^+	0,5	0,16667	0,375	→	↑	↑
v_4^+	v_4^+	0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

Neste caso, escolheu-se o vetor v_2^+ para realizar o controle da corrente circulante, mas é importante notar que o vetor v_2^+ será empregado apenas quando o índice de modulação for maior que 0,25. Em outras palavras para índices menores que 0,25, o controle da corrente circulante não será efetuado devido a não utilização de v_2^+ . Além disso, o estado $v_{1,3}^+$ implica na maior diferença de potencial aplicada sobre os terminais do indutor acoplado, e como resultado apresenta a maior derivada de corrente. No entanto, a aplicação deste vetor em tempo integral permite eliminar o efeito de v_1^+ sobre os capacitores flutuantes, obrigando ambos serem controlados em v_0 .

Assim, adotou-se que o controle de C_a seria realizada em v_1^+ e os vetores v_0 e v_2^+ seriam os estados não controlados. Já para C_b o controle deve ser realizado obrigatoriamente em v_0 e demais vetores que afetam este vetor não são controláveis. Como resultado a região de operação para esta situação é ilustrada pela Figura 4.12. Como pode ser observado, o capacitor C_a limita a operação para baixos índices de modulação, em contrapartida C_b restringe a região de operação para maiores índices de modulação, limitando a região de operação total da combinação.

Figura 4.12 – Região de operação para combinação de nove níveis D.



Fonte: Autor

4.3.5 Combinação nove níveis E

Esta combinação é obtida quando a relação de espiras é igual a 50% e as tensões nos capacitores C_a e C_b são iguais a $V_{cc}/4$. Nesta combinação, ambas as pernas do conversor processam a mesma corrente mas as tensões de bloqueio que os semicondutores são submetidos são distintas. Conforme demonstrado na Tabela 4.9, a corrente circulante pode ser regulada em um período de comutação uma vez que em todos os estados onde a mesma sofre contribuição existem redundâncias. Já no caso dos capacitores flutuantes, os vetores v_1^+ e v_3^+ apresentam efeito, sendo interessante ponderar a utilização dos estados $v_{1,1}^+$ e $v_{1,2}^+$ para o vetor v_1^+ e $v_{3,1}^+$ e $v_{3,2}^+$ no caso de v_3^+ .

Nesta combinação, o controle das tensões nos capacitores deve ser realizada em v_0 . Por sua vez, o controle da corrente circulante deve ser realizada em v_1^+ ou v_3^+ e neste caso a divisão das razões cíclicas do vetor escolhido deve levar em conta que a regulação só é efetivada se de fato o vetor for sintetizado. Assim, para garantir a regulação para uma faixa maior de índices de modulação a melhor escolha seria em v_1^+ .

Tabela 4.9 – Estados do conversor para a combinação nove níveis E.

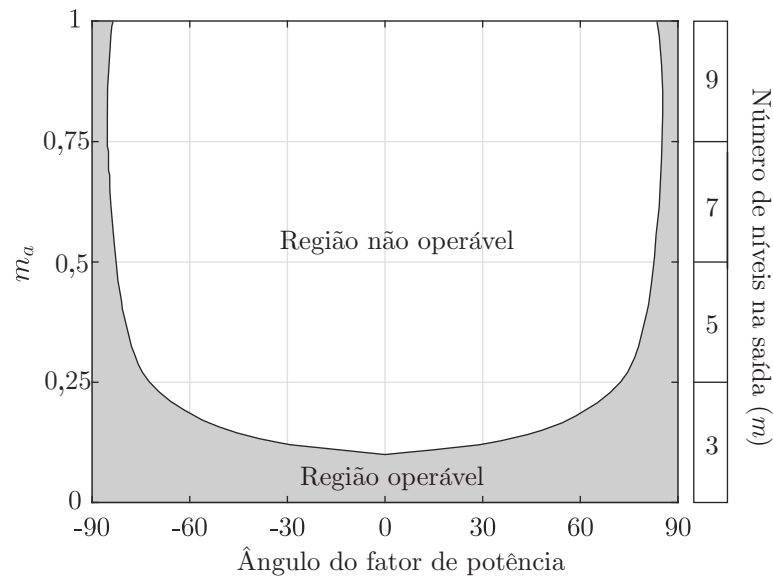
Vetor	Estado	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	i_{circ}
v_4^-	v_4^-	-0,5	-0,5	-0,5	→	→	→
v_3^-	$v_{3,1}^-$	-0,5	-0,25	-0,375	→	↓	↓
	$v_{3,2}^-$	-0,25	-0,5	-0,375	↓	→	↑
v_2^-	v_2^-	-0,25	-0,25	-0,25	↓	↓	→
v_1^-	$v_{1,1}^-$	-0,5	0,25	-0,125	→	↑	↓
	$v_{1,2}^-$	0,25	-0,5	-0,125	↑	→	↑
v_0	$v_{0,1}$	-0,5	0,5	0	→	→	↓
	$v_{0,2}$	-0,25	0,25	0	↓	↑	↓
	$v_{0,3}$	0,25	-0,25	0	↑	↓	↑
	$v_{0,4}$	0,5	-0,5	0	→	→	↑
v_1^+	$v_{1,1}^+$	-0,25	0,5	0,125	↓	→	↓
	$v_{1,2}^+$	0,5	-0,25	0,125	→	↓	↑
v_2^+	$v_{2,1}^+$	0,25	0,25	0,25	↑	↑	→
v_3^+	$v_{3,1}^+$	0,25	0,5	0,375	↑	→	↓
	$v_{3,2}^+$	0,5	0,25	0,375	→	↑	↑
v_4^+	v_4^+	0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

Como a regulação de ambos capacitores deve ser efetuada em v_0 a razão cíclica deste vetor deve ser dividida, garantindo que pelo menos durante cada metade de sua utilização um capacitor pode ser controlado. Para ambos capacitores, os vetores v_1^+ e v_3^+ apresentam contribuição, e como forma de expandir a região de operação estes vetores poderiam ter suas razões cíclicas divididas, implicando no desbalanço dos capacitores apenas durante meio período de sua utilização. No entanto, a divisão das razões cíclicas destes vetores não apresenta resultados significativos e obrigam que a corrente circulante sejam controlada em v_0 .

Desta forma, para a análise da região de operação apresentada na Figura 4.13, não se consideraram as razões cíclicas divididas, obtendo assim o pior caso para a combinação. A região de operação para ambos os capacitores é igual, vista que o vetor controlável e os vetores não controláveis também são os mesmos. Como resultado, a região de operação para esta combinação mostra-se muito restrita, mesmo para baixos índices de modulação.

Figura 4.13 – Região de operação para combinação de nove níveis E.



Fonte: Autor

4.3.6 Combinação nove níveis F

Finalmente a última combinação nove níveis pode ser obtida fazendo C_a igual a $1/4$ pu, C_b $1/2$ pu e admitindo que o indutor acoplado é simétrico, ou seja, a relação de espiras e a autoindutância são idênticas. Nesta combinação, pelo menos uma das pernas possui tensão de bloqueio igual para todos os semicondutores e as pernas processam correntes iguais. A Tabela 4.10 apresenta os estados do conversor. Cabe ressaltar ainda que esta combinação é equivalente a configuração nove níveis em ponte completa discutida em (SACCOL et al., 2018; SACCOL, 2019).

A regulação da tensão sobre o capacitor C_b pode ser obtida facilmente distribuindo as razões cíclicas associadas entre os vetores redundantes com efeitos opostos. No entanto, em caso de faltas ou não idealidades que fariam com que a simples distribuição das razões cíclicas para C_b não garantisse a regulação, o vetor v_2^+ poderia ser empregado para efetuar a regulação sem causar maiores problemas aos demais componentes do circuito, visto que não apresenta contribuição em C_a e a diferença de potencial sobre os terminais do indutor acoplado é a mesma. No caso do capacitor C_a , percebe-se que o vetor v_3^+ apresenta contribuição e tende a carregar este capacitor para correntes maiores que zero. Assim, é necessário empregar v_1^+ para garantir a regulação da tensão sobre C_a .

Tabela 4.10 – Estados do conversor para a combinação nove níveis F.

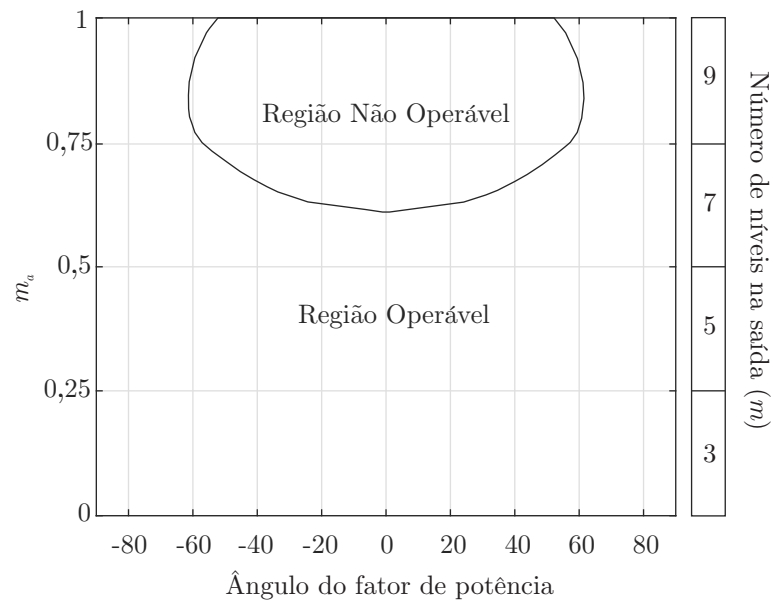
<i>Vetor</i>	<i>Estado</i>	v_a	v_b	$v_{saída}$	v_{ca}	v_{cb}	i_{circ}
v_4^-	v_4^-	-0,5	-0,5	-0,5	→	→	→
v_3^-	v_3^-	-0,25	-0,5	-0,375	↓	→	↑
v_2^-	$v_{2,1}^-$	-0,5	0	-0,25	→	↑	↓
	$v_{2,2}^-$	-0,5	0	-0,25	→	↓	↓
v_1^-	$v_{1,1}^-$	-0,25	0	-0,125	↓	↑	↓
	$v_{1,2}^-$	-0,25	0	-0,125	↓	↓	↓
	$v_{1,3}^-$	0,25	-0,5	-0,125	↑	→	↑
v_0	$v_{0,1}$	-0,5	0,5	0	→	→	↓
	$v_{0,2}$	0,5	-0,5	0	→	→	↑
v_1^+	$v_{1,1}^+$	-0,25	0,5	0,125	↓	→	↓
	$v_{1,2}^+$	0,25	0	0,125	↑	↑	↑
	$v_{1,3}^+$	0,25	0	0,125	↑	↓	↑
v_2^+	$v_{2,1}^+$	0,5	0	0,25	→	↑	↑
	$v_{2,2}^+$	0,5	0	0,25	→	↓	↑
v_3^+	v_3^+	0,25	0,5	0,375	↑	→	↓
v_4^+	v_4^+	0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém → Carrega ↑ Descarrega ↓

Outra situação interessante nesta combinação é observada no vetor v_0 , que não afeta as tensões dos capacitores flutuantes, mas aplica a diferença de potencial máxima sobre os terminais do indutor acoplado. O controle da corrente circulante neste vetor é interessante, pois v_0 é utilizado para qualquer índice de modulação. A região de operação para o capacitor C_a aplicando a metodologia exposta é ilustrada pela Figura 4.14. Como pode ser observado, nesta combinação a região inoperável é menor, visto que apenas o vetor v_3^+ não apresenta redundância.

Conforme apresentada o região de operação é definida em função da restrição feita pela Equação (4.4). Para ilustrar a região de operação em função da carga, a Figura 4.15 apresenta a carga nos estados controláveis e não controláveis do conversor.

Figura 4.14 – Região de operação para a combinação nove níveis F.



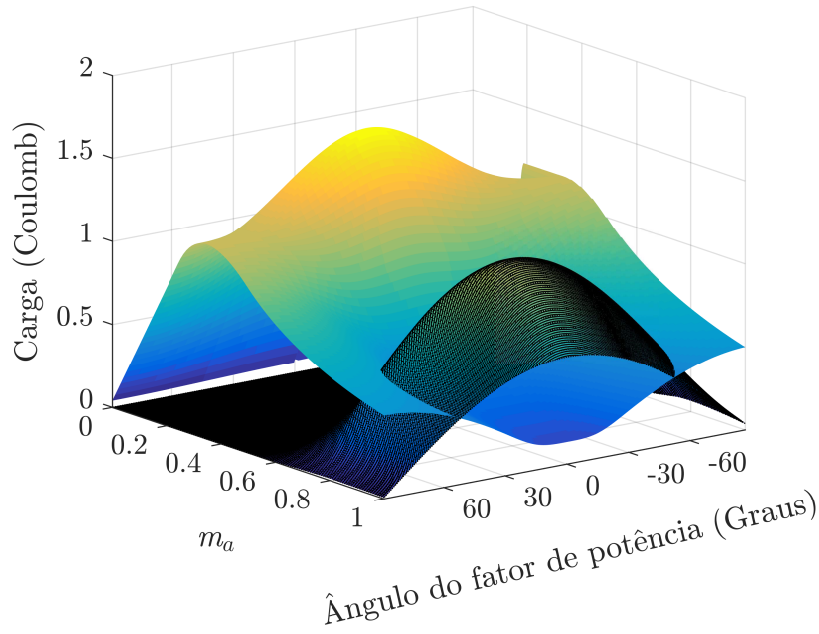
Fonte: Autor

4.4 COMBINAÇÕES ONZE, TREZE E QUINZE NÍVEIS

Conforme apresentado no Capítulo 3, a topologia sob estudo pode sintetizar até dezesseis estados entre os terminais do indutor acoplado, restringindo o conversor a um número máximo de dezesseis níveis. A Tabela 3.2 mostrou que é possível obter combinações com onze, treze e até quinze níveis igualmente espaçados. Estas combinações não serão discutidas em detalhes neste trabalho, pois como o número de estados é limitado, o incremento do número de níveis reduz a quantidade de estados redundantes. A redução das redundâncias por sua vez, tende a diminuir as possibilidades de controle das tensões dos capacitores flutuantes e da corrente circulante, principalmente quando se deseja realiza-lo em um período de comutação. Conforme pode ser visto nas análises para a combinações de sete e nove níveis, as regiões de operação apresentam restrições significativas, pois nestes casos alguns estados redundantes são perdidos.

Mesmo possuindo regiões restritas algumas destas combinações podem ser implementadas. O emprego do conceito de vetores virtuais discutido em (SACCOL, 2019) permite que alguns vetores indesejados tenham seu tempo de aplicação reduzidos ou até mesmo zerados. Nesta técnica implementa-se o vetor indesejado a partir de outros vetores, garantindo o valor médio da forma de onda de tensão na saída do conversor. A utilização desta técnica para o conversor sob estudo, permite eliminar vetores problemáticos, mas em contrapartida, tende a piorar o desempenho harmônico conforme demonstrou (SACCOL et al., 2018).

Figura 4.15 – Carga do capacitor C_a em função de m_a e do fator de potência. Em preto a carga não controlável.



Fonte: Autor

4.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram realizadas análises dos vetores sintetizados em combinações de cinco, sete e nove níveis. Tais análises são pertinentes visto que os resultados são necessários para realizar a escolha de uma combinação para implementação prática. A primeira conclusão está relacionada a diminuição da flexibilidade para controle das variáveis que são requisitos fundamentais para operação correta do conversor. Conforme esperado, o aumento da quantidade de vetores sintetizados pelo conversor está diretamente ligado com a redução do número de estados redundantes.

Também se justificou o por que não foram realizadas as análises das combinações que apresentam maior número de níveis, visto que a implementação destas topologias é possível. Demonstrou-se que a redução dos estados redundantes acaba diminuindo, ou impossibilitando, que o controle das variáveis de interesse seja realizado. Assim, foram discutidas apenas combinações limitadas a um número máximo de nove níveis, que em alguns casos já apresentaram restrições quanto a operação do conversor.

Em virtude destas limitações, fica claro que a aplicação do conversor é restrita, visto que na maioria das situações o conversor é operável apenas para baixo fator de potência ou índices de modulação. Nesse sentido, a aplicação desta topologia em filtros

ativos de potência é justificável e plausível conforme já demonstrou (XIAO; VENAYA-GAMOORTHY; CORZINE, 2009).

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados resultados de simulação e experimentais para demonstrar a operação do conversor sob análise. Os resultados de simulação foram obtidos através do *software* Matlab/Simulink, onde o circuito de potência é implementado por meio de blocos. A implementação da modulação SV-PWM, bem como rotinas de conversão analógico digital AD, cálculo de razões cíclicas e leis de controle em tempo discreto são implementadas em linguagem Matlab, através do M-BLOCK.

