



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

**Sistemas de conversão estática baseados em
conversores multiníveis modulares em cascata com
células do tipo meia-ponte:** aplicação em sistemas
CA-CC-CA monofásicos e sistemas com terminais abertos

Tese de Doutorado

Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr.Ing.

Alexandre Cunha Oliveira, Prof. D.Sc.

Campina Grande – PB

Novembro de 2016



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

**Sistemas de conversão estática baseados em
conversores multiníveis modulares em cascata com
células do tipo meia-ponte:** aplicação em sistemas
CA-CC-CA monofásicos e sistemas com terminais abertos

Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva

Tese de Doutorado submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr.Ing.

Alexandre Cunha Oliveira, Prof. D.Sc.

Campina Grande – PB

Novembro de 2016

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

- S718c Silva, Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da.
Sistemas de conversão estática baseados em conversores multiníveis modulares em cascata com células do tipo meia-ponte : aplicação em sistemas CA-CC-CA monofásicos e sistemas com terminais abertos / Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva. – Campina Grande-PB, 2016.
87 f. : il.
- Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016.
"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Alexandre Cunha Oliveira".
Referências.
1. Conversores Multiníveis Modulares. 2. Sistemas CA-CC-CA Monofásicos. 3. Estratégias de Modulação por Largura de Pulso. 4. Sistemas de Acionamento de Máquinas. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Oliveira, Alexandre Cunha. III. Título.

CDU 621.314(043)

**"SISTEMAS DE CONVERSÃO ESTÁTICA BASEADOS EM CONVERSORES
MULTINÍVEIS MODULARES EM CASCATA COM CÉLULAS DO TIPO MEIA-PONTE:
APLICAÇÃO EM SISTEMAS CA-CC-CA MONOFÁSICOS E SISTEMAS COM
TERMINAIS ABERTOS "**

ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA

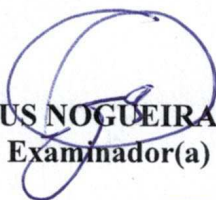
TESE APROVADA EM 14/12/2016



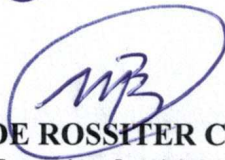
**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador(a)**



**ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)**



**ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Examinador(a)**



**MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)**

**FERNANDO LUIZ MARCELO ANTUNES, Ph.D, UFC
Examinador(a)**



**ISAAC SOARES DE FREITAS, D.Sc., UFPB
Examinador(a)**

CAMPINA GRANDE - PB

Resumo

Esta tese propõe dois sistemas modulares de conversão de energia baseados na topologia multinível modular *double-star chopper-cells* (DSCC), cujos braços são formados da associação série de submódulos (SMs) — células idênticas em meia-ponte. O primeiro sistema é aplicado à conversão CA-CC-CA monofásica por meio de três conversores com braços compartilhados. Dentre esses conversores, versões híbridas são propostas que conduzem à redução das perdas por condução, embora restritas à operação com frequências de entrada e saída iguais. Conforme discutido, pode-se operar o sistema modular com frequências diferentes, mas o barramento CC requer uma capacidade de tensão maior que em a operação com frequências iguais. Os conversores monofásicos são avaliados quanto à regulação de tensão de saída e de corrente de entrada com capacidade de compensação de harmônicos. O segundo sistema é aplicado ao acionamento de máquinas trifásicas com terminais de enrolamentos abertos (*open-end windings*) (OEW), cujo propósito é melhorar as formas de onda de saída e prover ao inversor modular DSCC a capacidade de tolerância a curto circuitos no barramento CC. Então, utiliza-se um inversor modular DSCC de baixa escala e um inversor de dois níveis (*two-level*) (2L) comandado na frequência fundamental para redução das perdas por chaveamento. De modo geral, os sistemas propostos são estudados no interesse de maximizar a qualidade de energia de saída por meio da topologia modular DSCC, com redução das perdas totais. Os limites operacionais são investigados e, para a operação apropriada dos sistemas propostos, apresentam-se técnicas de geração das referências das tensões de polo — a depender da topologia. Ademais, propõe-se um algoritmo de redução do número de portadoras da estratégia de modulação com portadoras com fase deslocada. Por fim, o desempenho dos sistemas é avaliado mediante resultados simulados e experimentais.

Palavras-chave: conversores multiníveis modulares, sistemas CA-CC-CA monofásicos, estratégias de modulação por largura de pulso, sistemas de acionamento de máquinas.

Abstract

This thesis proposes two modular energy conversion systems based on a modular multilevel topology with *double-star chopper-cells* (DSCC), whose arms are mounted from the series association of submodules (SMs) — identical cells arranged in half bridge. The first system is applied to single-phase AC-DC-AC conversion by means of three converters with shared legs. Among these converters, hybrid versions are proposed leading to a reduction of conduction losses, although restricted to operation with equal input and output frequencies. As discussed, the modular system can operate with different frequencies, but the DC link requires higher voltage capacity than in operation with equal frequencies. The single-phase converters are evaluated for output-voltage and input-current regulation with harmonic compensation capability. The second system is applied to three-phase machine drive with open-end windings (OEW), whose purpose aims to improve the output waveforms and to provide to the modular DSCC inverter the short-circuit tolerance on the DC link. Thus, this system uses a low-scale modular DSCC inverter and a two-level (2L) inverter operated at fundamental frequency for reducing switching losses. In general, the proposed systems are studied in the interests of maximizing output quality from the modular DSCC topology, with total loss reduction. The operating limits are investigated and, for a proper operation of the proposed systems, techniques of generation of the pole-voltage references are presented — depending on the topology. In addition, an algorithm to reduce the number of carriers is proposed for the modulation strategy with phase-shifted carriers. Finally, the performance of the systems is evaluated by simulation and experimental results.

Keywords: modular multilevel converters, single-phase AC-DC-AC systems, pulsewidth modulation strategies, machine drive systems.

Lista de Figuras

1.1	Classificação proposta de conversores multiníveis.	4
1.2	Circuito de um braço das topologias (a) FC e (b) modular DSCC com número genérico de células de potência.	6
1.3	Número de células de potência em função dos níveis de tensão e corrente das topologias (a) FC e (b) modular DSCC.	6
1.4	Modelo simplificado de um circuito monofásico equivalente às topologias (a) NPC e (b) modular DSCC.	7
1.5	Circuito de um conversor modular DSCC genérico trifásico.	8
1.6	Circuito de um braço do conversor modular DSCC genérico.	8
1.7	Associação série de conversores CA-CC-CA com três braços aplicada em um sistema monofásico com terminais abertos. Fonte: (CHANG et al., 2006a) adaptado pelo autor.	13
1.8	Conversor CA-CC-CA monofásico com três braços baseado na topologia FC. Fonte: (LIN e HUANG, 2005) adaptado pelo autor.	13
1.9	Conversor CA-CC-CA trifásico com braços compartilhados baseado em três conversores monofásicos com três braços. Fonte: (MAIA et al., 2016).	14
1.10	Sistema de acionamento OEW baseado na topologia CHB com barramentos CC separados. Fonte: (SIVAKUMAR et al., 2010).	15
1.11	Sistema de acionamento OEW baseado na topologia NPC com barramento CC compartilhado. Fonte: (MONDAL et al., 2007).	15
2.1	Circuito dos conversores modulares CA-CC-CA monofásicos propostos. (a) Topologia DSCC. (b) Topologia híbrida DSCC para VRT-1. (c) Topologia híbrida DSCC para VRT-2.	23

2.2	Diagrama de blocos do controle de balanço de tensão. (a) Controle de tensão média, de tensão diferencial e de corrente de circulação. (b) Controle de balanço individual de tensão.	25
2.3	Diagrama de blocos do controle de corrente da rede e tensão da carga. (a) Controle para VRT-0. (b) Controle para VRT-1 e VRT-2 considerando a técnica de sincronização proposta.	25
2.4	Esquema de geração dos sinais de gatilhos do conversor modular DSCC a partir das variáveis de controle resultantes das estratégias apresentadas nas Figuras 2.2 e 2.3.	25
2.5	Diagramas fasoriais das tensões e correntes do sistema CA-CC-CA estudado em operação de inversão do fluxo de potência ativa mediante a VRT-0. (a) Operação como retificador/inversor. (b) Operação como inversor/retificador.	33
2.6	Diagramas fasoriais das tensões do conversor modular DSCC para diferentes valores de ϵ , e formas de onda resultantes. (a) $\epsilon = 60^\circ$ e $V_l/V_g = 1,0$. (b) $\epsilon = 75^\circ$ e $V_l/V_g = 0,5$	33
2.7	Diagramas fasoriais das tensões e correntes do sistema CA-CC-CA estudado para análise da técnica de sincronização mediante VRT-1 ou VRT-2. (a) Tensão e_l em sincronia com v_g ($\epsilon = -\delta_l$). (b) Tensão v_l em sincronia com v_g ($\epsilon = 0^\circ$).	34
2.8	(a) Ângulo ϵ como função de ϕ_l antes e após a sincronização ($\epsilon_{w/o\ sync}$ e $\epsilon_{w/ sync}$, respectivamente) considerando uma tolerância de $\pm 10\%$ em $L_f = 0,5$ mH. (b) FS como função da indutância L_f	36
2.9	Cenário resultante de uma sincronização imprecisa das referências v_g^* e v_l^* mediante VRT-2 ($\mu_s = 1$).	37
2.10	Formas de onda das referências v_{10}^* , v_{20}^* e v_{30}^* , considerando $\mu_s = 0$, $\mu_s = 0,5$ e $\mu_s = 1$, com a efetiva sincronização das referências v_g^* e v_l	37
2.11	Técnica PSC-PWM aplicada no comando dos SMs.	38
2.12	Comparação entre o padrão de pulso gerado a partir da técnica PSC-PWM convencional e PSC-PWM-reduzida.	40
2.13	Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC sob uma transição em rampa de i_l de -15 A a 15 A durante 166 ms.	42