Para obtenção dos resultados experimentais, neste trabalho será utilizada a plataforma dSPACE. A dSPACE será responsável pelo cálculo das leis de controle e geração dos sinais PWM para as chaves. A utilização do Matlab/Simulink para obtenção dos resultados de simulação apresenta vantagens significativas para a obtenção de resultados experimentais quando utiliza-se a plataforma dSPACE, visto que os diagramas de controle e modulação utilizados em simulação são empregados na prática, e apenas os sinais para as chaves e as leituras devem ser endereçados as portas da dSPACE.

Para fins de análise, nesta dissertação serão apresentados resultados de simulação e experimentais de apenas uma combinação, visto que a mesma metodologia de análise, simulação e experimental pode ser estendida para as demais combinações sem maiores problemas.

5.1 TOPOLOGIA 9 NÍVEIS

Entre as combinações discutidas no Capítulo 4, a configuração apresentada na Seção 4.3.6 apresenta algumas características interessantes, como a corrente processada por cada perna do conversor que é igual para ambas as pernas, além disso, a tensão de bloqueio dos semicondutores da perna B do conversor é igual para todos os semicondutores. Recapitulando, esta combinação é obtida fazendo $V_{C_a} = V_{cc}/4$ e $V_{C_b} = V_{cc}/2$ e utilizando uma relação de espiras simétrica. A região de operação do conversor não é tão restrita se comparada a outras combinações, enquanto permite que um número significativo de níveis sejam alcançados. Assim, este capítulo apresenta a metodologia de projeto utilizada para a implementação da topologia de nove níveis.

5.2 PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES

A metodologia de projeto dos capacitores flutuantes é realizada de acordo com a análise vetorial dos estados do conversor. Em situações onde a tensão sobre o capacitor é afetada mas o vetor apresenta redundância e o balanço da tensão é realizado em um

período de comutação, é possível afirmar que a tensão deste capacitor apresentará apenas oscilações de alta frequência. Já para situações nas quais o capacitor não apresenta redundância em todos os estados, a regulação é realizada em um período da fundamental, apresentando assim oscilações de baixa frequência.

Partindo destas afirmações, a metodologia de projeto dos capacitores é realizada de maneira distinta, de acordo com o tipo de oscilação que o capacitor apresenta. Para o capacitor que opera apenas com oscilações em alta frequência pode-se empregar uma metodologia de projeto aproximada, considerando que a variação máxima da tensão depende da corrente sobre o capacitor e da frequência de comutação, sendo possível realizar o controle em um período de comutação, conforme apresentado na seção seguinte.

5.2.1 Projeto do Capacitor C_b

Em situações onde o capacitor apresenta redundância, o controle da tensão pode ser efetuado em um período de comutação, assim o mesmo apresentará apenas oscilações de alta frequência. Assim, assumindo que as formas de onda de corrente e tensão de saída são senoidais é possível aplicar a metodologia de projeto apresentada por (FAZEL et al., 2007), tal que

$$C = \frac{I_{f,rms}}{\Delta V_c \times f_c} \quad (5.1)$$

em que $I_{f,rms}$ é o maior valor eficaz da corrente que circula sobre o capacitor flutuante, f_c é a frequência de comutação, ΔV_c é a variação máxima de tensão admissível que usualmente é inferior a 15 % e C é a capacitância.

Do ponto de vista de regulação, C_b não apresenta maiores problemas e pode ser regulado em um período de comutação simplesmente distribuindo as razões cíclicas. Assim a capacitância pode ser definida através da metodologia discutida nesta seção. Já no caso do capacitor C_a a metodologia não pode ser aplicada, e seu projeto é discutido na seção seguinte.

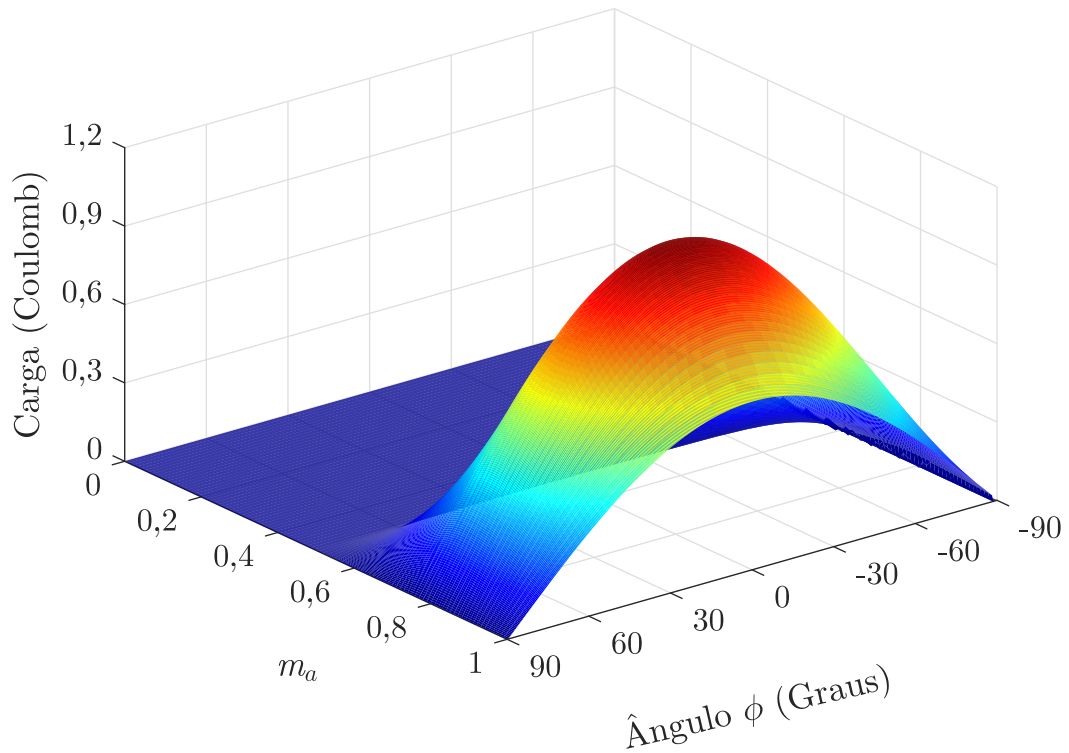
5.2.2 Projeto do Capacitor C_a

O capacitor C_a apresenta ondulação de baixa frequência devido a aplicação do vetor v_3 e a metodologia de projeto apresentada na Seção 5.2.1 não pode ser empregada. Neste caso, o cálculo da capacitância de C_a é realizado em função da ondulação máxima aceitável conforme apresentado em (SACCOL et al., 2018).

A ondulação de tensão sobre um capacitor é determinada pela corrente que atravessa esse componente durante o intervalo de tempo considerado. Nesse caso, a ondulação de tensão de baixa frequência sobre o capacitor C_a origina-se pela aplicação do vetor v_3^+ ,

que não possui estados redundantes para o balanceamento da tensão em um período de comutação. Quando calcula-se a carga do capacitor em função de m_a e do ângulo do fator de potência, percebe-se que a carga total acumulada sobre o capacitor C_a sempre é positiva durante o intervalo de tempo considerado conforme ilustra a Figura 5.1.

Figura 5.1 – Carga do capacitor C_a em função de m_a e do ângulo do fator de potência da carga.



Fonte: Autor

Assim, a metodologia de projeto para C_a é realizada considerando-se apenas os instantes de tempo em que a corrente sobre esse componente é positiva, isto é, nos momentos em que há um aumento da tensão sobre o capacitor, durante a aplicação do vetor v_3^+ . Para isso, utilizou-se a função $sign(i_a)$, que resulta no sinal da corrente de saída, tal que

$$\begin{aligned} sign(i_a) &= 1 & i_a &\geq 0 \\ sign(i_a) &= -1 & i_a &< 0 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Nesse sentido, a ondulação de tensão sobre o capacitor C_a , denominada ΔV_{C_a} é proporcional à integral da corrente que circula sobre esse componente nos instantes em que

essa corrente é positiva, durante a aplicação do vetor v_3^+ na tensão de saída do conversor, em meio período da tensão de referência:

$$\Delta v_{ca}(\phi, m_a) = \left[\frac{\text{sign}(i_a) + 1}{2} \right] \frac{1}{C_a} \int_0^{\frac{T}{2}} i_a(\theta, \phi) d_3(m_a, \phi) d\theta \quad (5.3)$$

Como associam as mesmas grandezas, o resultado obtido em (5.3) pode ser relacionado a (4.2), obtendo-se a ondulação de tensão normalizada sobre o capacitor C_a , definida como

$$\frac{C_a \Delta v_{ca}(\phi, m_a)}{I} = \left[\frac{\text{sign}(i_a) + 1}{2} \right] \int_0^{\frac{T}{2}} \text{sen}(\theta, \phi) d_3(m_a, \phi) d\theta \quad (5.4)$$

dessa forma, o projeto de C_a leva em conta a análise dos estados de comutação do conversor, dos vetores aplicados e suas razões cíclicas e o sentido da corrente nestes vetores.

5.2.3 Projeto do Compensador para os Capacitores Flutuantes

Esta seção apresenta o projeto dos compensadores para os capacitores flutuantes utilizados para a implementação do conversor. Na seção 3.4 explanou-se a metodologia para controle da tensão sobre os capacitores flutuantes, bem como as estruturas de controle a serem utilizadas. O valor médio da corrente sobre o capacitor C_b é igual a zero durante um período de comutação, assim, distribuindo as razões cíclicas associadas a carga e descarga do capacitor, não existem maiores problemas quanto ao balanceamento da tensão. No entanto, a possibilidade de desbalanceamento para o capacitor C_b não pode ser descartada durante transitórios, faltas ou não idealidades, e um controlador precisa ser projetado para restabelecer as condições normais de operação. No caso do capacitor C_a , a manutenção da tensão também deve ser realizada, já que neste caso, o capacitor é regulado em um período da fundamental.

Neste trabalho, a metodologia para o projeto dos compensadores é baseada na resposta em frequência através dos diagramas de Bode. Inicialmente, as plantas que serão modeladas e controladas no domínio da frequência devem ser discretizadas através da transformada bilinear que permite considerar o efeito do modulador PWM, representado por um retentor de ordem zero (do inglês, *Zero Order Hold-ZOH*), uma vez que apresenta boas respostas para frequências bem menores que a frequência de comutação (SACCOL, 2019).

Agora já no domínio discreto, também conhecido como plano z , deve-se multiplicar a planta discreta por um atraso (z^{-1}) de modo a considerar a dinâmica do atraso que ocorre na atualização da lei de controle. É importante ressaltar que no domínio discreto a metodologia para projeto dos compensadores no plano s não é mais válida. Para utilizar

as ferramentas de projeto utilizadas em s uma nova transformada pode ser aplicada, remapeando a planta discreta para um plano contínuo fictício denominado plano w .

No plano w , as ferramentas clássicas de projeto como margem de fase, margem de ganho e frequência de cruzamento, podem ser aplicadas novamente. Neste ponto, o compensador deve ser projetado de acordo com os requisitos do sistema e posteriormente discretizado para obtenção da equação de diferenças discretas, na forma implementável em um Processador Digital de Sinais (do inglês, *Digital Signal Processor*- DSP). Como principal vantagem do plano w pode-se destacar o fato do projeto ser concebido pelas mesmas técnicas utilizadas em s , já considerando a dinâmica do amostrador e o atraso para implementação da lei de controle.

Como o modelo do conversor foi explanado na Seção 3.5, adotando como parâmetros de projeto $I_a = I_b = 3$ A, uma variação máxima de da tensão sobre os capacitores flutuantes de 5 % que resultou em $C_a = 3300 \mu\text{F}$ e $C_b = 2200 \mu\text{F}$ foram projetados compensadores do tipo proporcional integral para garantir a regulação das tensões sobre os capacitores. A frequência de cruzamento adotada foi de 20 Hz, uma vez que a frequência de cruzamento maior implica em respostas mais rápidas, com variações mais repentinas e neste caso espera-se que a malha não apresente variações bruscas dos índices de modulação de corrente δ_a e δ_b , a margem de fase foi estabelecida em torno de 75° , resultando em um sistema mais estável e com menos oscilações.

Como resultado as Figuras 5.2 e 5.3 apresentam as respostas em frequência das plantas compensadas para os capacitores C_a e C_b respectivamente. As funções de transferências dos compensadores no plano w são descritas pelas equações

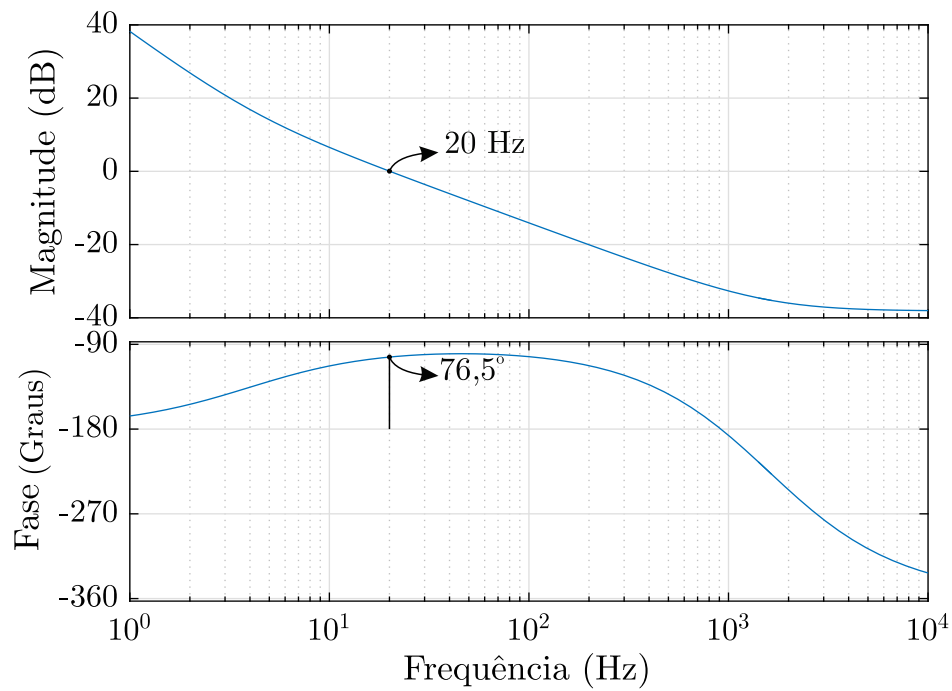
$$C_{C_a}(w) = 0,20764 \frac{(w + 25,21)}{w} \quad (5.5)$$

$$C_{C_b}(w) = 0,13333 \frac{(w + 25,21)}{w} \quad (5.6)$$

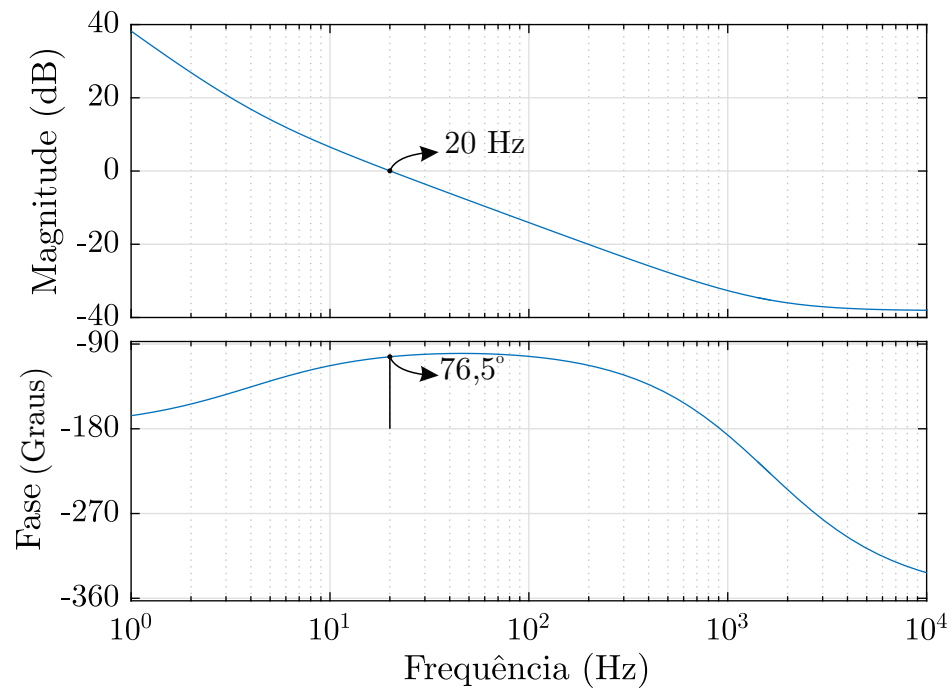
ou no plano z , utilizando uma frequência de amostragem de 5 kHz, pelas equações

$$C_{C_a}(z) = 0,20817 \frac{(z - 0,995)}{z - 1} \quad (5.7)$$

$$C_{C_b}(z) = 0,13333 \frac{(z - 0,995)}{z - 1} \quad (5.8)$$

Figura 5.3 – Resposta em frequência da malha de balanço de C_b no plano w compensada.