2.14	Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente operando com frequências diferentes: $f_g/f_l = 60/50$ Hz.	42
2.15	Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente: (superior) referências v_{j0}^* ; (centro) tensões v_0, v_g, v_l nos cenários 1, 2 e 3; (inferior) tensões v_0, v_g, v_l nos cenários 4, 5 e 6.	46
2.16	Formas de onda simuladas das perdas P_{Qj}, P_{Dj} e P_T do conversor modular DSCC nos cenários 1, 2 e 3.	46
2.17	Formas de onda simuladas dos conversores híbridos DSCC em regime permanente mediante as VRTs correspondentes e modulação $2m + 1$	48
2.18	Formas de onda simuladas do conversor híbrido DSCC para VRT- $2/2m + 1$ sob um transitório de carga em 30% da potência nominal.	48
2.19	Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $0/2m + 1$ (cenário 4) com as tensões e_g e e_l sincronizadas ($\theta_l = 0^\circ$).	51
2.20	Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $0/2m + 1$ (cenário 4) com as tensões e_g e e_l sincronizadas ($\theta_l = 0^\circ$).	51
2.21	Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC sob transitório de carga em 91% da potência nominal, utilizando VRT- $0/2m + 1$ (cenário 4).	52
2.22	Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC sob um afundamento de tensão de 120 V, utilizando VRT- $0/2m + 1$ (cenário 4).	52
2.23	Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $1/m + 1$ (cenário 2) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).	54
2.24	Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $1/m + 1$ (cenário 2) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).	54
2.25	Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $2/m + 1$ (cenário 3) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).	54
2.26	Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $2/m + 1$ (cenário 3) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).	54

2.27	Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $1/2m + 1$ (cenário 5) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).	55
2.28	Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $1/2m+1$ (cenário 5) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).	55
2.29	Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $2/2m + 1$ (cenário 6) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).	55
2.30	Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $2/2m+1$ (cenário 6) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).	55
3.1	Circuito do sistema de acionamento OEW proposto.	57
3.2	Diagrama de blocos do controle em malha aberta V/Hz.	58
3.3	Formas de ondas simuladas do sistema convencional e proposto sob um transitório de carga, de uma operação a vazio à plena carga em (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz, em que a área sombreada representa uma vista ampliada do sinais v_{e1} , i_{ej} e $v_{0_{ba}}$ em regime permanente.	64
3.4	Esquema elétrico da configuração experimental do sistema híbrido-modular de acionamento para o ensaio em plena carga.	66
3.5	Formas de onda simuladas de v_{x1} , v_{Q1_b} e $v_{\bar{Q}1_b}$ em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e 220/60 V/Hz.	66
3.6	Formas de onda experimentais de v_{x1} , v_{Q1_b} e $v_{\bar{Q}1_b}$ em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e 220/60 V/Hz.	66
3.7	Formas de onda simuladas de v_{e1} e i_{ej} em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz. . .	67
3.8	Formas de onda experimentais de v_{e1} e i_{ej} em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz. . .	67
3.9	Formas de onda simuladas de v_{Cx11} e v_{Cx21} em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz. . .	68

3.10	Formas de onda experimentais de v_{Cx11} e v_{Cx21} em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz.	68
4.1	Conversor CA-CC-CA modular DSCC trifásico (a) com braços compartilhados baseado em três conversores monofásicos com três braços e (b) convencional.	75
A.1	Fotografia do protótipo utilizado nos experimentos dos sistemas propostos.	87
A.2	Fotografia da (a) carga CA programável de 3 kW utilizada nos experimentos dos conversores CA-CC-CA monofásicos e da (b) configuração experimental para o acionamento da máquina OEW.	87

Lista de Tabelas

2.1	Fator de sincronismo para diferentes valores de indutância L_f conforme os pontos da curva da Figura 2.8(b).	37
2.2	Sequência entre as referências individuais e os ângulos de fase das portadoras correspondentes.	38
2.3	Parâmetros utilizados para simulação do conversor modular DSCC utilizando VRT-0 e modulação $2m + 1$ em operação regenerativa e assíncrona.	41
2.4	Parâmetros utilizados para simulação do conversor modular DSCC e conversores híbridos DSCC utilizando VRT-0, VRT-1 e VRT-2, e modulação $m + 1$ e $2m + 1$ em regime permanente e sob transitório de carga.	44
2.5	Perdas simuladas do conversor modular DSCC utilizando VRT-0, VRT-1 e VRT-2, e modulação $m + 1$, conforme a Figura 2.16.	46
2.6	Parâmetros utilizados para simulação e para validação experimental do conversor modular DSCC utilizando VRT-0/ $2m + 1$, em regime permanente, sob transitório de carga e sob afundamento de tensão.	49
2.7	Parâmetros utilizados para simulação e para validação experimental do conversor modular DSCC utilizando VRT-1 e VRT-2, e modulação $m + 1$ e $2m + 1$, considerando a operação em regime permanente.	52
3.1	Parâmetros utilizados para simulação e para validação experimental do sistema híbrido-modular de acionamento.	61
3.2	Especificações do MIT gaiola de esquilo.	61
3.3	Perdas nas chaves de potência e THD do sistema proposto e convencional para os cenários 1 e 2, considerando mesmo nível de THD das correntes de saída em operação em plena carga.	64

Lista de Abreviaturas e Siglas

ad. - adiantado, -a

assínc. - assíncrono, -a

at. - atrasado, -a

cap. - capacitor, -es

cf. - confira (*confer*)

e.g. - por exemplo (*exempli gratia*)

et al. - e outros (*et alii*)

etc. - e outros, -as (*et cetera*)

exp. - experimento, -s

i.e. - isto é (*id est*)

min - minuto, -s

op. - operação

p.u. - por unidade

reg. - regenerativa, -ção

rms - valor eficaz (*root mean square*)

r.p. - regime permanente

rpm - rotações por minuto

sim. - simulação, -ões

trans. - transitório, -a

2L	dois níveis (<i>two-level</i>)
5L	cinco níveis (<i>five-level</i>)
ACHB	CHB assimétrica (<i>asymmetric CHB</i>)
AD	analógico-digital
CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
CHB	ponte-H em cascata (<i>cascade H-bridge</i>)
DSCC	<i>double-star chopper-cells</i>
DSP	processador digital de sinais (<i>digital signal processor</i>)
FC	capacitor flutuante (<i>flying capacitor</i>)
FCr	fator de crista
FP	fator de potência
FS	fator de sincronismo
IHD	distorção harmônica individual (<i>individual harmonic distortion</i>)
IGBT	transistor bipolar de porta isolada (<i>insulated gate bipolar transistor</i>)
IGCT	tiristor comutado por porta integrada (<i>integrated gate-commutated thyristor</i>)
MAF	filtro de média móvel (<i>moving-average filter</i>)
MIT	motor de indução trifásico
M²LC	conversor multinível modular (<i>modular multilevel converter</i>)
M2C	conversor multinível modular (<i>modular multilevel converter</i>)
MMC	conversor multinível modular (<i>modular multilevel converter</i>)
MMCC	conversor multinível modular em cascata (<i>modular multilevel cascade converter</i>)

NPC	neutro grampeado (<i>neutral-point clamped</i>)
P	proporcional
PDDF	realimentação pseudo-derivativa com ganho <i>feedforward</i> (<i>pseudo-derivative feedback with feedforward gain</i>)
PI	proporcional-integral
PLL	malha de captura de fase (<i>phase locked-loop</i>)
PR	proporcional-ressonante
PSC	portadora com fase deslocada (<i>phase-shifted carrier</i>)
PWM	modulação por largura de pulso (<i>pulsewidth modulation</i>)
OEW	terminais de enrolamentos abertos (<i>open-end windings</i>)
SDBC	<i>single-delta bridge-cells</i>
SFC	FC empilhado (<i>stacked FC</i>)
SM	submódulo
SSBC	<i>single-star bridge-cells</i>
SVPWM	PWM espaço-vetorial (<i>space vector PWM</i>)
THD	distorção harmônica total (<i>total harmonic distortion</i>)
UPS	fornecimento ininterrupto de energia (<i>uninterruptible power supply</i>)
VRT	técnica de geração das referências de tensão (<i>voltage reference technique</i>)

Lista de Símbolos

C	capacitância dos capacitores flutuantes
C_0	capacitância do barramento CC
C_f	capacitância do filtro de saída
e_g	tensão da rede
e_l	tensão da carga
E_l	amplitude de e_l
f_g	frequência da rede
f_l	frequência da carga
f_{sw}	frequência de chaveamento dos SMs
i_c	corrente do capacitor de filtro de saída
i_f	corrente do indutor de filtro de saída
I_f	amplitude de i_f
i_g	corrente da rede
I_g	amplitude de i_g
i_j	correntes de fase
i_l	corrente da carga
I_l	amplitude de i_l
i_s	corrente do braço compartilhado

I_s	amplitude de i_s
i_{xj}	correntes dos braços
i_{Zj}	correntes de circulação
j	fase do conversor
K_0	fator de distribuição de potência
L_f	indutância do filtro de saída
L_g	indutância do indutor de acoplamento com a rede
L_Z	indutância própria dos indutores do braço
m	número de células de potência aglomeradas
M	número de células de potência por braço
m_a	índice de modulação em amplitude
M_Z	indutância mútua entre indutores do mesmo braço
N_{xj}	índices de inserção
n_r	velocidade do rotor
P_{Qj}	perdas por chaveamento
P_{Qja}	perdas por chaveamento do inversor trifásico modular DSCC
P_{Qjb}	perdas por chaveamento do inversor trifásico 2L
P_{Dj}	perdas por condução
P_{Dja}	perdas por condução do inversor trifásico modular DSCC
P_{Djb}	perdas por condução do inversor trifásico 2L
P_T	perdas totais
q_{xjm}	sinais de gatilho individuais

R_f	resistência do indutor de filtro de saída
R_g	resistência do indutor de acoplamento com a rede
R_Z	resistência dos indutores do braço
S_l	potência da carga
v_0	tensão do barramento CC
V_0	amplitude de v_0
v_{0a}	tensão do barramento CC do inversor trifásico modular DSCC
V_{0a}	amplitude de v_{0a}
v_{0b}	tensão do barramento CC do inversor trifásico 2L
V_{0b}	amplitude de v_{0b}
v_{0ba}	tensão de modo diferencial
v_{Bxjm}^*	ganhos individuais de tensão de referência
\bar{v}_C	tensão média de todos capacitores flutuantes
\bar{v}_{Cj}	tensões médias dos capacitores flutuantes de um mesmo braço
\tilde{v}_{Cj}	tensões diferenciais dos capacitores flutuantes de um mesmo braço
v_{Cxj}	tensões totais dos capacitores flutuantes
v_{Cxjm}	tensões dos capacitores flutuantes
v_{ej}	tensões de fase da máquina OEW
V_e	amplitude de v_{ej}
v_g	tensão de entrada do conversor
V_g	amplitude de v_g
V_{gl}	amplitude de $v_g - v_l$

v_{j0}	tensões de polo
v_{j0a}	tensões de polo do inversor trifásico modular DSCC
v_{j0b}	tensões de polo do inversor trifásico 2L
v_{jba}^*	referências de distribuição de tensão de polo
v_l	tensão de saída do conversor
V_l	amplitude de v_l
V_{Lf}	amplitude de tensão no terminais do indutor do filtro de saída
v_{Qjb}	tensões nos terminais das chaves de potência do inversor trifásico 2L
v_s^*	referência de tensão do braço compartilhado
v_{rj}	tensões de polo diferencial
v_{xj}	tensões internas dos braços
v_{xjm}	tensões individuais dos SMs
v_{Zj}	tensões nos terminais dos indutores dos braços
Z_{Lf}	impedância do filtro de saída
α_f	ângulo de fase de i_f
δ_g	ângulo de carga entre v_g e e_g
δ_l	ângulo de fase entre v_l e e_l
ϵ	ângulo de sincronia
θ_g	ângulo de fase de e_g
θ_l	ângulo de fase de e_l
θ_{sw}	ângulo de deslocamento de fase entre portadoras adjacentes
μ_s	fator de distribuição de tensão

μ_0	fator de distribuição de tensão de modo diferencial
μ_i	fator de distribuição de tensão local
ϕ_l	ângulo de FP da carga
ϕ_{sw}	ângulo de fase de uma portadora genérica
τ_l	conjugado de carga
ω	frequência angular fundamental
ω_e	frequência angular estatórica da máquina OEW

Sumário

Resumo	iv
Abstract	v
1 Introdução	1
1.1 Conceito e classificação das topologias modulares	3
1.2 Descrição, características e modelo dinâmico da topologia modular DSCC	7
1.3 Estado da arte	10
1.4 Motivação e contribuições	18
1.5 Organização do trabalho	20
2 Sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica	22
2.1 Princípio de funcionamento	22
2.2 Estratégias de controle	24
2.2.1 Controle de balanço de tensão	26
2.2.2 Técnica de geração das referências de tensão – VRT	27
2.2.3 Controle de corrente da rede e tensão da carga	30
2.2.4 Limites operacionais e técnica de sincronização	31
2.3 Estratégias de modulação	37
2.4 Resultados de simulação	39
2.4.1 Operação do conversor modular DSCC pela VRT-0	40
2.4.2 Operação do conversor modular DSCC pelas VRTs propostas e operação dos conversores híbridos DSCC	43
2.5 Validação experimental	47
2.5.1 Operação do conversor modular DSCC pela VRT-0	48
2.5.2 Operação do conversor modular DSCC pela VRT-1 e pela VRT-2	52

3	Sistema híbrido-modular de acionamento de máquinas trifásicas OEW .	56
3.1	Princípio de funcionamento	56
3.2	Estratégias de controle	58
3.3	Resultados de simulação	61
3.4	Validação experimental	65
4	Conclusões	69
4.1	Sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica	70
4.2	Sistema híbrido-modular de acionamento de máquinas trifásicas OEW	72
4.3	Sugestões para trabalhos futuros	74
	Referências	76
A	Apêndice A	86

1

Introdução

A importância dos conversores multiníveis do tipo fonte de tensão nas aplicações de média e alta potência é bastante difundida e consolidada na literatura (KOURO et al., 2010; RODRÍGUEZ et al., 2009). Quando comandados por meio de um padrão de chaveamento apropriado, conversores multiníveis podem gerar uma forma de onda de saída com baixo conteúdo harmônico, o que pode reduzir ou mesmo eliminar o uso de filtro passivos. Além disso, esforços de tensão sobre os dispositivos semicondutores são menores em conversores multiníveis, quando comparados a conversores convencionais de dois níveis (*two-level*) (2L). Embora a qualidade da energia também possa ser melhorada a partir de um número elevado de níveis da tensão de polo (maior que cinco), a complexidade de projeto, problemas de desbalanço de tensão em capacitores flutuantes e esforços computacionais devem ser considerados na escolha da topologia multinível no viés de uma possível ampliação da capacidade de potência do conversor. Portanto, topologias do tipo neutro grampeado (*neutral-point clamped*) (NPC) e capacitor flutuante (*flying capacitor*) (FC) apresentam desvantagens devido ao número excessivo de diodos de grampeamento e capacitores eletrolíticos de alta tensão, respectivamente (RODRIGUEZ et al., 2002). Sob esses aspectos, as topologias modulares surgem com uma abordagem diferente para geração dos níveis de tensão.

A similaridade entre as topologias modulares é a capacidade de combinar subsistemas idênticos de baixa ou média potência para atingir um sistema de maior potência. Além disso, essas são capazes de processar energia de qualidade superior, apresentando alta confiabili-

dade¹, eficiência e facilidade de manutenção, devido ao alto grau de modularidade². Todas essas características devem-se à conexão série de SMs, uma vez que esses são idênticos, possuem mesma potência nominal e podem ser vistos como células de potência controladas pelas mesmas estratégias de controle e modulação. Em conversores modulares de larga escala e alta potência, as quais usualmente possuem um número de células de potência aglomeradas (m) superior a dez, o projeto de SMs com componentes de baixa ou média tensão tem um impacto significativo na eficiência do conversor, pois é possível sintetizar um elevado número de níveis de tensão, como também permitir uma redução expressiva na frequência média de chaveamento, sem comprometer as formas de onda de saída.

Os benefícios e as características proeminentes das topologias modulares têm atraído um grande interesse nos diversos segmentos de aplicações no contexto do processamento de energia (e.g., geração, transmissão, distribuição, tração elétrica e indústria), especialmente aqueles que exigem alta qualidade de energia e operação à prova de falhas. Por exemplo, aplicações que envolvem fornecimento ininterrupto de energia (*uninterruptible power supply*) (UPS) requerem sistemas de alta confiabilidade, capazes de fornecer energia de qualidade a cargas consideradas críticas — i.e., cargas sensíveis. Nas últimas duas décadas, as aplicações em destaque para conversores modulares incluem a implementação de sistemas de condicionamento de potência para fontes renováveis de energia (e.g., painéis solares e turbinas eólicas), sistemas de armazenamento de energia em baterias para nivelamento de potência, condicionadores ativo de linha de potência para minimização de harmônicos e compensação de reativos, além de sistemas de acionamento de máquinas e sistemas de transmissão em corrente contínua (CC).