Fonte: Autor

Figura 5.2 – Resposta em frequência da malha de balanço de C_a no plano w compensada.

Fonte: Autor

5.2.4 Projeto do Compensador Para Corrente Circulante

Para o controle do valor médio da corrente circulante foi utilizada a estrutura de controle apresentada na Figura 3.8. As técnicas empregadas para o projeto dos compensadores das tensões sobre os capacitores flutuantes também são válidas para a corrente circulante e serão empregadas de forma análoga neste trabalho. Inicialmente, para projetar o compensador para corrente circulante é necessário obter o modelo da corrente em função da razão cíclica. Como neste trabalho o objetivo é a validação da estrutura multi-nível com pernas em paralelo para um número maior de níveis, o modelo para projeto do compensador foi obtido de acordo com a metodologia exposta por (BRITO; HELDWEIN; BASCOPE, 2015).

Utilizando a técnica de obtenção do modelo válido para pequenos sinais, a função de transferência é descrita por

$$\frac{i_{circ}(s)}{d(s)} = \frac{v_a - v_b}{4sL} \quad (5.9)$$

de onde $d(s)$ é a razão cíclica do vetor, que pode ser associada ao tempo de aplicação da diferença de potencial sobre os terminais do indutor acoplado. Considerando a máxima diferença de potencial sobre os terminais v_a e v_b , obtém-se o maior ganho da planta, e desprezando a resistência do enrolamento o denominador é constituído apenas pela impedância oferecida à corrente circulante que é igual a quatro vezes a autoindutância.

Assim, projetou-se um compensador proporcional integral, adotando uma frequência de cruzamento de 20 Hz, resultando em respostas com variações mais suaves e uma margem de fase de 60° , mantendo o sistema estável e com respostas dinâmicas menos oscilatórias. O diagrama de Bode da Figura 5.4 ilustra a planta já compensada. A função de transferência do compensador no plano w é dada por

$$C_{i_{circ}}(w) = 0,092888 \frac{(w + 62,83)}{w} \quad (5.10)$$

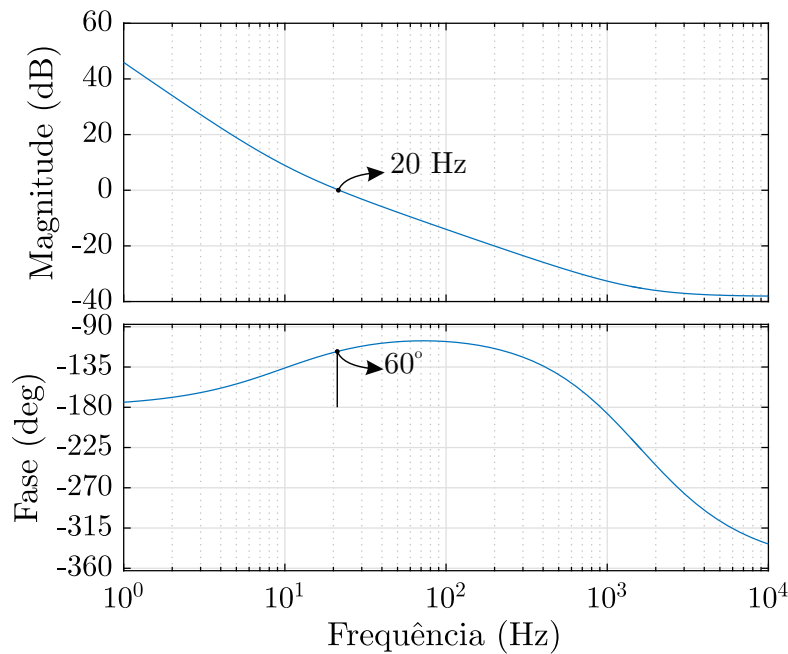
ou no domínio discreto, com frequência de amostragem de 5 kHz, por

$$C_{i_{circ}}(z) = 0,093472 \frac{(z - 0,9875)}{z - 1} \quad (5.11)$$

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção serão mostrados os resultados de simulação para a topologia apresentada na subseção 4.3.6. Para obtenção do número de níveis foram utilizados os parâmetros apresentados na Tabela 5.1. Para validação da região de operação também foram determinadas duas cargas: uma com baixo fator de potência (Carga 1) e outra com alto fator de potência (Carga 2). Um resultado de simulação para essas condições de operação com

Figura 5.4 – Resposta em frequência da malha de balanço da corrente circulante compensada.



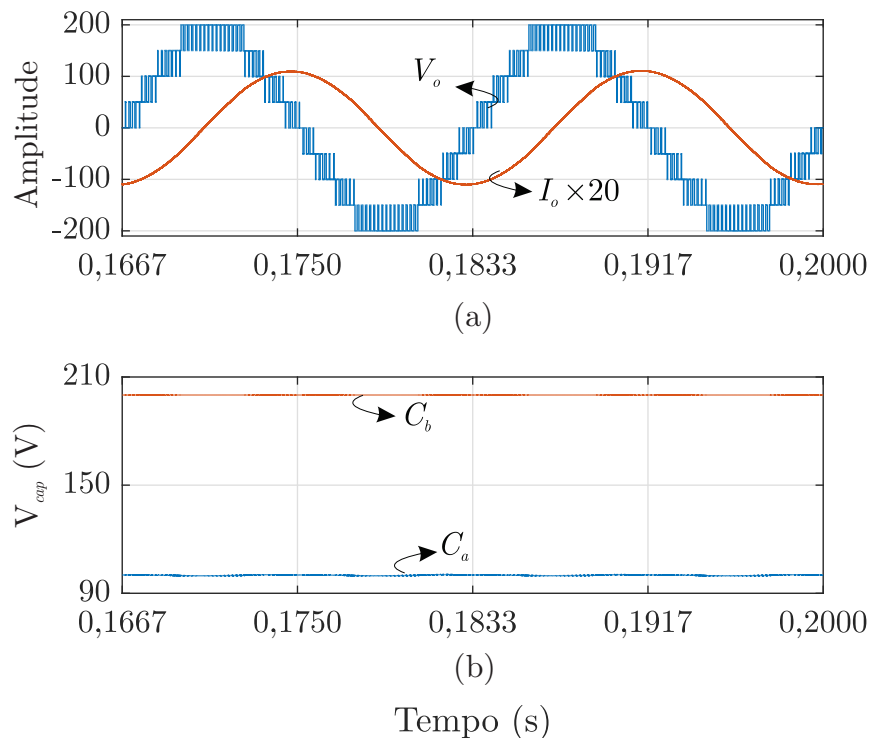
Fonte: Autor

a carga 1, é apresentado na Figura 5.5. É possível verificar os nove níveis sintetizados na tensão de saída do conversor e as tensões sobre os capacitores flutuantes. Como esperado, a tensão sobre o capacitor C_a apresenta uma ondulação de baixa frequência resultante do processo de balanceamento. Ainda, o balanceamento de tensão sobre o capacitor C_b é atingido através da estratégia de modulação proposta neste trabalho.

O balanceamento da tensão para o capacitor flutuante C_a ocorre normalmente para a carga 1. Nesse caso, as razões cíclicas associadas aos vetores controláveis são capazes de equilibrar os efeitos dos vetores não controláveis, e o inversor opera corretamente para qualquer valor de amplitude do índice de modulação. A Figura 5.6 ilustra os resultados de regulação de tensão sobre os capacitores flutuantes mediante degrau no índice de modulação de amplitude ($m_a = 0,5 \rightarrow m_a = 0,9$), em 100 ms para a carga 1. Como o controlador definido para o capacitor flutuante C_a realiza o balanceamento da tensão em um período completo da tensão de referência, para $m_a > 0,5$, surge uma ondulação de baixa frequência na tensão sobre esse componente. Essa ondulação implica em níveis não muito bem definidos, impactando na distorção harmônica da tensão de saída.

Tabela 5.1 – Parâmetros para resultados de simulação e experimentais.

Parâmetro	Valor
Tensão do Barramento CC	400 V
Tensão sobre o capacitor C_a	100 V
Tensão sobre o capacitor C_b	200 V
Capacitância C_a	2200 μF
Capacitância C_b	3300 μF
Frequência da tensão de saída	60 Hz
Frequência de comutação	5 kHz
Relação de Espiras	N1=N2
Indutância L	300 mH
Carga 1	$5 + j 33,92 \Omega$ (FP=0,174)
Carga 2	$23 + j 22,62 \Omega$ (FP=0,707)

Figura 5.5 – Resultados de simulação para a carga 1 e $m_a = 0,9$. (a) tensão e corrente de saída do conversor. (b) tensões sobre os capacitores flutuantes.

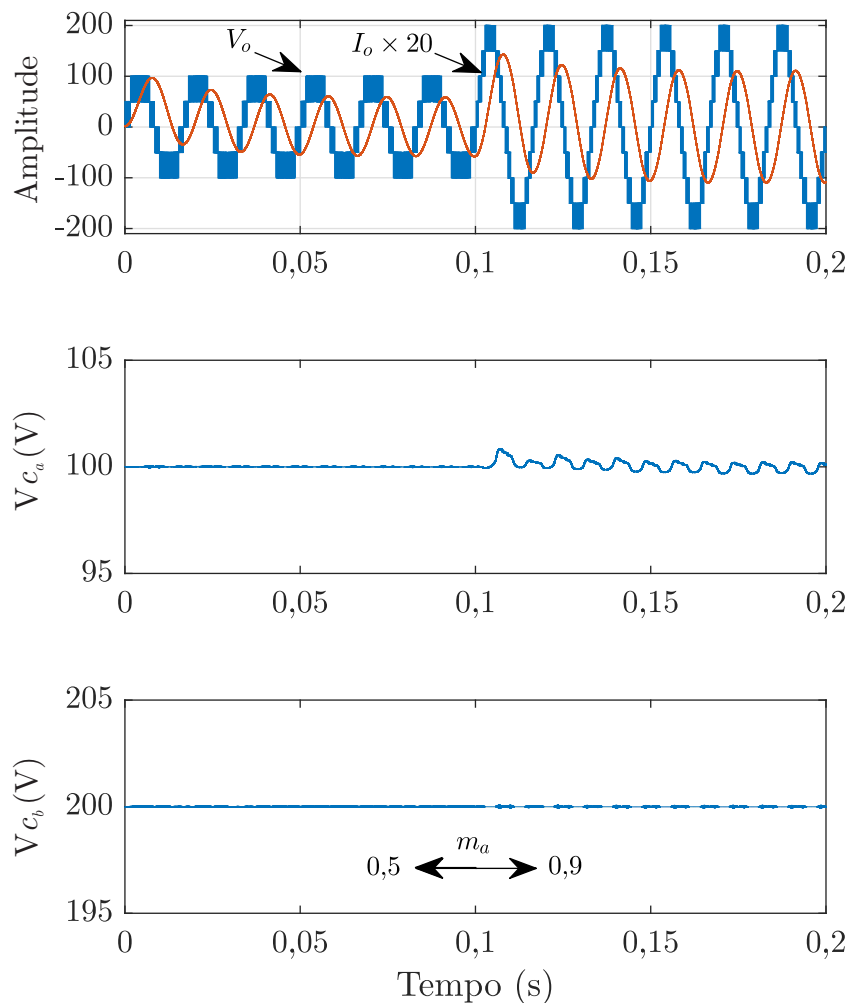
Fonte: Autor

Por outro lado, considerando a carga 2, o balanceamento da tensão sobre o capacitor C_a somente é atingido para baixos valores do índice de modulação de amplitude,

como pode ser verificado na Figura 5.7. Para esse resultado, é realizado um degrau no índice de modulação de amplitude em 100 ms ($m_a = 0,5 \rightarrow m_a = 0,9$), onde é possível verificar que a tensão sobre o capacitor C_a diverge de seu valor nominal, visto que esse ponto de operação não permite que o balanço da tensão seja efetuado.

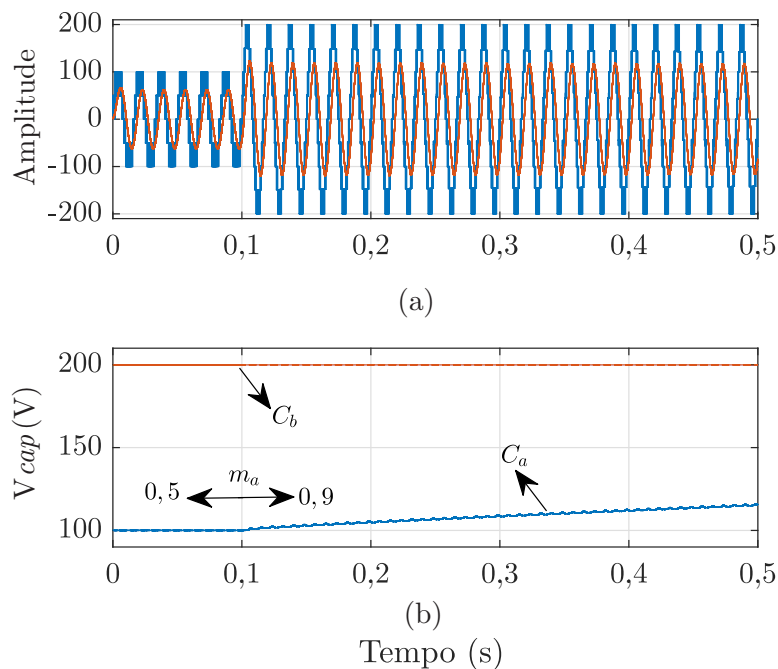
As correntes sobre os capacitores flutuantes para o conversor operando com a carga 1 são apresentadas na Figura 5.8. Em cada período de comutação, a corrente média sobre o capacitor C_b é igual a zero, resultando em apenas uma ondulação de alta frequência sobre esse componente. De forma contrária, a carga total acumulada sobre o capacitor flutuante C_a é sempre positiva durante a aplicação do vetor v_3^+ , em meio período da tensão de referência. Portanto, o vetor controlável v_1^+ deve ser utilizado para manter a corrente média igual a zero, durante meio período da tensão de referência.

Figura 5.6 – Resultados de simulação para um degrau no índice de modulação do conversor, utilizando a carga 1. Acima: tensão e corrente de saída. Abaixo: tensões sobre os capacitores flutuantes.



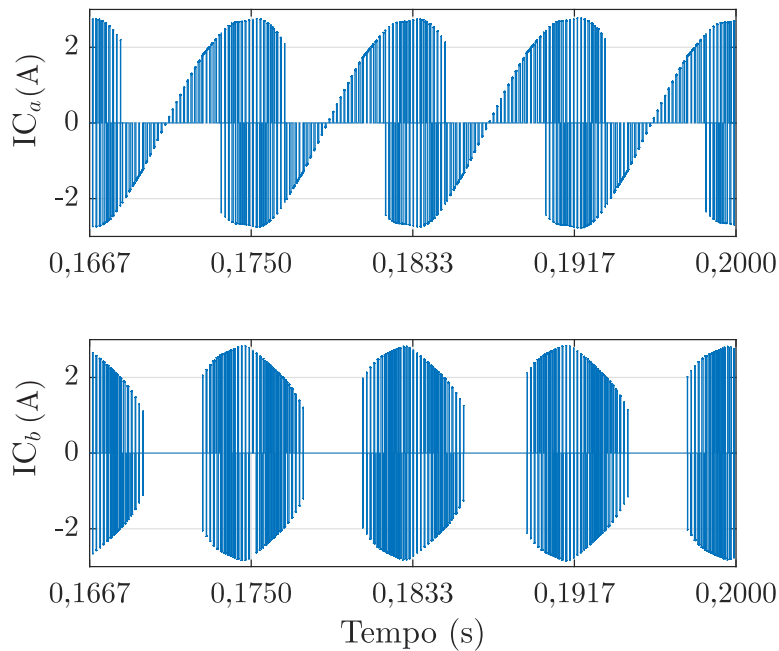
Em relação as correntes do conversor, como esperado para enrolamentos idênticos, cada perna do conversor deve contribuir com metade da corrente de saída, além da corrente circulante. Na Figura 5.9 é demonstrada a corrente de saída em cada perna do conversor, e a corrente circulante. Em 100 ms é aplicado um degrau no índice de modulação em amplitude de ($m_a = 0,5 \rightarrow m_a = 0,9$). Neste instante a corrente de saída é elevada, bem como a contribuição da corrente de cada perna do conversor. A corrente circulante por sua vez, permanece com seu valor médio igual a zero, evitando a saturação do núcleo. Contudo, é possível perceber que a forma de onda é alterada devido a aplicação de outros vetores. Na partida do conversor enquanto $m_a = 0,5$, existe uma diferença entre as correntes que pode ser explicada pelas assimetrias de tensão aplicadas sobre os terminais do indutor acoplado. Quando $m_a = 0,9$, estes vetores que possuem assimetrias maiores tendem a ser usados por um tempo menor, fazendo com que as correntes sejam praticamente idênticas.