As topologias modulares geralmente requerem um número elevado de componentes (e.g., dispositivos semicondutores, capacitores flutuantes e sensores) em relação às multiníveis convencionais. Apesar disso, as topologias modulares têm-se mostrado economicamente viáveis em sistemas de transmissão CC, em função do baixo custo operacional e de manutenção (GEMMELL et al., 2008; AHMED et al., 2012), bem como competitivas para acionamentos em média tensão (HAGIWARA et al., 2010; KOURO et al., 2012). A

¹Neste contexto, a confiabilidade remete à capacidade da estrutura modular permitir a substituição de células falhas por células adicionais redundantes — até então inoperantes — sem a interrupção da operação do conversor, preservando o desempenho original.

²O grau de modularidade pode ser compreendido como o número de submódulos (SMs) que compõem as topologias modulares, considerando que todas possuam o mesmo número de dispositivos semicondutores.

medida que essas tornaram-se populares, novas topologias têm sido propostas, por exemplo, seja para reduzir o número de componentes para aplicações específicas, tal como em sistemas unidirecionais (cujo fluxo de potência ativa é apenas em um sentido) (IMAN-EINI et al., 2008; DE SOUSA e HELDWEIN, 2013), seja para aprimorar o desempenho, reduzir as perdas ou ampliar a capacidade de tolerância a curto circuitos (FELDMAN et al., 2013; MERLIN et al., 2014; ZENG et al., 2015).

1.1 Conceito e classificação das topologias modulares

Desde os meados da década de 90, a topologia ponte-H em cascata (*cascade H-bridge*) (CHB) vem sendo objeto de muitos estudos devido a sua característica modular (PENG et al., 1996; HAMMOND, 1997; RODRÍGUEZ et al., 2009; KOURO et al., 2012). A topologia CHB é desenvolvida a partir de múltiplos conversores monofásicos arranjados em ponte completa, os quais são módulos simples, de tecnologia consolidada e alta disponibilidade no mercado. Posteriormente, uma nova topologia também baseada em conversores monofásicos foi proposta por (MARQUARDT et al., 2002), sendo denominada a priori de conversor multinível modular (*modular multilevel converter*) (M²LC) (LESNICAR e MARQUARDT, 2003). Essa topologia é composta por conversores configurados em meia-ponte e conectados em série, mas, ao contrário da topologia CHB, aquela provê um barramento CC comum, tornando-a bastante atrativa para aplicações em sistemas CA-CC-CA.

A terminologia “conversores modulares” tornou-se cada vez mais popular na literatura, entretanto, percebe-se que essa terminologia abrange um vasto grupo de topologias (que podem ser consideradas modulares ou não), cujo projeto é baseado em conexões de células de potência ou SMs. Logo, é importante esclarecer a diferença entre células de potência e SMs, para que seja possível definir uma classificação coerente de conversores modulares. A princípio, ambos são considerados um arranjo de chaves de potência, capacitores flutuantes ou fontes independentes, sendo baseados no mesmo circuito elétrico. Contudo, um SM deve ser projetado a partir da mesma tecnologia de semicondutores, de tal forma que os componentes térmicos (e.g., dissipadores de calor, ventiladores), circuitos de medição, circuitos de comando, etc. também sejam iguais. Isso garante a modularidade e, por conseguinte, a operação redundante, pois um SM defeituoso pode ser retirado de operação, sem interromper

a transferência de energia (SON et al., 2012; KONSTANTINOU et al., 2013).

Na literatura, conversores modulares usualmente estão inclusos em topologias denominadas “multicelulares” (*multicell*), “em cadeia” (*chain link*) e “em cascata” (*cascade*) (MALINOWSKI et al., 2010; BEHROUZIAN et al., 2013; PEREZ et al., 2015). Porém, recentemente, a pesquisa por “conversores modulares” tem-se concentrado na família de topologias multiníveis denominada conversor multinível modular em cascata (*modular multilevel cascade converter*) (MMCC) (AKAGI, 2011), cujas topologias básicas baseiam-se nos SMs em meia-ponte e ponte completa. Os conversores CHB conectados em estrela e delta são respectivamente destacados em conversores modulares *single-star bridge-cells* (SSBC) e *single-delta bridge-cells* (SDBC), bem como M²LC, MMC e M2C são outras nomenclaturas do conversor modular *double-star chopper-cells* (DSCC). A terminologia adotada para família MMCC reproduz: i) a disposição dos “aglomerados (de SMs) do braço” (*arm clusters*), os quais constituem os conjuntos de SMs por braço, e ii) a topologia do SM. Por isso, é possível classificar os conversores multiníveis de acordo com o diagrama ilustrado na Figura 1.1, que se fundamenta na classificação proposta por (AKAGI, 2011).

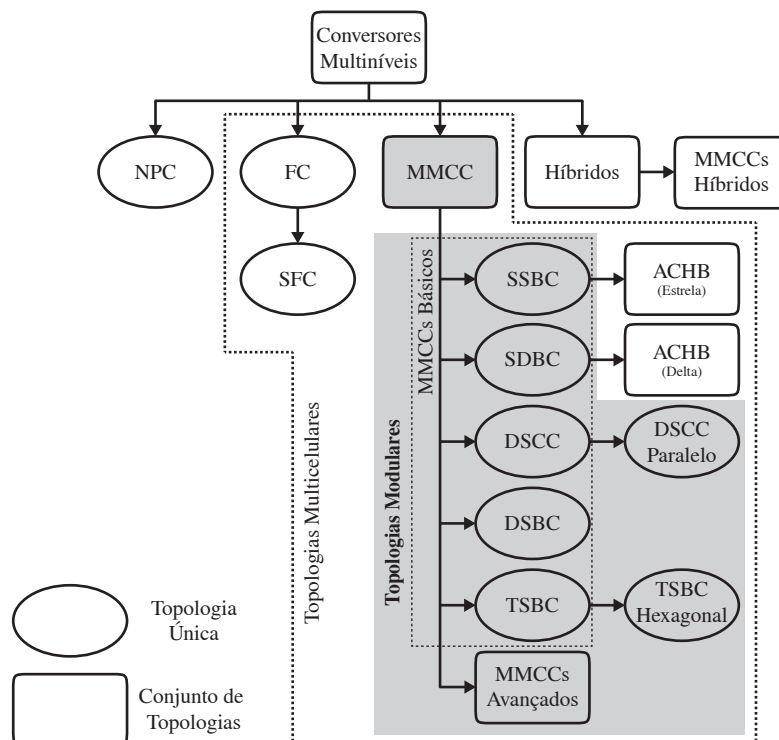


Figura 1.1: Classificação proposta de conversores multiníveis.

Como podem ser observadas na Figura 1.1, a topologia FC e todas as topologias MMCC estão incorporadas em estruturas multicelulares visto que são desenvolvidas a partir

de células de potência. Portanto, define-se que todo SM é uma célula de potência, mas a recíproca não é verdadeira, de modo que o dimensionamento de um MMCC para diferentes níveis de tensão e potência é realizado variando apenas o número de SMs conectados em série, sem quaisquer componentes adicionais (LESNICAR e MARQUARDT, 2004). Não obstante, uma topologia modular permite o uso de diferentes configurações de SMs, além das convencionais (meia-ponte e ponte completa), resultando em MMCCs avançados. Os MMCCs avançados possuem SMs baseados em diversas configurações de topologias, tais como NPC e FC (SOLAS et al., 2013). A partir desses, pode-se alcançar alta qualidade nas formas onda de saída com menos SMs, bem como obter maior tolerância a faltas, ou mesmo, reduzir o número de componentes nos SMs, tal como em topologias unidirecionais. Embora a utilização de MMCCs avançados possam agregar benefícios adicionais, há, no entanto, uma redução no grau de modularidade, uma vez que menos SMs são utilizados para obter uma forma de onda equivalente; ademais, deve-se considerar a disponibilidade comercial de tais topologias, pois topologias customizadas tendem a ser mais caras que às *off-the-shelf*. Além disso, topologias do tipo fonte de corrente podem ser derivadas das do tipo fonte de tensão por meio do princípio da dualidade (NAMI et al., 2015); exemplos de topologias de MMCCs avançados também foram apresentadas por (NAMI et al., 2015).

Para esclarecer a diferença entre as topologias multicelulares e modulares, as topologias FC e modular DSCC são tomadas como base, respectivamente. Na Figura 1.2(a) e (b), ilustram-se respectivamente um braço do conversor FC e um braço do conversor modular DSCC. Percebe-se que a topologia modular DSCC é formada por dois aglomerados de SMs por braço e, portanto, esse possui o dobro de número de células de potência por braço (M) em comparação com a topologia FC. O parâmetro M é apresentado como função dos níveis de tensão e corrente dos conversores na Figura 1.3 e, como pode ser observado na Figura 1.3(a), o nível de tensão em cada célula de potência do conversor FC é desigual e aumenta proporcionalmente com a expansão de M , enquanto a topologia modular DSCC garante uma distribuição de tensão uniforme, mesmo se M aumentar, conforme ilustrado na Figura 1.3(b). Logo, a topologia FC e suas variantes, tal como FC empilhado (*stacked FC*) (SFC), não são consideradas topologias modulares. Além disso, a topologia CHB assimétrica (*asymmetric CHB*) (ACHB) (ou CHB com fontes CC desiguais) também não pode ser considerada modular, porque diferentes tecnologias de dispositivos semiconduto-

res são requeridas em aplicações de alta e média potência, o que leva a diferentes projetos de células de potência e consequente perda de modularidade (KOURO et al., 2010). Por fim, as topologias modulares correspondem aos blocos hachurados do diagrama ilustrado na Figura 1.1.