Figura 5.7 – Resultados de simulação para um degrau no índice de modulação do conversor, utilizando a carga 2. (a) tensão e corrente de saída. (b) tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: Autor

Figura 5.8 – Corrente sobre os capacitores flutuantes.



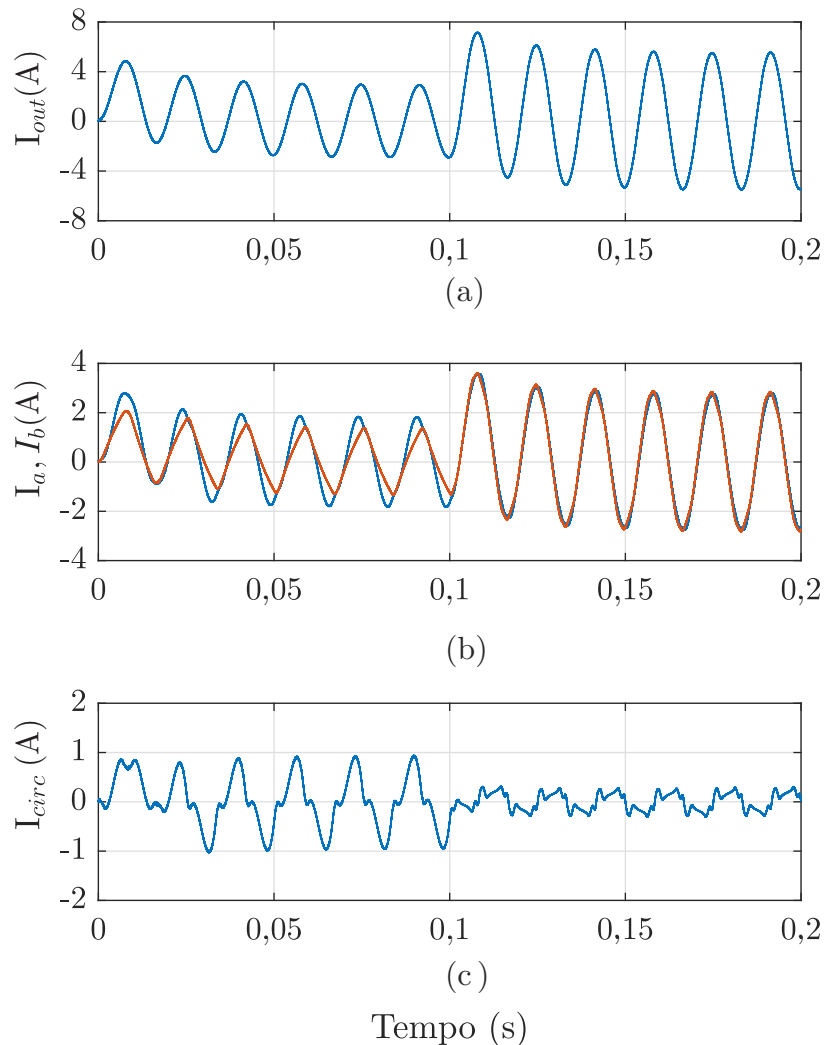
Fonte: Autor

O comportamento da corrente circulante pode ser melhor compreendido analisando novamente a Tabela 4.10, uma vez que $m_a = 0,5$ utiliza apenas os vetores v_0 , v_1^+ e v_2^+ e na maioria das redundâncias a corrente circulante tende a crescer durante o semiciclo positivo da tensão de referência, bem como, estes vetores são empregados durante mais tempo. Assim, espera-se que oscilações em baixas frequências nas correntes circulantes oriundas da utilização destes vetores sejam observadas.

Por outro lado, quando $m_a \rightarrow 0,9$, os vetores v_3^+ e v_4^+ também são empregados, assim a utilização de v_3^+ , apresenta como efeito o decréscimo da corrente circulante, mesmo fazendo uso de uma derivada menor. A utilização de v_4^+ não apresenta contribuição em relação a corrente circulante, mantendo a derivada da corrente igual a zero durante sua utilização, considerando que o indutor acoplado é ideal.

Conforme descrito, nesta combinação as pernas geram níveis distintos de tensão. A Figura 5.10(a) ilustra os níveis de tensão da perna a, que por operar de forma assimétrica apresenta até quatro níveis distintos. A Figura 5.10(b) apresenta os níveis sintetizados pela perna b que opera de forma simétrica e pode sintetizar até três níveis distintos. Finalmente na Figura 5.10(c) são apresentados os nove níveis de saída obtidos pela relação de espiras do indutor acoplado e as tensões sintetizadas por cada perna do conversor.

Figura 5.9 – Correntes no conversor (a) corrente de saída. (b) Correntes nas pernas do conversor (c) Corrente circulante.

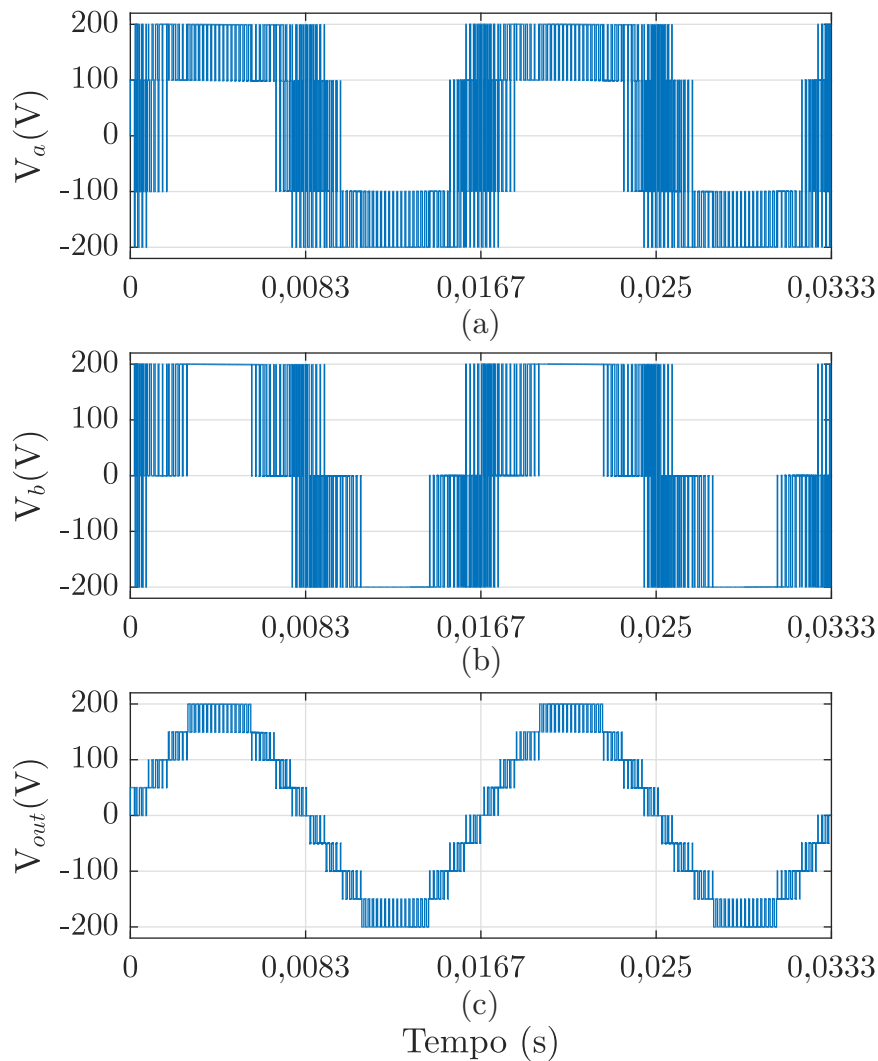


Fonte: Autor

A fim de comprovar o funcionamento dos compensadores, as ações de controle são ilustradas pela Figura 5.11. Nesta simulação considerou-se que os capacitores flutuantes estivessem inicialmente descarregados e que o barramento teria sua tensão elevada em rampa até o seu valor nominal. Conforme pode ser visto, durante a partida a ação de controle tende a permanecer em seu valor máximo, utilizando pela maior parte do tempo os vetores que tendem a carregar os capacitores flutuantes, após os mesmos chegarem em suas tensões nominais em torno de 1,2 segundos, a ação de controle de C_b vai para zero, ou seja, existe a divisão das razões cíclicas de forma igualitária dos vetores. Já no caso de C_a , que tem a tendência de continuar carregando-se, a ação de controle fica levemente abaixo de zero, tendendo a utilizar por mais tempo vetores que contribuem

descarregando o mesmo. Já para a corrente circulante é possível perceber que a ação de controle, permanece em torno de zero, tentando compensar apenas as oscilações em baixa frequência visto que neste caso não houve perturbação externa que causasse o desequilíbrio.

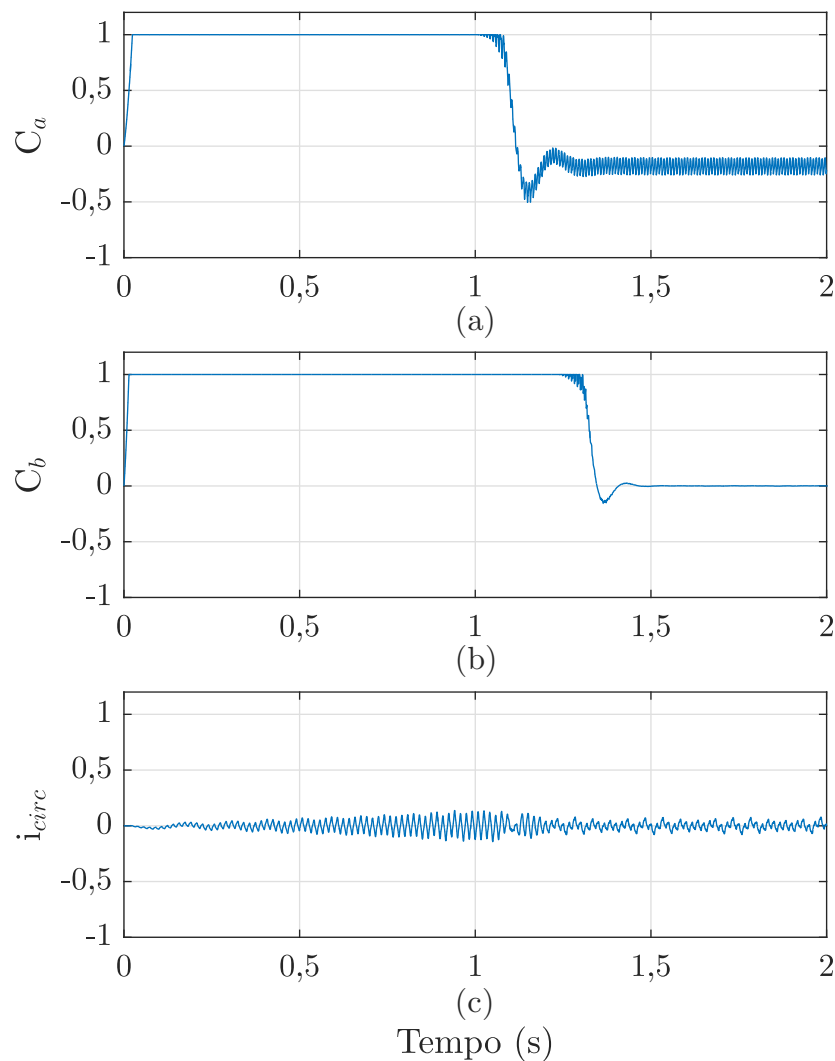
Figura 5.10 – Tensões sintetizadas pelo conversor (a) Tensão da perna a. (b) Tensão da perna b. (c) Tensão de saída.



Fonte: Autor

Ainda com relação às ações de controle, a saturação é realizada por meio de um bloco que limita a mesma entre o valor máximo e o valor mínimo. Neste trabalho não foram utilizadas técnicas como *anti-windup* para desligar a ação de controle integral em casos de saturação, visto que a saturação ocorre apenas na partida ou em regiões onde a operação não é permitida, não causando maiores problemas no desempenho do conversor.

Figura 5.11 – Ações de controle (a) Capacitor C_a . (b) Capacitor C_b . (c) Corrente circulante i_{circ} .



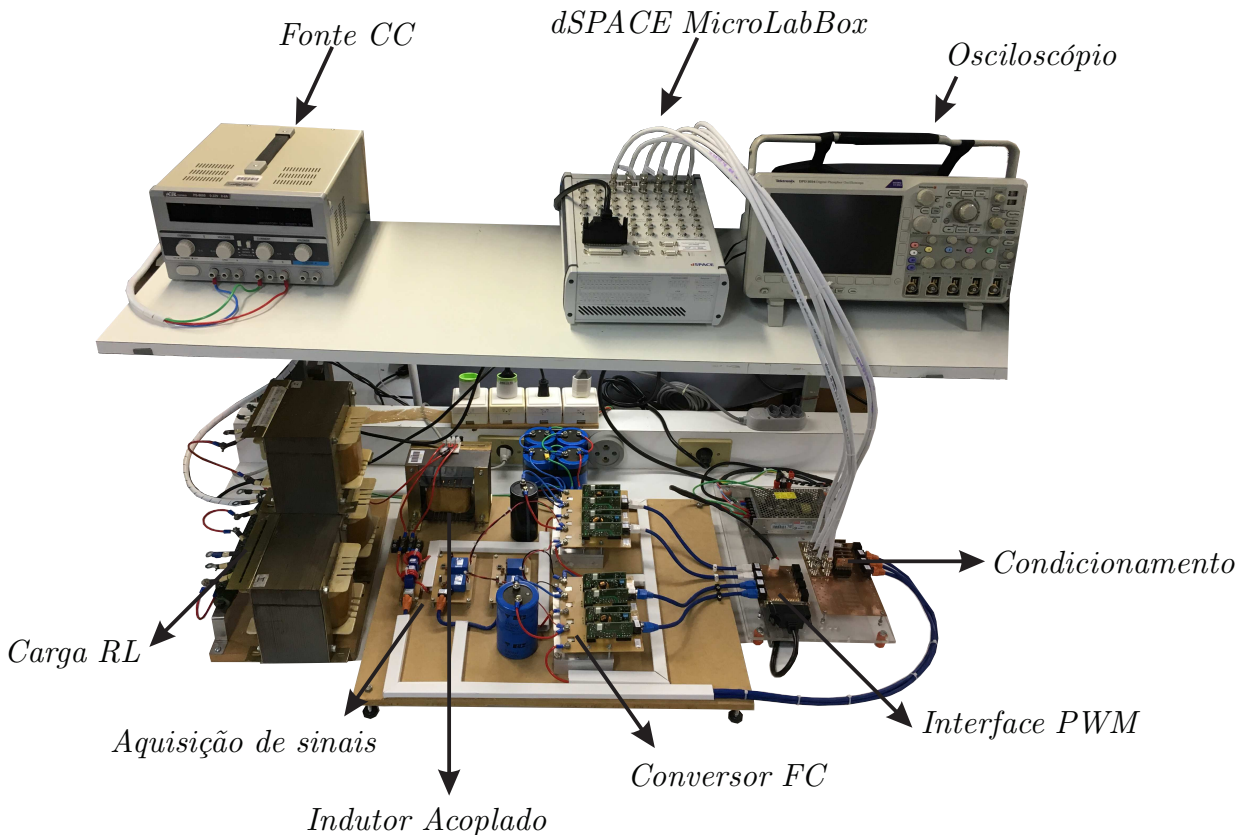
Fonte: Autor

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A bancada para obtenção dos resultados experimentais é ilustrada na Figura 5.12. Conforme apresentado, para operação do conversor as tensões dos capacitores flutuantes devem ser reguladas em seus valores nominais, bem como a corrente circulante deve ser controlada e mitigada para evitar a saturação do núcleo e perdas adicionais. Deste modo, se faz necessário que as tensões sobre os capacitores flutuantes e as correntes das pernas sejam medidas para realização do controle em malha fechada. Além disso, a partida do conversor com tensão nominal do barramento CC sem realizar a pré carga dos capacitores flutuantes pode causar sérios danos aos dispositivos semicondutores. Neste trabalho, o circuito de pré carga não será implementado, e para evitar a queima de

dispositivos o barramento CC será partido em rampa, e as tensões de referência dos capacitores flutuantes serão fracionadas da tensão do barramento CC que também deverá ser medida.

Figura 5.12 – Bancada utilizada para obtenção dos resultados experimentais.