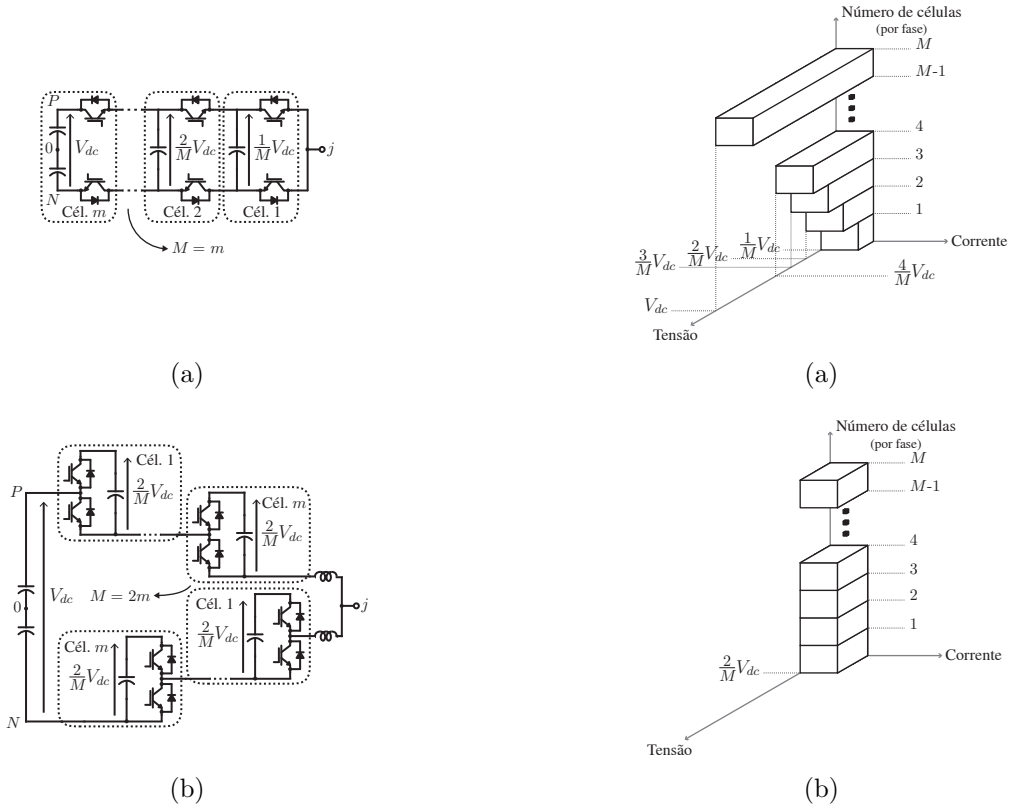


Figura 1.2: Circuito de um braço das topologias (a) FC e (b) modular DSCC com número genérico de células de potência.

Figura 1.3: Número de células de potência em função dos níveis de tensão e corrente das topologias (a) FC e (b) modular DSCC.

Com relação a geração da forma de onda de saída, na Figura 1.4, ilustram-se os modelos simplificados dos circuitos monofásicos que reproduzem a solução multinível convencional (baseada na topologia NPC) e modular (baseada na topologia DSCC). A principal diferença entre ambas as soluções está na proposta do arranjo do barramento CC. Na solução convencional, o armazenamento de energia CC é realizado por meio de um banco de capacitores CC de alta tensão (i.e., capacitor CC comum) conectado entre os terminais CC (P , N), enquanto que a solução modular provê um armazenamento de energia CC de maneira distribuída mediante os capacitores flutuantes, sem a necessidade do capacitor CC comum. Nota-se que essa proposta aumenta a confiabilidade do conversor contra surtos de corrente e subsequentes danos, visto que o capacitor CC comum é um componente sujeito a falhas e curto circuitos (LESNICAR e MARQUARDT, 2004).

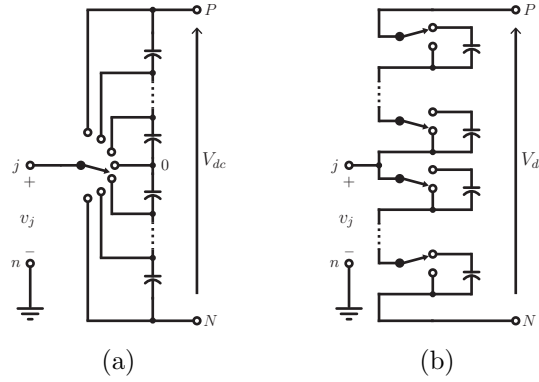


Figura 1.4: Modelo simplificado de um circuito monofásico equivalente às topologias (a) NPC e (b) modular DSCC.

1.2 Descrição, características e modelo dinâmico da topologia modular DSCC

Dentre as topologias modulares, conforme a classificação ilustrada na Figura 1.1, a topologia modular DSCC é o objeto de estudo deste trabalho. Nos últimos anos, essa tem sido foco de estudos para aplicações que envolvem principalmente sistemas trifásicos para conversão CA-CC-CA de média e de alta potência, tais como sistemas de acionamento e de transmissão CC. A disponibilidade de um barramento CC comum e o elevado grau de modularidade dessa topologia — em relação às demais topologias modulares — são algumas das características que atraem os pesquisadores estudarem-na. A exemplo disso, diversos artigos de revisão dedicados aos recentes avanços na pesquisa da topologia modular DSCC foram publicados na literatura (OKAZAKI et al., 2014; NAMI et al., 2015; PEREZ et al., 2015; DEBNATH et al., 2015a). O circuito de um conversor modular DSCC genérico trifásico é ilustrado na Figura 1.5, e detalhes do circuito de um braço desse conversor (DSCC- j) é ilustrado na Figura 1.6, em que j indica a fase do conversor.

Com relação ao circuito apresentado na Figura 1.6, a topologia modular DSCC possui dois aglomerados de SMs conectados em série a indutores de filtro (conhecidos também por indutores do braço), cujo propósito é limitar correntes parasitas e de faltas. Por conseguinte, as correntes dos braços (i_{xj}) (em que x representa P ou N) apresentam modo de operação contínua, sendo expressas como

$$i_{Pj} = i_{Zj} - \frac{1}{2}i_j \quad (1.1)$$

$$i_{Nj} = i_{Zj} + \frac{1}{2}i_j \quad (1.2)$$

em que i_{Zj} são as correntes de circulação e i_j são as correntes de fase.

Por meio das correntes i_{Zj} , ocorre uma troca de potência ativa entre os aglomerados de SMs de um mesmo braço, oriunda das diferenças de tensão entre esses aglomerados. Visto que os SMs são configurados em meia-ponte, tensões unipolares são produzidas com diferença de fase de 180° entre os aglomerados de SMs de um mesmo braço. As tensões sintetizadas por esses conjuntos de SMs são denominadas de tensões internas dos braços (v_{xj}) (v_{Pj} e v_{Nj} , cf. Figura 1.6). Assim, as tensões v_{xj} podem ser expressas como

$$v_{xj} = N_{xj}v_{Cxj} \quad (1.3)$$

em que N_{xj} denota os índices de inserção de cada aglomerado de SMs, nos quais, a partir da estratégia de modulação utilizada, são atribuídos os valores 0 ou 1.

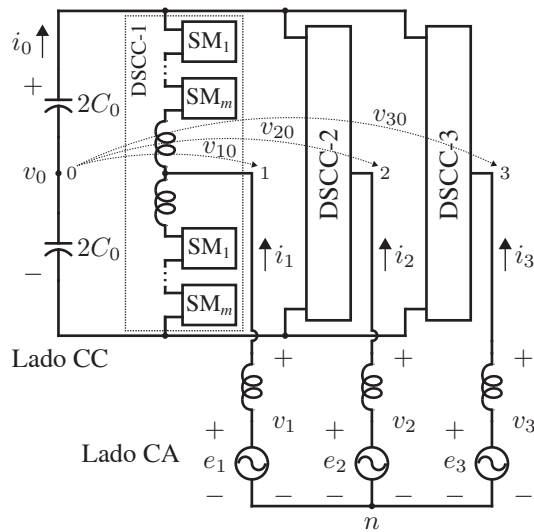


Figura 1.5: Circuito de um conversor modular DSCC genérico trifásico.