Fonte: Autor

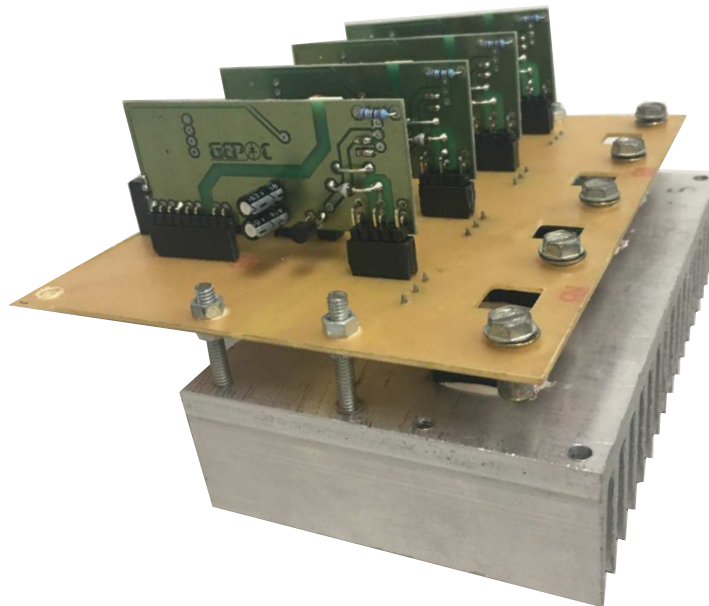
5.4.1 O Conversor

O circuito de potência é ilustrado pela Figura 5.13. Cada perna é constituída por quatro transistores bipolares de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*- IGBT) com tensão coletor emissor de 600V e corrente máxima de coletor 30A, modelo IRGP30B60KD-EP, fabricados pela *International Rectifier-IOR* montados sobre dissipadores de calor.

Os circuitos de acionamento são conectados diretamente a placa de potência através de conectores tipo *Header*, e a alimentação dos mesmos é realizada por fontes isoladas também conectadas diretamente sobre as placas, sendo que as conexões de sinal e potência são isoladas. Os sinais de comando oriundos da dSPACE MicroLabBox e a alimentação

para as fontes isoladas é transmitida via cabo de par trançado, que oferece maior imunidade a ruídos. As conexões são realizadas através de conectores tipo RJ-45.

Figura 5.13 – Estrutura monofásica três níveis com capacitor flutuante.



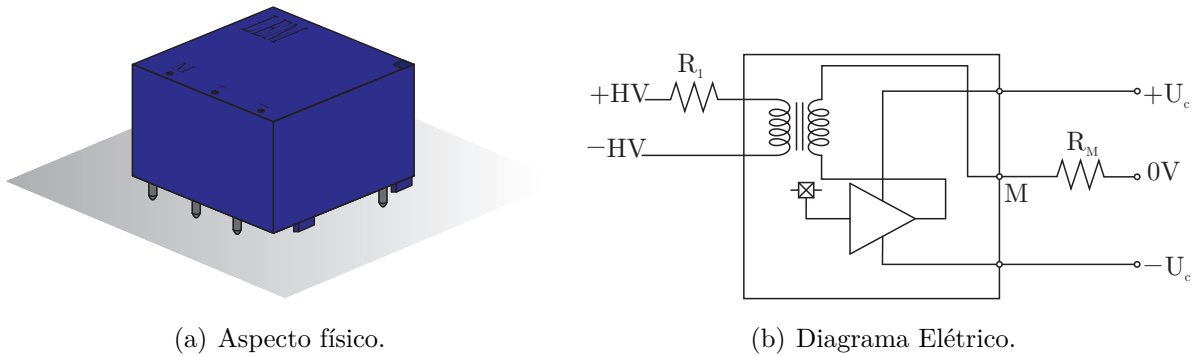
Fonte: Autor

5.4.2 Sensores e medidas

Para operação do conversor em malha fechada é necessária a aquisição dos sinais reais do conversor. Assim, os sensores são muito importantes para o sistema de controle. Neste trabalho são necessárias aquisições de tensões e correntes:

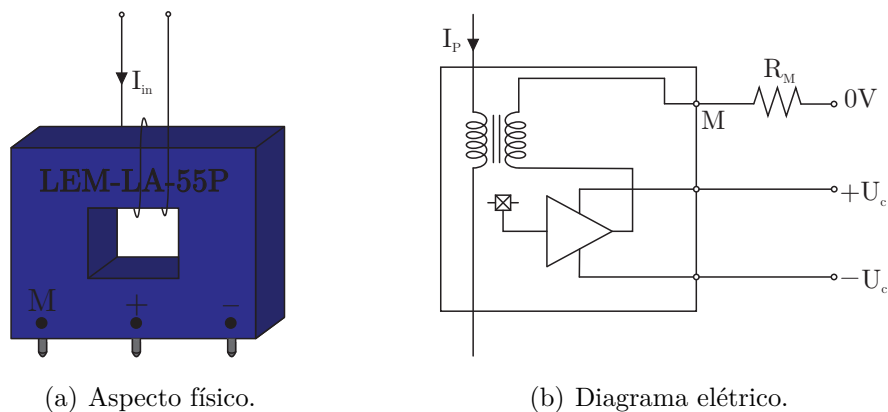
- Para aquisição de tensão serão empregados sensores LEM[®], modelo LV-25p ilustrado pela Figura 5.14. Com capacidade para até ± 600 V (LEM EUROPE GmbH, 2015b).
- Para aquisição dos sinais de corrente serão empregados sensores de efeito *Hall*, fabricados pela LEM[®]. O modelo empregado será o LA-55p, ilustrado pela Figura 5.15 e tem capacidade de medida na faixa de 0 a ± 50 A. A taxa de conversão da corrente primária para a secundária dos sensores é $K_N = 1 : 1000$ (LEM EUROPE GmbH, 2015a). Para aumentar a sensibilidade da medição e evitar problemas de quantização das correntes baixas em relação a capacidade do sensor, em vez de uma, pode-se enrolar mais voltas na janela do sensor mudando a taxa de conversão. Uma resistência de medição R_M é adicionada no circuito de condicionamento e proteção antes do AD para converter corrente em tensão.

Figura 5.14 – Sensor de tensão LV-20p.



Fonte: Adaptado de LEM Europe GmbH (2015b).

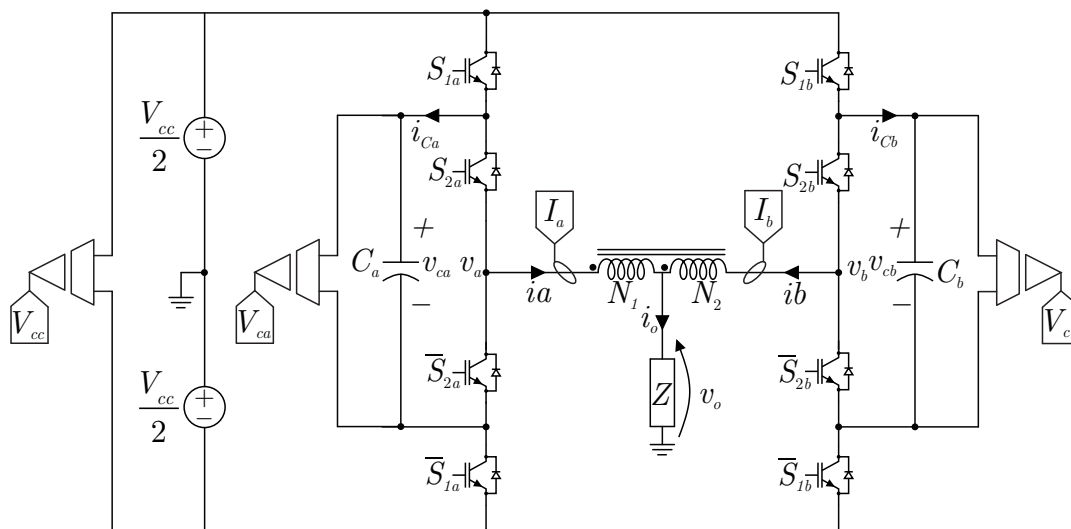
Figura 5.15 – Sensor de efeito Hall LA-55p.



Fonte: Adaptado de LEM Europe GmbH (2015a).

A Figura 5.16 ilustra as variáveis que são medidas no circuito. Neste trabalho, são medidas as tensões sobre os capacitores flutuantes, as correntes nas pernas do conversor de onde é extraída matematicamente a corrente circulante e a tensão do barramento CC que é fracionada de acordo com a tensão do capacitor flutuante e fornece a referência de tensão para os mesmos. Esta estratégia foi adotada pelo fato de não existir um circuito de pré carga dos capacitores flutuantes, assim, o barramento parte em rampa e os capacitores vão ajustando suas tensões até os valores nominais.

Figura 5.16 – Tensões e correntes medidas.



Fonte: Autor

5.4.3 Hardware para implementação das leis de controle e modulação

A dSPACE MicroLabBox é um sistema de desenvolvimento para o laboratório, com alta capacidade de processamento combinado com baixíssimas latências que proporcionam ótimos desempenhos em tempo real. Como *hardware* principal a MicroLabBox conta com um processador que faz parte do quadro dSPACE chamado DS1202 e uma placa FPGA (do inglês, *Field Programmable Gate Array*) denominada DS1302. Ambas placas são encapsuladas em um único equipamento conforme ilustra a Figura 5.17.

Figura 5.17 – dSPACE MicroLabBox 1202.



Fonte: Autor

O processador em tempo real é um *Freescale Q P5020*, *dual-core*, 2 GHz. A placa FPGA tipo Xilinx® Kintex-7® XC7K325T é constituída por 326080 células lógicas programáveis com frequência de *clock* de 100 MHz. Esta placa é equipada com 24 entradas analógicas Classe 1 (resolução 16 bits, 1 MSPS de taxa de amostragem e faixa de entrada $\pm 10V$), 8 entradas analógicas Classe 2 (resolução 14 Bits, 10 MSPS de taxa de amostragem e ± 10), 16 saídas analógicas, 48 canais bidirecionais digitais de classe 1 e 12 canais digitais bidirecionais de classe 2. O processador em tempo real e a FPGA são conectados por meio de um barramento local, conforme demonstra diagrama de blocos da Figura 5.18 (dSPACE GmbH, 2016).

A MicroLabBox tem como principal vantagem o tempo de implementação prática de sistemas, visto que sua programação pode ser realizada diretamente a partir do MatLab/Simulink apenas endereçando sinais as entradas e saídas do dispositivo. Como desvantagem pode-se apontar o fato que as simulações devem ser executadas em passos de simulação determinados pelo período de clock do FPGA. Como esse período é igual a 10 ns, essas simulações demandam grandes esforços computacionais em termos de tempo de processamento e memória necessária do computador.

A programação da FPGA é realizada pelo Gerador de Sistemas Xilinx Simulink Block Set (XSG), em duas etapas. Em primeiro lugar, os blocos FPGA na interface Simulink são usados para projetar as funções necessárias. Nesta etapa, uma simulação funcional pode ser executada. O segundo passo é a conversão do diagrama de blocos Simulink para a linguagem Verilog usando as ferramentas do Simulink Matlab. Em seguida, o Xilinx System Generator mescla as netlists e restrições de entrada em um arquivo de projeto Xilinx® e gera o arquivo de programação (cria um arquivo *bitstream* que pode ser baixado para o dispositivo).

5.4.4 Implementação

De acordo com Verkroost (2017), a principal vantagem do FPGA é a possibilidade de processamento paralelo. Como os algoritmos são implementados diretamente no *hardware* (como *flip-flops*), o paralelismo pode ser mantido em sua implementação, resultando em curtos tempos de execução. Por outro lado, o processamento paralelo requer atenção especial ao aspecto de tempo. Quando os resultados de duas operações paralelas precisam ser processados simultaneamente, por exemplo, deve ser assegurado que essas duas operações paralelas durem exatamente a mesma quantidade de ciclos de clock da FPGA.

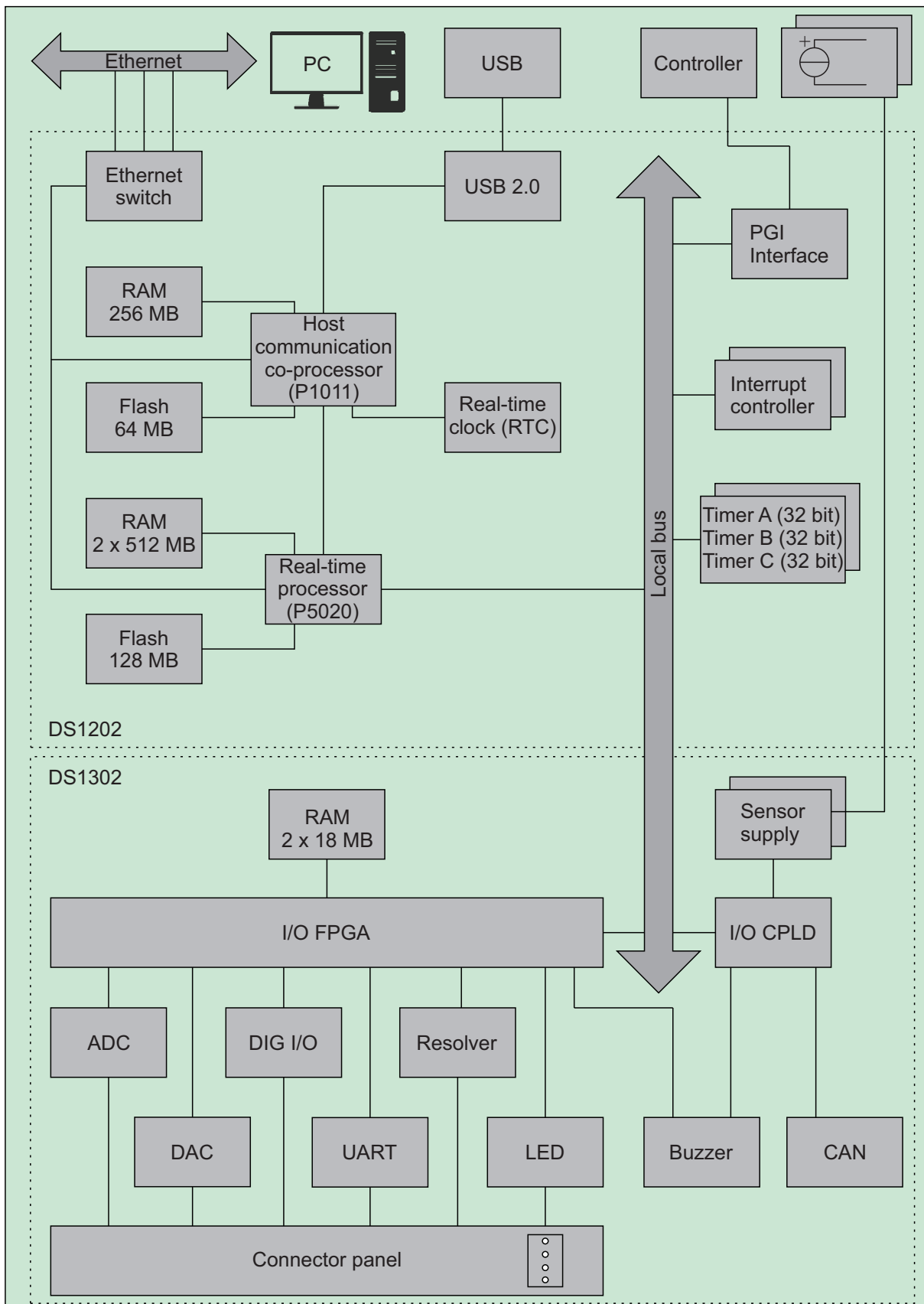
Como desvantagem de trabalhar com uma FPGA, pode-se apontar a capacidade de realizar cálculos. Operações como adição, subtração, multiplicação de dois sinais ou de um sinal com uma constante, além de operações lógicas e bit a bit são realizadas de forma relativamente simples. No caso de operações com senos e cossenos, divisão de dois sinais

variáveis, raiz quadrada de um sinal, também podem ser implementados, mas requerem uma grande quantidade de recursos e intervalos de tempo em comparação com as outras operações.

Conforme Lopez et al. (2008) a implementação de conversores multiníveis implica na geração de sinais de comando para um grande número de dispositivos semicondutores em conjunto com técnicas de modulação que necessitam grande flexibilidade, além de sequências de comutação otimizadas. Ainda em (Lopez et al., 2008) são apresentadas estratégias de modulação *space-vector* com algoritmos 2 e 3D implementados utilizando uma FPGA e uma dSPACE DS1103, que conta com um DSP *Texas Instruments*. Baseado neste trabalho e assumindo que a modulação *space-vector* apresentada na Seção 2.5.2 é implementada seguindo uma sequência de passos, a utilização da MicroLabBox composta por um processador em tempo real e uma FPGA permite que as tarefas sejam divididas entre ambos processadores. A Figura 5.19 ilustra a estratégia para implementação de *software* para operação do conversor.