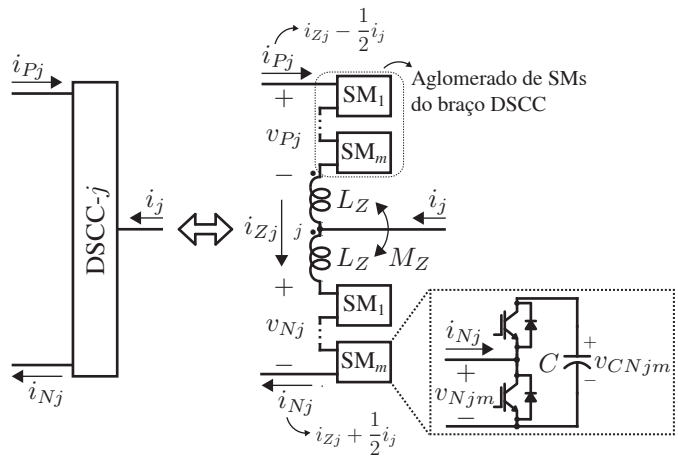


Figura 1.6: Circuito de um braço do conversor modular DSCC genérico.

Como mencionado anteriormente, em um conversor modular DSCC, o capacitor CC comum pode ser removido, o que, de certo modo, aumenta a confiabilidade contra surtos de corrente de capacitores de um barramento CC. Todavia, no caso de um curto circuito nos terminais (P, N) do barramento CC, o conversor modular DSCC não é capaz cessar a corrente de falta. Embora os indutores do braços amortizem variações bruscas de corrente nos braços, a magnitude de uma corrente de falta no barramento CC pode levar o sistema a colapso. A utilização de tiristores de proteção de ação rápida — em paralelo a chave inferior

do SM — é uma forma de fornecer um caminho paralelo ao diodo para corrente de falta; contudo, neste caso, a corrente de falta não é extinta rapidamente, i.e., menos de três ciclos da fundamental (LI et al., 2013a). Soluções propostas para cessar correntes de faltas no barramento CC baseiam-se na geração de tensão reversa, o que requer dos SMs a capacidade de produzir tensão bipolar (QIN et al., 2015). Em vista disso e considerando que os SMs em meia-ponte produzem somente tensões unipolares, o conversor modular DSCC é limitado com relação a tolerância a curto circuitos no barramento CC.

Não obstante, em funcionamento normal, a troca de uma parcela de potência ativa nos braços de um conversor modular DSCC é necessária para manter os capacitores flutuantes carregados. A regulação das tensões dos capacitores flutuantes (v_{Cxjm}) deve ser implementada para garantir o equilíbrio de tensão no conversor e nos SMs. O balanço apropriado dessas tensões resulta na geração de níveis de tensão bem definidos e simétricos. Geralmente, o balanço das tensões v_{Cxjm} pode ser alcançado por meio da regulação das tensões médias dos capacitores flutuantes de um mesmo braço (\bar{v}_{Cj}), a partir de (1.4) e (1.5), e da regulação individual das tensões v_{Cxjm} ,

$$v_{Cxj} = \sum_{i=1}^m v_{Cxji} \quad (1.4)$$

$$\bar{v}_{Cj} = \frac{1}{2} (v_{CPj} + v_{CNj}) \quad (1.5)$$

em que v_{Cxj} (v_{CPj} e v_{CNj}) denota as tensões totais dos capacitores flutuantes de cada aglomerado de SMs. Além disso, a minimização das tensões diferenciais dos capacitores flutuantes de um mesmo braço (\tilde{v}_{Cj}) permite compensar possíveis desequilíbrios de tensão no barramento CC e de corrente nos braços devido às assimetrias na impedância nos braços (ZENG et al., 2016); as tensões \tilde{v}_{Cj} são obtidas por

$$\tilde{v}_{Cj} = v_{CPj} - v_{CNj}. \quad (1.6)$$

A regulação das tensões \bar{v}_{Cj} pode ser implementada mediante o controle em malha fechada das tensões v_{Cxjm} ou em malha aberta, estimando a energia total armazenada em um braço (ANGQUIST et al., 2011). Simultaneamente, a regulação individual pode ser implementada por estratégias de controle em malha fechada (HAGIWARA e AKAGI, 2009; HAGIWARA et al., 2011) ou por algoritmos de sorteio (ROHNER et al., 2010; SAEEDI-FARD e IRAVANI, 2010). Destaca-se que, em ambas as situações, a tensão de cada capacitor

flutuante é medida. As principais estratégias de controle do conversor modular DSCC foram avaliadas por (SIEMASZKO et al., 2010) e, posteriormente, apresentadas e atualizadas por (PEREZ et al., 2015) e por (DEBNATH et al., 2015a).

As correntes i_j , provenientes do lado CA, circulam nos braços da topologia modular DSCC e, considerando os SMs processam potência monofásica, os capacitores flutuantes estão sujeitos a oscilação de tensão, majoritariamente, no dobro da frequência fundamental. Assim, as correntes i_{Zj} apresentam harmônicos que podem comprometer a operação do conversor se não controlados. A utilização de indutores magneticamente acoplados é uma solução passiva simples, que auxilia na redução desses harmônicos, bem como diminui o volume, peso e custo do núcleo magnético dos indutores de filtro (HAGIWARA e AKAGI, 2009). Por sua vez, as oscilações de tensão nos capacitores flutuantes são — em magnitude — inversamente proporcionais à frequência do lado CA e diretamente proporcionais à amplitude de corrente do lado CA (HAGIWARA et al., 2010). Diante disso, essas podem atingir níveis críticos na partida de máquinas ou durante a operação em baixa velocidade. Estudos mais recentes buscam soluções viáveis para redução dessas oscilações, por meio do controle das correntes de circulação mediante a injeção seletiva de componentes harmônicas (OKAZAKI et al., 2014; ILVES et al., 2014; ANTONOPOULOS et al., 2014). Enfim, a análise e o controle dessas correntes é tema de recentes estudos (TU et al., 2011; LI et al., 2013b; HARNEFORS et al., 2013; ZHANG et al., 2014; HE et al., 2015; HARNEFORS et al., 2015; DEBNATH et al., 2015b), entretanto, não é foco deste trabalho.

Por fim, as equações que descrevem o comportamento dinâmico do conversor DSCC podem ser obtidas analisando as equações das malhas e dos nós dos circuitos ilustrados nas Figuras 1.5 e 1.6, conforme abordado em (DA SILVA, 2013; HARNEFORS et al., 2015).

1.3 Estado da arte

Sistemas de conversão CA-CC-CA monofásica

Estudos de topologias para sistemas de conversão CA-CC-CA monofásica é um tema que sofre atualizações recorrentes na literatura, no que concerne: a associação série e paralela de conversores; redução do número de componentes; a aplicação de topologias multiníveis; extensão para sistemas trifásicos equivalentes. Na associação série ou paralela de conversores,

a distribuição de potência entre os conversores pode ser uma solução para diminuir os níveis nominais dos componentes (em tensão ou em corrente, respectivamente). Sistemas dessa natureza proveem um aumento da confiabilidade com relação a um sistema convencional (i.e., sem associação), em virtude da capacidade de operação independente dos conversores, que agrega redundância ao sistema. Na Figura 1.7, ilustra-se a associação série de conversores CA-CC-CA com três braços aplicada em um sistema monofásico com terminais abertos (i.e., fase e neutro do lado da carga conectados ao conversor) (CHANG et al., 2006a); uma versão trifásica dessa estrutura foi proposta por (JACOBINA et al., 2013). Com acréscimo do número de chaves de potência, eleva-se também o número de estados de chaveamento, que estimula a otimização e o desenvolvimento de novas estratégias de modulação por largura de pulso (*pulsewidth modulation*) (PWM), tal como avaliadas por (JACOBINA et al., 2006; ROCHA, 2010; JACOBINA et al., 2013). Em função disso, pode-se obter formas de onda com menor distorção harmônica e melhorar o desempenho do conversor mediante a eliminação ou seleção ótima de estados de chaveamento redundantes.

Se por um lado, há um notório aumento no número de componentes na associação série e paralela de conversores, por outro, a redução do número de componentes pode ser uma solução atrativa para fins de reduzir custos e tamanho, mantendo as características dos sistemas convencionais (i.e., sem redução) (DOS SANTOS, 2007; DE FREITAS, 2007). O estudo de redução de componentes pode ser direcionado também para avaliar o desempenho de conversores em operação tolerante à falha nos componentes (DIAS, 2010). A redução de componentes em conversores CA-CC-CA também é estendida a topologias que compartilham braços ou ponto central do barramento CC. Conversores com compartilhamento de braço ou de ponto central do barramento CC podem ser utilizados para alimentar cargas monofásicas, bifásicas e trifásicas a partir de uma fonte de tensão monofásica. A partir desses, implementam-se sistemas capazes de fornecer tensão e frequência controlada com correção do fator de potência (FP) de entrada. Entretanto, nessas configurações, o sistema pode apresentar restrições com relação à capacidade de tensão no barramento CC, e.g., em aplicações que envolvem frequências da rede e da carga diferentes, o que requer uma análise dos limites de sincronismo e operacionais do conversor. Em síntese, demais trabalhos acerca de conversores CA-CC-CA com redução de número de componentes, ou compartilhamento de braço ou ponto central do barramento CC foram avaliados por (DOS SANTOS, 2007;

DE FREITAS, 2007; DIAS, 2010; SANTOS, 2010; ROCHA, 2010).

No contexto da conversão de energia CA-CA monofásica-monofásica, conversores CA-CC-CA com três braços³ podem atender a rigorosos requisitos de qualidade de energia para alimentação de cargas críticas, tais como computadores, controladores lógicos programáveis, sistemas de controle de processos, e sistemas de telecomunicações etc. Diante disso, a utilização de topologias multiníveis em conversores dessa categoria promove uma melhoria na qualidade de energia e na eficiência do sistema, uma vez que essas são capazes de produzir formas de onda com menor conteúdo harmônico e frequência de chaveamento reduzida em comparação a topologia 2L. Por isso, topologias NPC (LIN e CHEN, 2002; JACOBINA et al., 2009; DE FREITAS et al., 2010) e FC (LIN e HUANG, 2005) foram utilizadas em conversores CA-CC-CA com três braços. Na Figura 1.8, ilustra-se o conversor baseado na topologia FC proposto por (LIN e HUANG, 2005), cujo braço compartilhado baseia-se na topologia 2L, o que sucedeu na redução do número de chaves de potência e capacitores flutuantes. Nessa perspectiva, (JACOBINA et al., 2009) apresentou seis variações híbridas do conversor NPC, que mescla braços NPC com braços 2L. A combinação de braços constituídos por topologias diferentes pode ser uma solução eficiente em aliar a redução de componentes com uma qualidade de energia equivalente ao conversor CA-CC-CA multinível convencional, embora seja preciso avaliar as limitações da versão híbrida.

Muitos dos conversores CA-CC-CA com três braços são operados com frequências da rede e carga iguais, sendo aplicados a sistemas UPS de alto desempenho, ou seja, regulação da tensão da carga com capacidade de compensação ativa de harmônicos e correção do FP de entrada, conforme apresentados por (LIN e CHEN, 2002; LIN e HUANG, 2005; CHOI et al., 2005; CHANG et al., 2006b). Nessas aplicações, o braço compartilhado oferece um caminho de corrente adicional — além da braço conectado à carga — para os harmônicos da carga, possibilitando a regulação do controle da corrente da rede. Além disso, o controle do braço compartilhado na frequência fundamental é um artifício bastante utilizado no intuito de diminuir as perdas por chaveamento sem comprometer de qualidade das formas de onda. Nas Figuras 1.7 e 1.8, são ilustrados dois exemplos, cujos conversores acionam braço compartilhado grampeado na frequência fundamental. Nesse caso, para que não ocorra distorção na passagem por zero, é importante considerar a sincronização adequada entre as tensões

³Doravante, entende-se por conversores CA-CC-CA monofásicos com três braços e braço compartilhado apenas conversores CA-CC-CA com três braços.

de entrada e saída do conversor. A sincronização do lado da rede pode ser realizada pela medição direta da tensão de entrada do conversor, ou pela compensação do ângulo de carga (PARK et al., 2001). Enquanto para sincronização do lado da carga, deve-se considerar o deslocamento de fase causado pelo filtro de saída (geralmente, do tipo LC), desde que a regulação seja realizada para a tensão da carga, e não para tensão de saída do conversor. Esse problema deve ser investigado para diferentes perfis de carga (e.g., linear ou não-linear e indutiva ou capacitiva), considerando que essa é dinâmica. Entretanto, essa questão foi pouco explorada e, em decorrência disso, distorções na passagem por zero podem ser visualizadas em diversos resultados experimentais de trabalhos publicados na literatura (LIN e CHEN, 2002; LIN e HUANG, 2005; CHOI et al., 2005; CHANG et al., 2006a; CHANG et al., 2006b), tal como destacadas nas Figuras 1.7 e 1.8.

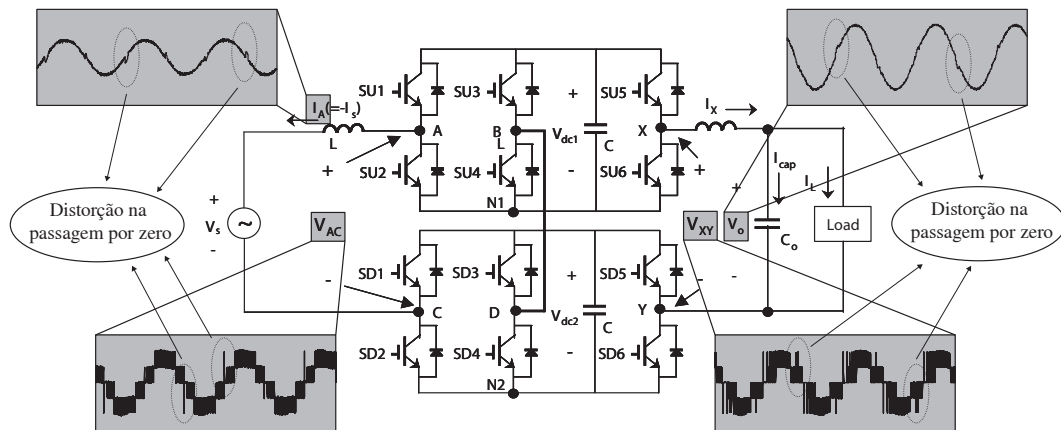


Figura 1.7: Associação série de conversores CA-CC-CA com três braços aplicada em um sistema monofásico com terminais abertos. Fonte: (CHANG et al., 2006a) adaptado pelo autor.

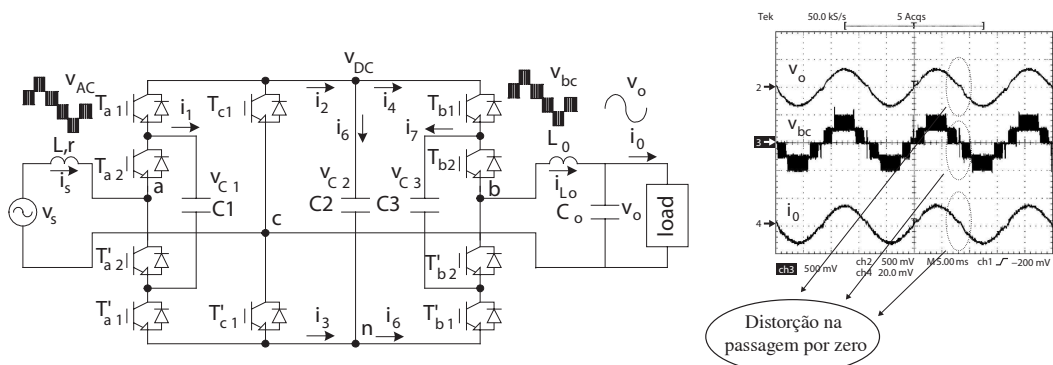


Figura 1.8: Conversor CA-CC-CA monofásico com três braços baseado na topologia FC. Fonte: (LIN e HUANG, 2005) adaptado pelo autor.

Outra questão de interesse dos estudos de sistemas monofásicos é sua extensão para análise de sistemas trifásicos equivalentes. Certamente, o compartilhamento de braços é uma

solução interessante em sistemas CA-CC-CA monofásicos, tendo em vista a preservação das capacidades de operação do circuito original com um número reduzido de componentes. Por outro lado, em sistemas CA-CC-CA trifásicos, uma configuração com braços compartilhados requer um número maior de componentes com relação a um sistema CA-CC-CA trifásico tradicional — retificador e inversor trifásicos compartilhando um barramento CC — visto que cada fase pode ser controlada por um conversor CA-CC-CA monofásico independente, que não compartilham o mesmo barramento CC (JACOBINA et al., 2013; MAIA et al., 2016), conforme a Figura 1.9. Em virtude disso, pode-se reduzir o nível de tensão sobre chaves em até 50% e aumentar o número de níveis da tensão de saída, considerando um cenário de operação síncrona. Contudo, em um cenário com frequências diferentes, a capacidade de tensão no barramento CC deve ser ampliada a fim de operar o conversor nos quatro quadrantes de potência.

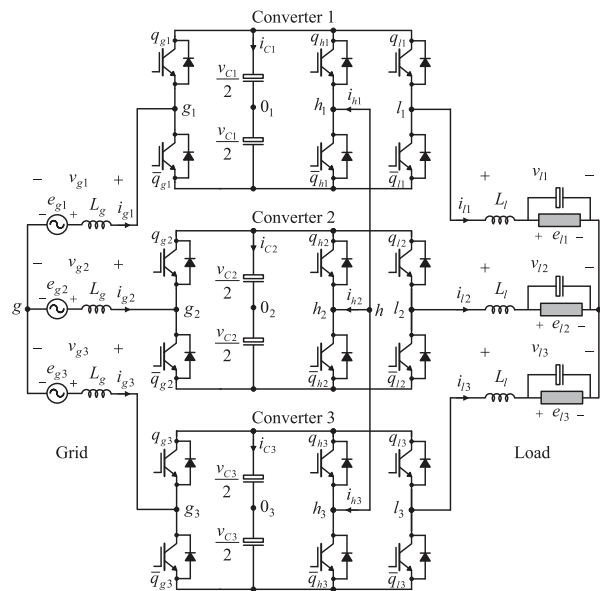


Figura 1.9: Conversor CA-CC-CA trifásico com braços compartilhados baseado em três conversores monofásicos com três braços. Fonte: (MAIA et al., 2016).