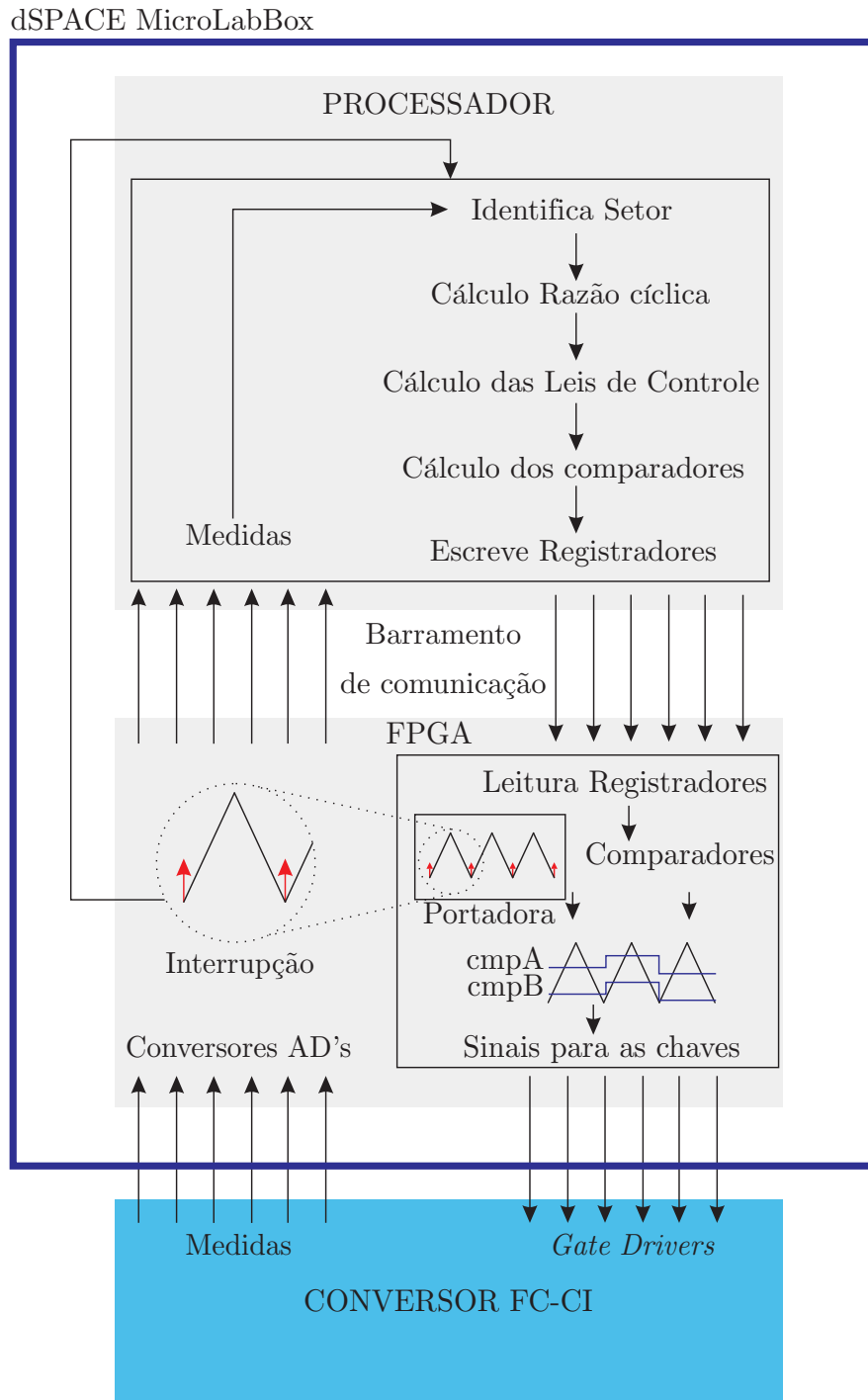
O processo de operação do conversor inicia-se pela aquisição dos sinais de interesse para o controle do conversor, realizados pelos circuitos de aquisição e condicionamento ilustrados na Figura 5.12. A leitura dos canais AD da MicroLabBox é realizado pela FPGA que escreve os valores no barramento de dados. Como neste trabalho, tanto o processador quanto a FPGA serão utilizados, a FPGA será o dispositivo mestre, responsável pela geração do sinal de sincronismo para o processador. Assim, quando o contador implementado pelos circuitos da FPGA chega em zero, um sinal de interrupção (prioritário) é gerado e o processador inicia a identificação dos setores, cálculos das razões cíclicas, leis de controle e comparadores. Quando o processador termina de realizar os cálculos, os valores dos comparadores são escritos no barramento de dados. Estes por sua vez, serão utilizados para efetuar a comparação com o sinal da portadora.

Figura 5.18 – Diagrama de blocos dSPACE MicroLabBox 1202.



Embora a estratégia de modulação não seja baseada em portadora, a decodificação da SV-PWM é realizada através da mesma (SACCOL, 2019). Assim, a FPGA é responsável pela geração da portadora e pelas comparações e operações lógicas, gerando os sinais que são enviados aos *gate drivers* das chaves semicondutoras completando o ciclo de operação do conversor.

Figura 5.19 – Implementação prática da rotina para obtenção de resultados experimentais.

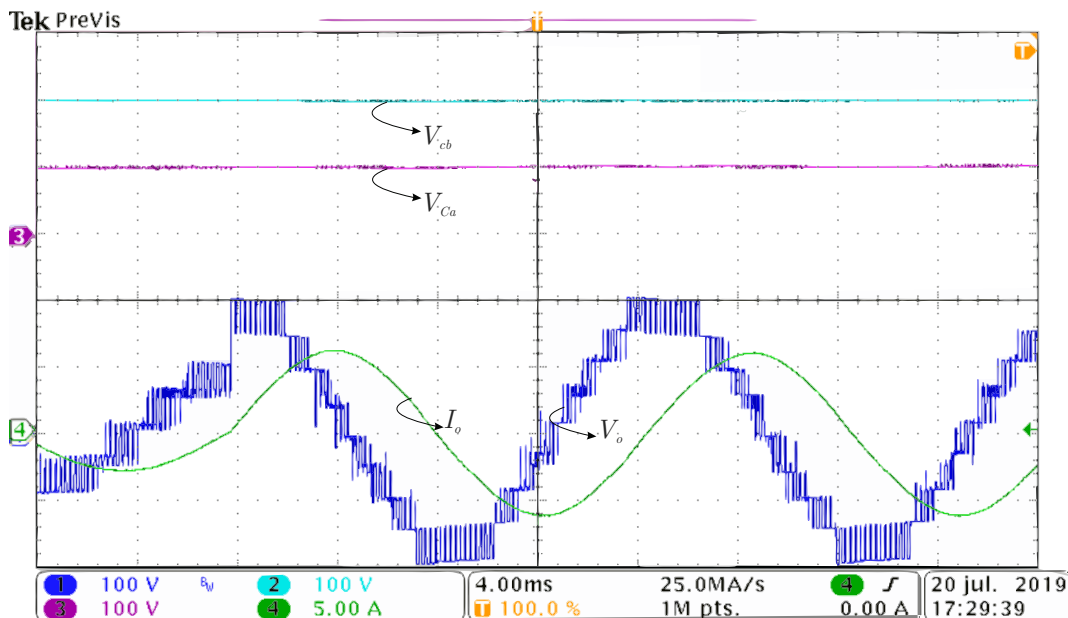


5.4.5 Resultados experimentais

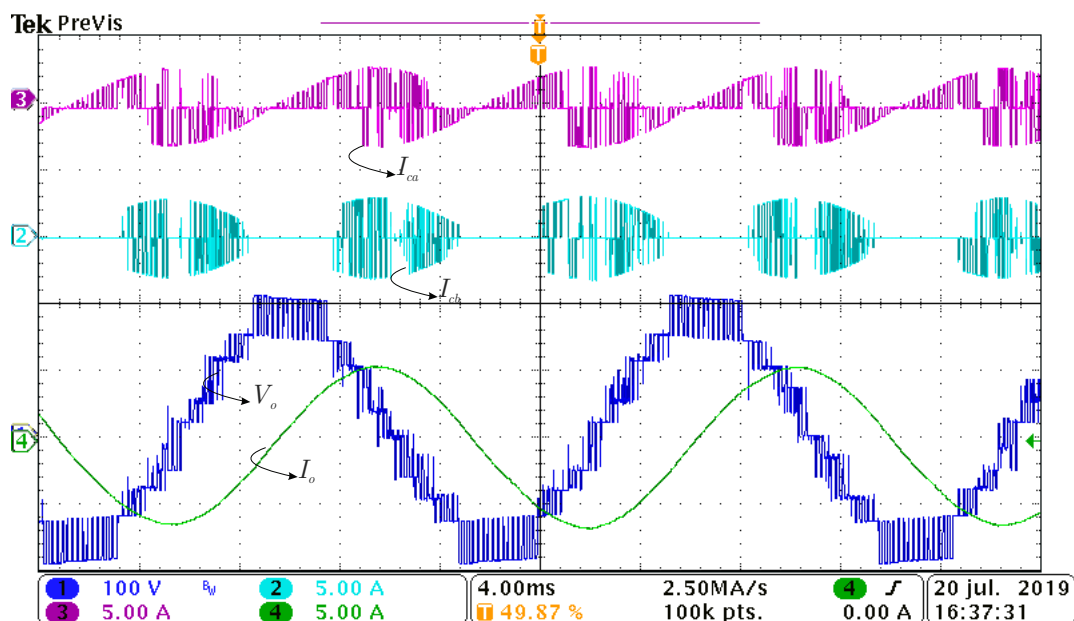
A Figura 5.20 apresenta os resultados experimentais para $m_a = 0,9$ e carga 1. Na figura pode ser observado que a tensão de saída apresenta 9 níveis igualmente espaçados. Além disso, para carga 1 é possível realizar a regulação dos capacitores flutuantes para qualquer índice de modulação conforme é demonstrado, salientando que o capacitor C_a apresenta oscilações em baixa frequência conforme previsto neste trabalho devido a estratégia de controle empregada.

As correntes nos capacitores são ilustradas pela Figura 5.21. Conforme esperado a corrente no capacitor C_a pode ser regulada apenas em um período da fundamental enquanto a corrente C_b é regulada em um período de comutação, resultando assim apenas em oscilações em alta frequência. A Figura 5.22 ilustra as tensões nos capacitores considerando um degrau de $m_a = 0,4$ para $m_a = 0,9$ operando com a carga 1. Para $m_a = 0,4$, v_3^+ não é empregado e a regulação do capacitor C_a pode ser efetuada em um período de comutação. Contudo, quando $m_a = 0,9$ a utilização do vetor v_3^+ faz com que C_a seja obrigatoriamente realizada em um período da fundamental.

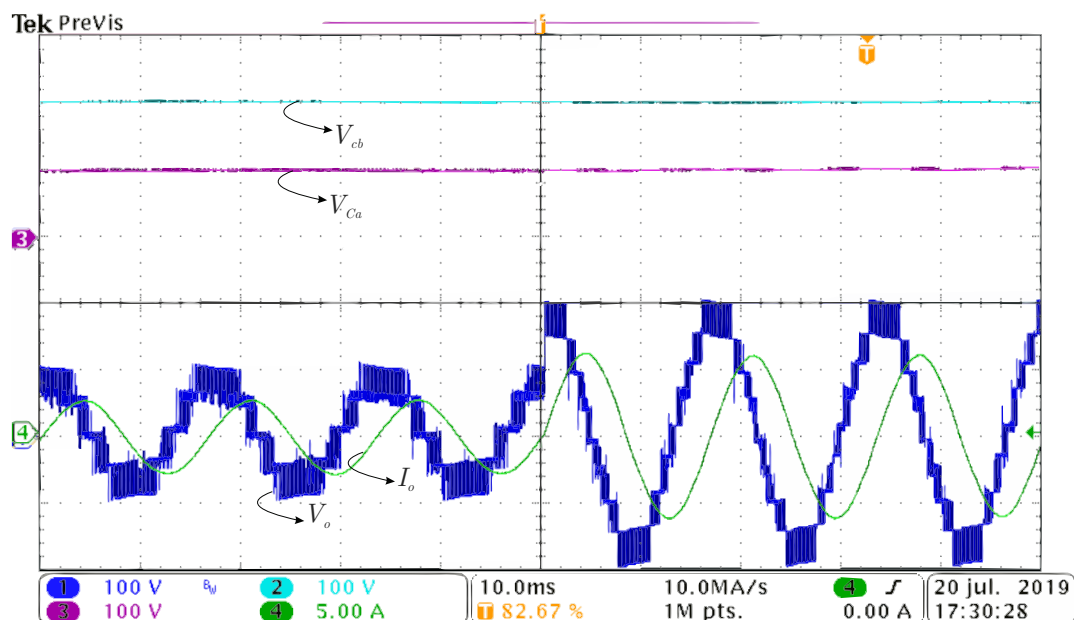
Figura 5.20 – Resultados experimentais para $m_a = 0,9$ e carga 1. Tensão sobre os capacitores flutuantes, corrente e tensão de saída.



Fonte: Autor

Figura 5.21 – Corrente nos capacitores flutuantes para $m_a = 0,9$ e carga 1.

Fonte: Autor

Figura 5.22 – Corrente nos capacitores flutuantes para degrau de $m_a = 0,4$ para $m_a = 0,9$ e carga 1.

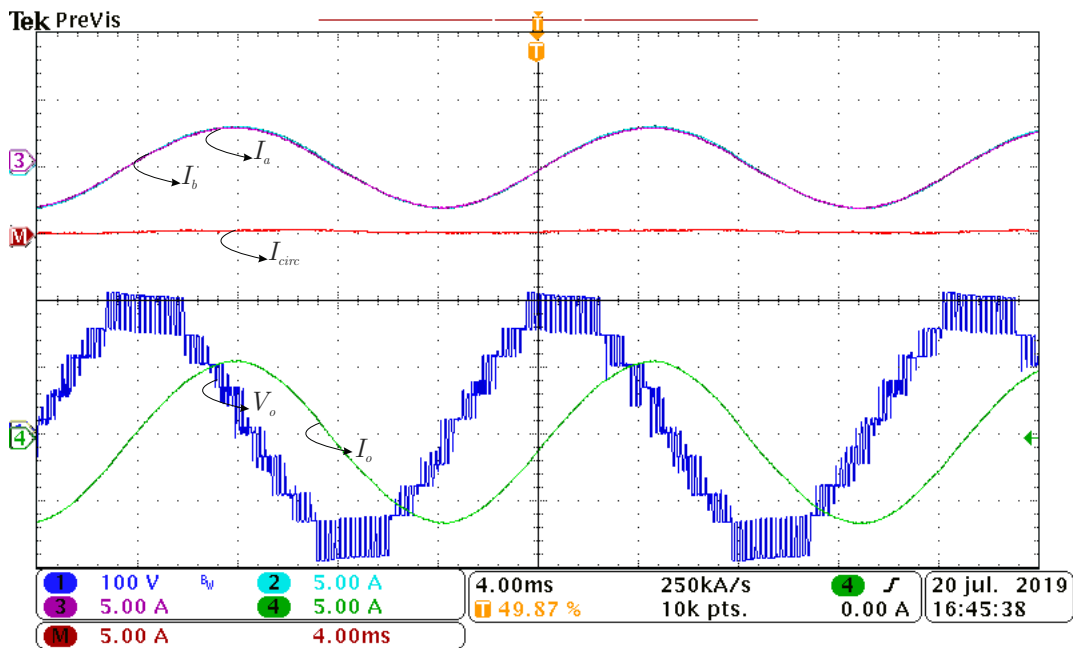
Fonte: Autor

As correntes do conversor para $m_a = 0,9$ e carga 1 são apresentadas pela Figura 5.23. Como pode ser observado, em casos onde o indutor acoplado é simétrico, a corrente de saída é dividida de forma igualitária entre as pernas do conversor. Além disso, em malha

fechada o valor médio da corrente circulante tende a ser zero, conforme ilustrado. A magnitude da corrente circulante por sua vez, tende a ser suprimida pela indutância de magnetização, e sua contribuição sobre a corrente processada por cada perna do conversor tende a ser irrelevante.

A região de operação do conversor também pode ser validada experimentalmente através da utilização da carga 2 e um degrau em m_a . A Figura 5.24 ilustra um degrau de $m_a = 0,4$ para $m_a = 0,9$. Antes do degrau é possível perceber que o conversor opera com número reduzido de níveis devido ao baixo m_a , mas a regulação das tensões sobre os capacitores flutuantes é alcançada. No entanto quando acontece o degrau de m_a , o conversor tende a operar em uma região onde a regulação não é alcançada, e conforme ilustrado, a tensão do capacitor começa a divergir do seu valor nominal.

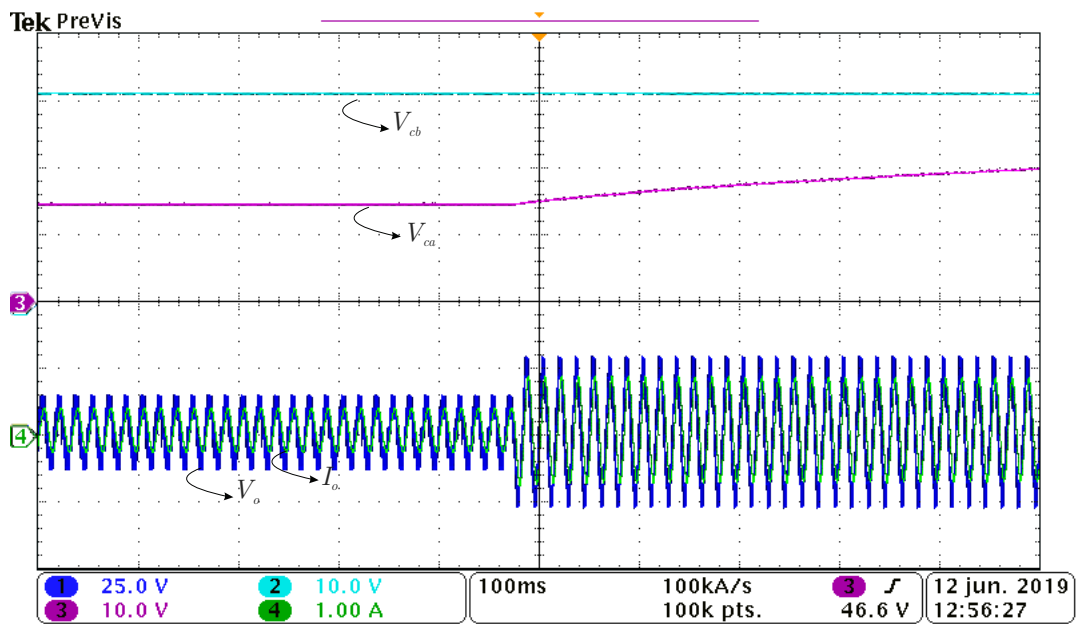
Figura 5.23 – Corrente nas pernas do conversor, circulante e corrente e tensão de saída para $m_a = 0,9$ e carga 1.



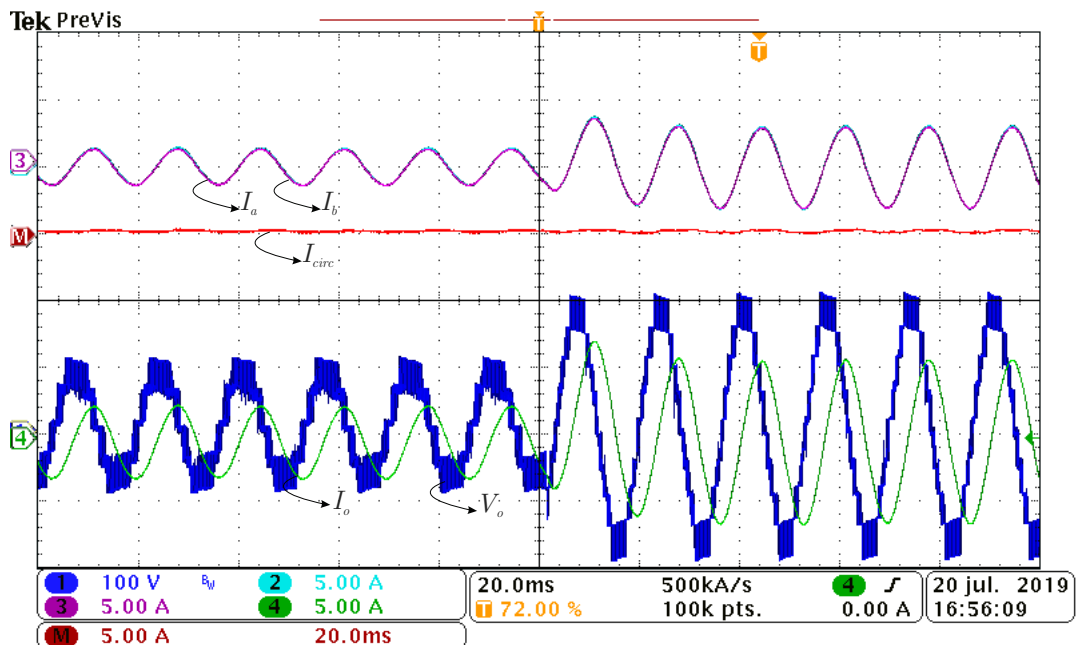
Fonte: Autor

A fim de comprovar a operação da malha de controle da corrente circulante para transitórios, aplicou-se um degrau em $m_a = 0,4$ para $m_a = 0,9$ e conforme ilustrado pela Figura 5.25, após o degrau a corrente circulante manteve-se seguindo a referência, com valor médio próximo a zero como requerido pelo sistema.

A Figura 5.26 ilustra a tensão e a corrente de saída bem como as tensões sintetizadas pelas pernas do conversor. Na figura é possível verificar que uma perna opera de forma assimétrica, com quatro níveis distintos enquanto a outra sintetiza apenas três níveis, operando de forma simétrica.

Figura 5.24 – Tensão nos capacitores para degrau de $m_a = 0,4$ para $m_a = 0,9$ e carga 2.

Fonte: Autor

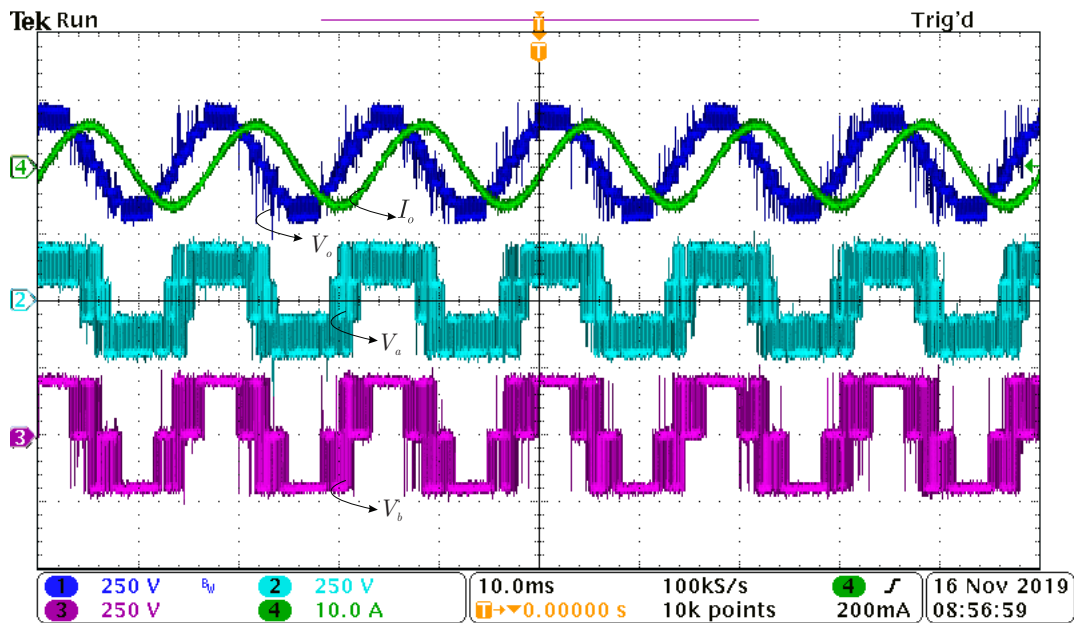
Figura 5.25 – Correntes no circuito para um degrau de $m_a = 0,4$ para $m_a = 0,9$ e carga 1.

Fonte: Autor

O método de pré carga dos capacitores flutuantes é apresentado na Figura 5.27. As tensões sobre os capacitores flutuantes são determinadas a partir da tensão total do barramento, que aumenta linearmente. Esse processo continua até que o conversor atinja

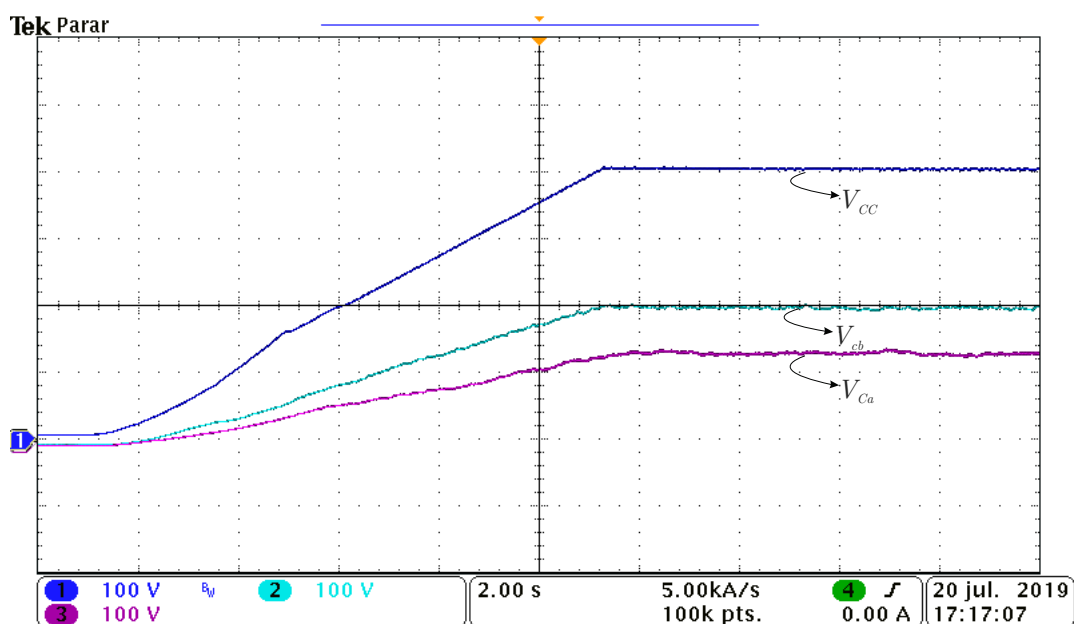
os valores nominais de operação, garantindo que as chaves não sejam submetidas a tensão total do barramento na partida do conversor. O sistema de controle de partida para a pré carga dos capacitores é o mesmo utilizado para a operação do conversor.

Figura 5.26 – Tensões sintetizadas pelo conversor.



Fonte: Autor

Figura 5.27 – Partida do conversor em rampa. Carga dos capacitores flutuantes via controle.



Fonte: Autor

5.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou os resultados de simulação e experimentais obtidos para o conversor assimétrico com capacitores flutuantes magneticamente acoplado para uma configuração de nove níveis. Inicialmente, foram apresentados os resultados de simulação para validar a estratégia de modulação e controle propostas neste trabalho. Posteriormente, foi realizada uma descrição detalhada do protótipo e dos principais componentes utilizados para a implementação do conversor, bem como da implementação do sistema de modulação e controle empregando a dSPACE MicroLabBox. Em seguida, foram obtidos os resultados experimentais comprovando o funcionamento do conversor, ratificando a capacidade de regulação das tensões dos capacitores flutuantes e da corrente circulante para operação com nove níveis de saída. Além disso, os resultados apresentados também validaram a região de operação do conversor.

6 CONCLUSÕES

O desenvolvimento de conversores multiníveis é um tema de grande destaque na indústria, visto que essas estruturas são capazes de operar com elevados níveis de potência, utilizando dispositivos de baixa tensão. Topologias capazes de produzir um maior número de níveis necessitam de mais componentes e dispositivos semicondutores, além de estratégias de controle mais complexas. Nesse sentido, a operação de conversores com características assimétricas constitui uma alternativa bastante vantajosa, pois permite o acréscimo do número de níveis sem a necessidade de um grande número de componentes. Por sua vez, a conexão de pernas em paralelo permite aumentar a capacidade de corrente do conversor utilizando semicondutores de menor especificação, além de aumentar o número de níveis do conversor.

Neste contexto, o objetivo principal desta Dissertação de Mestrado foi realizar uma investigação de conversores multiníveis com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas em estrutura de ponte completa. Para a topologia sob estudo, a maximização do número de níveis foi obtida empregando assimetrias de tensão sobre os capacitores flutuantes e a relação de espiras do indutor acoplado, sem empregar um número maior de dispositivos semicondutores. A utilização da topologia assimétrica com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas apresenta vantagens do ponto de vista construtivo, visto que um número maior de níveis pode ser obtido. Além disso, a topologia com capacitores flutuantes não necessita de fontes CC isoladas, como em topologias em cascata.

Para investigação da topologia, no Capítulo 2 foram expostas as topologias de conversores multiníveis clássicas, bem como uma contextualização sobre a conexão de pernas em paralelo e os benefícios da utilização do indutor acoplado neste tipo de conexão. Também foi realizada uma revisão de literatura sobre topologias multiníveis magneticamente acopladas. Por fim, foram discutidas estratégias de modulação clássicas empregadas a conversores multiníveis. No Capítulo 3 apresentou-se a estrutura do conversor sob estudo. A partir da topologia apresentada, é observado que a utilização de tensões diferentes nos capacitores flutuantes bem como uma relação de espiras entre as bobinas do indutor acoplado é possível obter combinações que maximizam o número de níveis.

No Capítulo 4 demonstrou-se que a utilização de assimetrias maximiza o número de níveis ao custo de sacrificar estados redundantes do conversor. A redução do número de estados redundantes por sua vez diminui a flexibilidade para o controle das tensões sobre os capacitores e das correntes circulantes e, neste caso, técnicas de modulação e controle com maior complexabilidade precisam ser empregadas. Para garantir estes pré requisitos de operação, a modulação SV-PWM demonstrou-se eficiente, e a adição de um sistema de controle garantiu a regulação das variáveis em seus valores nominais.

A maximização do número de níveis traz consigo alguns desafios a mais para operação correta da topologia. Neste sentido, quanto mais níveis são sintetizados menor é o número de vetores redundantes. Assim, mais importante que a maximização do número de níveis do conversor, é importante que as topologias obtidas sejam possíveis de ser implementadas na prática. Neste contexto, o Capítulo 4 apresenta o estudo da região de operação onde as tensões dos capacitores flutuantes podem ser reguladas, definindo assim a área onde o conversor pode operar de forma segura. Aqui, é importante ressaltar que nem sempre é possível realizar o controle em um período de comutação, já que em determinadas situações vetores que apresentam contribuição não apresentam redundância. Para contornar esta situação deve ser investigada a possibilidade de regulação da grandeza em um período da fundamental. Nesta situação, é evidenciado que o componente será submetido a ondulações de baixa frequência, o que implica em componentes de maior tamanho/volume.

Das combinações investigadas no Capítulo 4, percebeu-se que a combinação de cinco níveis oferece algumas vantagens no ponto de vista de controle e regulação, visto que, apresenta um número maior de redundâncias. Para as combinações de sete níveis, verificou-se que na combinação A, ambas pernas do conversor operam de forma assimétrica e a região de operação do conversor é dada pela curva em engloba a regulação dos dois capacitores flutuantes. A corrente circulante por sua vez, pode ser controlada distribuindo as razões cíclicas nos vetores que apresentam redundância. A topologia sete B, mostra-se mais interessante do ponto de vista de implementação, pois como as pernas são simétricas, as mesmas sempre apresentam redundâncias, sendo que a corrente circulante também pode ser controlada através das redundâncias, mesmo que a distribuição das correntes sejam distintas pelo fato do número de espiras ser diferentes. A combinação sete níveis C, também é assimétrica em ambas as pernas, e apresenta uma região bastante restrita, contudo, através da eliminação e ajuste de razão cíclica de alguns vetores a região pode ser maximizada.

A combinação de nove níveis A, apresenta uma região de operação bastante restrita, mesmo operando apenas com uma perna assimétrica. No caso da combinação B, que opera com ambas pernas simétricas, a regulação dos capacitores poderia ser efetuada para qualquer índice de modulação e fator de potência. Contudo, nesta combinação não existem vetores que apresentem redundâncias onde a corrente circulante possa ser controlada, inviabilizando essa implementação. A combinação C apresenta uma região bastante restrita, mas da mesma forma, a análise das redundâncias e a eliminação de alguns vetores, bem como a divisão das razões cíclicas permite que a região de operação possa ser estendida. No caso da combinação D, ambas pernas operam de forma assimétrica em tensão e a região de operação mostrou-se reduzida. Para corrente circulante, nesta combinação apenas um vetor apresenta contribuição e não apresenta redundância, flexibilizando as escolhas para efetuar o controle.

A combinação nove níveis E, possui pernas assimétricas com os mesmos níveis de tensão nos capacitores, com uma relação de espiras iguais, a região de operação mostrou-se restrita, mas a regulação da corrente circulante pode ser feita em qualquer vetor, pois todos que apresentam contribuição têm redundâncias. Finalmente, a combinação F apresenta apenas uma perna assimétrica e com relação de espiras iguais, a topologia mostrou-se interessante se comparada às demais, pois a região de operação não é tão restrita quanto às outras, e se comparada a topologia clássica, tem-se quatro níveis a mais.

Finalmente, no Capítulo 5 foi apresentado o projeto e a validação por meio de simulações e resultados experimentais da topologia multinível magneticamente acoplada para um combinação que sintetiza até nove níveis na saída. A partir dos resultados experimentais obtidos, verificou-se que a utilização de assimetrias permitiu a obtenção de quatro níveis adicionais na tensão de saída se comparado a topologia clássica. Mesmo operando de forma assimétrica, as tensões dos capacitores permaneceram reguladas dentro das regiões de operação definidas através das análises realizadas no decorrer do trabalho. Também foram comprovadas as estratégias de controle propostas visto que as mesmas garantiram que as variáveis de interesse ficassem reguladas em seus valores nominais para a região de operação previamente definida.

6.1 PUBLICAÇÕES REALIZADAS

6.1.1 Publicações em congressos e seminários

Foram publicados os seguintes trabalhos em congressos e seminários acerca das investigações realizadas nesta dissertação:

- ROMANI, J.; SACCOL, G. A.; RECH, C.. Conversor Híbrido Assimétrico com Capacitores Flutuantes e Pernas Magneticamente Acopladas. In: **IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, 2018, São Paulo-SP. IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2018.

6.2 SUGESTÕES PARA INVESTIGAÇÕES FUTURAS

Algumas sugestões para trabalhos futuros são listadas a seguir:

- Estudo e desenvolvimento de uma metodologia de projeto para o indutor acoplado em função da frequência de comutação e a indutância de magnetização necessária para limitação da corrente circulante.

- Extensão para trifásico do conversor híbrido com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas.
- Utilização do conceito de vetores virtuais para implementação de combinações com maior número de níveis.
- Aplicação do conversor como filtro ativo conectado a rede.

REFERÊNCIAS

- ABU-RUB, H. et al. Medium-voltage multilevel converters x2014;state of the art, challenges, and requirements in industrial applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2581–2596, Aug 2010. ISSN 0278-0046.
- AKAGI, H. Multilevel converters: Fundamental circuits and systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 11, p. 2048–2065, Nov 2017. ISSN 0018-9219.
- ASHAN, S. H.; MONFARED, M. Generalised single-phase n-level voltage-source inverter with coupled inductors. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 11, p. 2257–2264, 2015. ISSN 1755-4535.
- BOILLAT, D. O.; KOLAR, J. W. Modeling and experimental analysis of a coupling inductor employed in a high performance ac power source. In: **2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–18.
- BRITO, F. J. B.; HELDWEIN, M. L.; BASCOPE, R. P. T. Active current balancing technique employing the lunze’s transformation for converters based on multistate switching cells. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- BUENO, D. A. A. **Inversores Multiníveis Híbridos Assimétricos com acoplamento Magnético e Número Reduzido de Componentes**. 130 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2015.
- CAPELLA, G. J. et al. Current-balancing technique for interleaved voltage source inverters with magnetically coupled legs connected in parallel. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1335–1344, March 2015. ISSN 0278-0046.
- CARNIELUTTI, F. de M. **Modulação space vector para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata sob condições de faltas**. 2015. 197 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2015.
- COUGO, B. et al. Pd modulation scheme for three-phase parallel multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 690–700, Feb 2012. ISSN 0278-0046.
- COUGO, B.; MEYNARD, T.; GATEAU, G. Parallel three-phase inverters: Optimal pwm method for flux reduction in intercell transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 8, p. 2184–2191, Aug 2011. ISSN 0885-8993.

DENG, Y. et al. A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 10, p. 5204–5217, Oct 2014. ISSN 0885-8993.

dSPACE GmbH. **dSPACE HelpDesk for Release 2016A**. Rathenaustrabe, Paderborn, Germany, 2016.

EWANCHUK, J.; SALMON, J. Three-limb coupled inductor operation for paralleled multi-level three-phase voltage sourced inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 5, p. 1979–1988, May 2013. ISSN 0278-0046.

FAZEL, S. S. et al. Design and comparison of 4-kv neutral-point-clamped, flying-capacitor, and series-connected h-bridge multilevel converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 43, n. 4, p. 1032–1040, July 2007. ISSN 0093-9994.

FLORICAU, D.; FLORICAU, E.; GATEAU, G. New multilevel converters with coupled inductors: Properties and control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 12, p. 5344–5351, Dec 2011. ISSN 0278-0046.

FLORICAU, D.; GATEAU, G.; MEYNARD, T. A. New multilevel flying-capacitor inverters with coupled-inductors. In: **2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 764–769. ISSN 1842-0133.

FOREST, F. et al. Design and comparison of inductors and intercell transformers for filtering of pwm inverter output. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 3, p. 812–821, March 2009. ISSN 0885-8993.

FRANCA, B. C. **Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters**. 2010. 247 f. Tese (Doctor of Philosophy) — Institut National Polytechnique de Toulouse, Alberta, 2010.

GOHIL, G. et al. Parallel interleaved vses: Influence of the pwm scheme on the design of the coupled inductor. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1693–1699. ISSN 1553-572X.

_____. Integrated inductor for interleaved operation of two parallel three-phase voltage source converters. In: **2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–10.

GOHIL, G. V. **Modulation and Circulating Current Suppression for Parallel Interleaved Voltage Source Converters**. 2016. 437 f. Tese (Doctor of Philosophy in Electrical Engineering) — Faculty of Engineering and Science at Aalborg University, Aalborg, 2016.

HAUSMANN, R. **Conversores CC-CA multiníveis com célula de acoplamento indutivo**. 2011. 255 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

JASSIM, B. M. H.; ATKINSON, D. J.; ZAHAWI, B. Modular current sharing control scheme for parallel-connected converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 2, p. 887–897, Feb 2015. ISSN 0278-0046.

KANIESKI, J. M. et al. Space vector modulation for a single-phase converter with parallel legs using virtual vectors concept. In: **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 196–202. ISSN 2165-0454.

KONSTANTINOOU, G. et al. Interleaved operation of three-level neutral point clamped converter legs and reduction of circulating currents under she-pwm. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 6, p. 3323–3332, June 2016. ISSN 0278-0046.

KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, Aug 2010. ISSN 0278-0046.

LEM EUROPE GmbH. **Current Transducer LA 55-P**. Skelmersdale, Lancs, United Kingdom, 2015. 3 p. Disponível em: <<https://www.lem.com/en/la-55p>>. Acesso em: 24 de agosto de 2018.

_____. **Current Transducer LV 25-P**. Skelmersdale, Lancs, United Kingdom, 2015. 3 p. Disponível em: <<https://www.lem.com/en/lv-25p>>. Acesso em: 24 de agosto de 2018.

LEON, J. I.; VAZQUEZ, S.; FRANQUELO, L. G. Multilevel converters: Control and modulation techniques for their operation and industrial applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 11, p. 2066–2081, Nov 2017. ISSN 0018-9219.

LEZANA, P. et al. Survey on fault operation on multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2207–2218, July 2010. ISSN 0278-0046.

LI, Z. et al. A novel single-phase five-level inverter with coupled inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 6, p. 2716–2725, June 2012. ISSN 0885-8993.

LLOR, A. M.; SOLANO, E. Direct model-predictive control with variable commutation instant: Application to a parallel multicell converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 8, p. 5293–5300, Aug 2016. ISSN 0278-0046.

Lopez, . et al. Comparison of the fpga implementation of two multilevel space vector pwm algorithms. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 4, p. 1537–1547, April 2008. ISSN 0278-0046.

LOPEZ, O. et al. Multilevel multiphase space vector pwm algorithm with switching state redundancy. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 3, p. 792–804, March 2009. ISSN 0278-0046.

LU, S.; MARIETHOZ, S.; CORZINE, K. A. Asymmetrical cascade multilevel converters with noninteger or dynamically changing dc voltage ratios: Concepts and modulation techniques. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2411–2418, July 2010. ISSN 0278-0046.

MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, July 2010. ISSN 0278-0046.

MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications. In: **APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 523–529 vol.2.

MARIÉTHOZ, S. Design and control of high-performance modular hybrid asymmetrical cascade multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 6, p. 4018–4027, Nov 2014. ISSN 0093-9994.

MATSUI, K. et al. A pulsewidth-modulated inverter with parallel connected transistors using current-sharing reactors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 186–191, April 1993. ISSN 0885-8993.

MEYNARD, T. A.; FADEL, M.; AOUDA, N. Modeling of multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 3, p. 356–364, June 1997. ISSN 0278-0046.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: **PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1.

MORITZ, R. M. B.; BATSCHAUER, A. L. Capacitor voltage balancing in a 5-l full-bridge flying capacitor inverter. In: **2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sept 1981. ISSN 0093-9994.

PEREDA, J.; DIXON, J. High-frequency link: A solution for using only one dc source in asymmetric cascaded multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 9, p. 3884–3892, Sep. 2011. ISSN 0278-0046.

_____. Cascaded multilevel converters: Optimal asymmetries and floating capacitor control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 11, p. 4784–4793, Nov 2013. ISSN 0278-0046.

PERERA, S. N. **DSP Based Realization of Pre-Processed Discontinuous PWM Schemes for 3-Limb Core Coupled Inductor Inverters**. 2015. 176 f. Tese (Master of Science) — Faculty of Graduate Studies and Research, Alberta, 2015.

RECH, C.; PINHEIRO, J. R. Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, April 2007. ISSN 0278-0046.

RODRIGUEZ, J. et al. A survey on neutral-point-clamped inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2219–2230, July 2010. ISSN 0278-0046.

_____. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, Nov 2009. ISSN 0018-9219.

SACCOL, G. A. **Desenvolvimento de um conversor monofásico assimétrico com capacitores flutuantes**. 2019. 120 f. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2019.

SACCOL, G. A. et al. Comprehensive analysis of single-phase full-bridge asymmetrical flying capacitor inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, p. 1–1, 2018. ISSN 0093-9994.

SAENZ, E. H. S. **Etude des convertisseurs multicellulaires serie-parallele et leurs strategies de commande, approches lineaire et predictive**. 2014. 169 f. Tese (Doutorado em engenharia elétrica) — Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 2014.

SALEHAHARI, S.; BABAEI, E.; SARHANGZADEH, M. A new structure of multilevel inverters based on coupled inductors to increase the output current. In: **The 6th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC2015)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 19–24.

SALMON, J.; EWANCHUK, J.; KNIGHT, A. M. Pwm inverters using split-wound coupled inductors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 6, p. 2001–2009, Nov 2009. ISSN 0093-9994.

SILVA, J. C. L. da. **Estudo e implementação de Topologias Multiníveis com Indutores Acoplados e Número Reduzido de Componentes**. 83 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2015.

TEIXEIRA, C. A. **Analysis and control of two-level and multilevel semi-bridge converters**. 2013. 418 f. Tese (Doctor of Philosophy) — School of Electrical and Computer Engineering College of Science, Engineering, and Health, Melbourne?, 2013.

TEIXEIRA, C. A.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Topologically reduced multilevel converters using complementary unidirectional phase-legs. In: **2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2007–2012. ISSN 2163-5137.

VAFAKHAH, B. **Multilevel Space Vector PWM for Multilevel Coupled Inductor Inverters**. 2010. 166 f. Tese (Doctor of Philosophy) — Faculty of Graduate Studies and Research, Alberta, 2010.

VAFAKHAH, B.; EWANCHUK, J.; SALMON, J. Multi-carrier interleaved pwm strategies for a new five-level npc inverter using a 3-phase coupled inductor. In: **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2312–2319. ISSN 2329-3721.

_____. Multicarrier interleaved pwm strategies for a five-level npc inverter using a three-phase coupled inductor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 6, p. 2549–2558, Nov 2011. ISSN 0093-9994.

VAFAKHAH, B.; SALMON, J.; KNIGHT, A. M. Interleaved discontinuous space-vector pwm for a multilevel pwm vsi using a three-phase split-wound coupled inductor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 5, p. 2015–2024, Sept 2010. ISSN 0093-9994.

_____. A new space-vector pwm with optimal switching selection for multilevel coupled inductor inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2354–2364, July 2010. ISSN 0278-0046.

VERKROOST, L. **Predictive Control of an Axial Flux Permanent Magnet Machine**. 2017. 144 f. Dissertação (Master Thesis) — Faculty of Engineering and Architecture, Gent, 2017.

XIAO, P.; VENAYAGAMOORTHY, G. K.; CORZINE, K. A. Seven-level shunt active power filter for high-power drive systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 1, p. 6–13, Jan 2009. ISSN 0885-8993.

APÊNDICES

Apêndice A – DETERMINAÇÃO DAS RAZÕES CÍCLICAS PARA COMBINAÇÃO DE NOVE NÍVEIS

As equações (A.1) a (A.8) apresentam o cálculo das razões cíclicas d_x e d_y decompostas em função dos vetores redundantes para os 8 setores. Vale ressaltar que nestas equações a variável I_x , onde $x\{a, b\}$ é apenas uma variável de sinal, ou seja, $I_x = 1$ se a corrente é positiva e $I_x = -1$ se a corrente é negativa. A seta indica a carga ou descarga do capacitor considerando o sentido de $I_x = 1$. A partir destas definições a ação de controle δ pondera os tempos em função do sentido da corrente I_x .

$$\text{Setor 8} \left\{ \begin{array}{l} d_{x1} = d_x \\ d_{y1} = d_y \end{array} \right\} \quad (\text{A.1})$$

$$\text{Setor 7} \left\{ \begin{array}{ll} d_{x1} = (1 + (\delta_b \times I_b)) \frac{d_x}{2} & \uparrow \\ d_{x2} = (1 - (\delta_b \times I_b)) \frac{d_x}{2} & \downarrow \end{array} \right\} \quad (\text{A.2})$$

$$\text{Setor 6} \left\{ \begin{array}{ll} d_{x1} = (1 - (\delta_a \times I_a)) \frac{d_x}{2} & \downarrow \\ d_{x2} = (1 + (\delta_a \times I_a)) \frac{d_x}{4} & \uparrow \\ d_{x3} = (1 + (\delta_a \times I_a)) \frac{d_x}{4} & \uparrow \\ d_{y1} = (1 + (\delta_b \times I_b)) \frac{d_y}{2} & \uparrow \\ d_{y2} = (1 - (\delta_b \times I_b)) \frac{d_y}{2} & \downarrow \end{array} \right\} \quad (\text{A.3})$$

$$\text{Setor 5} \left\{ \begin{array}{ll} d_{x1} = (1 - \delta_i) \times \frac{d_y}{2} & \downarrow \\ d_{x2} = (1 + \delta_i) \times \frac{d_y}{2} & \uparrow \\ d_{y1} = (1 - (\delta_a \times I_a)) \frac{d_y}{2} & \downarrow \\ d_{y2} = (1 + (\delta_a \times I_a)) \frac{d_y}{4} & \uparrow \\ d_{y3} = (1 + (\delta_a \times I_a)) \frac{d_y}{4} & \uparrow \end{array} \right\} \quad (\text{A.4})$$

$$\text{Setor 4} \left\{ \begin{array}{ll} d_{x1} = (1 - (\delta_a \times I_a)) \frac{d_x}{4} & \downarrow \\ d_{x2} = (1 - (\delta_a \times I_a)) \frac{d_x}{4} & \downarrow \\ d_{x3} = (1 + (\delta_a \times I_a)) \frac{d_x}{2} & \uparrow \\ d_{y1} = (1 - \delta_i) \times \frac{d_y}{2} & \downarrow \\ d_{y2} = (1 + \delta_i) \times \frac{d_y}{2} & \uparrow \end{array} \right\} \quad (\text{A.5})$$

$$\text{Setor 3} \left\{ \begin{array}{ll} d_{x1} = (1 + (\delta_b \times I_b)) \frac{d_x}{2} & \uparrow \\ d_{x2} = (1 - (\delta_b \times I_b)) \frac{d_x}{2} & \downarrow \\ d_{y1} = (1 - (\delta_a \times I_a)) \frac{d_y}{4} & \downarrow \\ d_{y2} = (1 - (\delta_a \times I_a)) \frac{d_y}{4} & \downarrow \\ d_{y3} = (1 + (\delta_a \times I_a)) \frac{d_y}{2} & \uparrow \end{array} \right\} \quad (\text{A.6})$$

$$\text{Setor 2} \left\{ \begin{array}{ll} d_{y1} = (1 + (\delta_b \times I_b)) \frac{d_y}{2} & \uparrow \\ d_{y2} = (1 - (\delta_b \times I_b)) \frac{d_y}{2} & \downarrow \end{array} \right\} \quad (\text{A.7})$$

$$\text{Setor 1} \left\{ \begin{array}{l} d_{x1} = d_x \\ d_{y1} = d_y \end{array} \right\} \quad (\text{A.8})$$