Sistemas de acionamento de máquinas trifásicas OEW

No contexto de acionamento de máquinas, diversos sistemas multiníveis de conversão de energia têm sido propostos para acionamento de máquinas trifásicas com terminais de enrolamentos abertos (*open-end windings*) (OEW). Na configuração OEW, os enrolamentos do estator permitem a conexão de inversores em ambos os lados dos terminais da máquina. Esse tipo de configuração é bastante usual em motores de indução trifásicos, em que os enrolamen-

tos estáticos são projetados de modo a permitir o acionamento em delta ou estrela. Em um sistema de acionamento OEW, cada inversor pode ser alimentado por uma fonte CC isolada, cuja tensão nominal é a metade requerida por um sistema de acionamento tradicional, e.g., motor em estrela acionado por um único inversor. A associação série de inversores concede ao sistema uma capacidade de tolerância a faltas em virtude da redundância de inversores, sem mencionar que a qualidade da forma de onda de saída é superior. Com relação aos barramentos CC, a distribuição de tensão pode ser assimétrica (CORZINE et al., 2006; DIXON et al., 2007; PEREDA e DIXON, 2011; REDDY e SOMASEKHAR, 2013; MATHEW et al., 2013) ou simétrica (SIVAKUMAR et al., 2010; JACOBINA et al., 2015; KALAISELVI e SRINIVAS, 2015). Sob esse aspecto, os inversores também podem compartilhar o mesmo barramento CC (MONDAL et al., 2007; WU et al., 2016; EDPUGANTI e RATHORE, 2017). Nas Figuras 1.10 e 1.11, estão ilustrados dois exemplos de sistemas baseados em topologias multiníveis com barramentos CC separados e com barramento CC compartilhado, respectivamente.

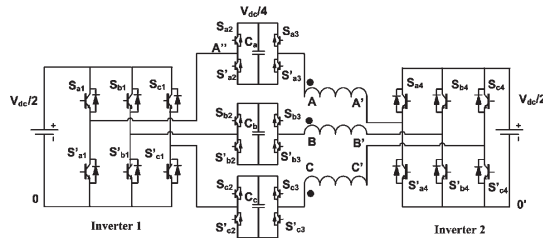


Figura 1.10: Sistema de acionamento OEW baseado na topologia CHB com barramentos CC separados. Fonte: (SIVAKUMAR et al., 2010).

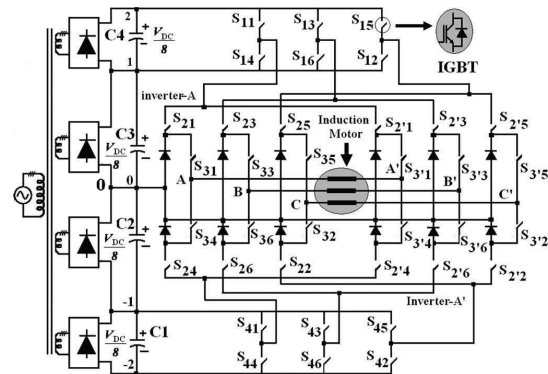


Figura 1.11: Sistema de acionamento OEW baseado na topologia NPC com barramento CC compartilhado. Fonte: (MONDAL et al., 2007).

Vale salientar que em um cenário assimétrico, o número de níveis de tensão pode ser maximizado utilizando os estados de chaveamento para gerar níveis intermediários. Os barramentos CC podem ser alimentados por fontes CC isoladas (DIXON et al., 2007; PEREDA e DIXON, 2011; REDDY e SOMASEKHAR, 2013), mas também há a possibilidade do sistema operar com um barramento CC flutuante (CORZINE et al., 2006). Se por um lado a operação com um barramento CC flutuante reduz o número de fontes CC isoladas, por outro o valor máximo do índice de modulação em amplitude (m_a) é reduzido para manter o balanço de tensão do capacitor flutuante. Conquanto, a utilização de um barramento

em alta frequência — por meio de um transformador de alta frequência (PEREDA e DIXON, 2011) — ou o compartilhamento de uma fonte CC (REDDY e SOMASEKHAR, 2013) são outras maneiras de reduzir o número de fontes CC isoladas. Por outro lado, em um cenário simétrico, o número de estados redundantes disponíveis é maior que em um cenário assimétrico. Tais estados podem ser utilizados para equilibrar tensões de capacitores CC em topologias multiníveis (e.g., NPC e FC), minimizar correntes de fugas e outros efeitos indesejáveis resultantes do chaveamento em alta frequência.

Neste contexto, um ponto relevante é a tensão de modo comum, que se não minimizada, gera corrente nos rolamentos e tensão no eixo do motor, diminuindo a vida útil e comprometendo o desempenho ótimo da máquina (MONDAL et al., 2007; KALAISELVI e SRINIVAS, 2015). Em princípio, a tensão de modo comum pode ser determinada pela combinação das tensões de polo dos inversores. Conforme demonstrado por (WANG, 2000), a tensão gerada no eixo do motor é o reflexo da tensão de modo comum, i.e., apresentam formas de onda semelhantes. Contudo, no caso de sistemas de acionamento OEW nos quais há dois inversores, duas componentes podem ser definidas a partir das tensões de modo comum individuais (i.e., de cada inversor): i) tensão de modo comum e ii) tensão de modo diferencial. A primeira compreende a soma das tensões de modo comum individuais, enquanto a segunda compreende a diferença das mesmas. Embora tal terminologia pareça lógica, muitos trabalhos na literatura atribuem a terminologia “tensão de modo comum” à diferença das tensões de modo comum individuais, i.e., tensão de modo diferencial; por exemplo, o trabalho proposto por (MONDAL et al., 2007). Essa questão foi explorada por (KALAISELVI e SRINIVAS, 2015), a medida que se demonstrou que a tensão gerada no eixo de um motor trifásico por meio de um sistema de acionamento OEW correspondia de fato à soma das tensões de modo comum individuais.

A importância em destacar a tensão de modo comum e a tensão de modo diferencial nos sistemas de acionamento OEW está fundamentada na implicação dessas tensões no modo que os barramentos CC encontram-se conectados, ou seja, se são separados ou compartilhado. No caso de barramento CC compartilhado, elevadas correntes de sequência zero podem circular em um caminho de baixa impedância formado entre os terminais (P, N) e o ponto central do barramento, levando à distorção das correntes de fase do motor. Essas correntes estão associadas a tensão de modo diferencial, mas podem ser suprimidas a partir

de estratégias PWM (WU et al., 2016; EDPUGANTI e RATHORE, 2017). No caso de barramentos CC separados, esse caminho de baixa impedância não existe. Apesar disso, é importante considerar a tensão de modo comum na implementação da estratégia PWM, sejam os barramentos CC separados ou compartilhados. A seleção ótima dos estados de chaveamento redundantes é uma solução para supressão, até eliminação, da tensão de modo comum, a qual também pode ser controlada por meio de um fator de distribuição de tensão — variável adimensional delimitada entre 0 e 1. A utilização desse fator é recurso bastante utilizado para melhoria das formas de onda das tensões de fase, sendo determinado em função dos graus de liberdade do sistema, conforme proposto em (JACOBINA et al., 2015).

Em relação a utilização de topologias multiníveis em sistemas de acionamento OEW, (CORZINE et al., 2006; MONDAL et al., 2007; WU et al., 2016) propuseram sistemas baseados na topologia NPC, logo, problemas com desequilíbrio de tensão nos capacitores do barramento CC são comuns, embora possam ser resolvidos via estratégia PWM espaço-vetorial (*space vector PWM*) (SVPWM). (WU et al., 2016) incluíram, na estratégia SVPWM proposta, a minimização da corrente de sequência em zero, visto que o sistema apresenta barramento CC compartilhado. (CORZINE et al., 2006) propuseram um sistema híbrido, tendo um inversor NPC de comutação lenta e outro de comutação rápida cujo barramento CC era flutuante. Neste caso, a hibridação deve-se a utilização de diferentes tecnologias de dispositivos semicondutores no projeto dos inversores: tiristor comutado por porta integrada (*integrated gate-commutated thyristor*) (IGCT) para inversor de comutação lenta e transistor bipolar de porta isolada (*insulated gate bipolar transistor*) (IGBT) para o seguinte. Além disso, sistemas baseados na conexão em cascata de células de potência foram propostos por (DIXON et al., 2007; SIVAKUMAR et al., 2010), enquanto (MATHEW et al., 2013) estenderam os estudos de acionamento OEW para a topologia FC. Assim como em (CORZINE et al., 2006), (DIXON et al., 2007) propuseram um sistema híbrido adequado para acionamento em alta potência (na ordem de *megawatts*), baseado em inversores ACHB com distribuição de potência das fontes CC isoladas em três estágios: no primeiro estágio, células de potência (constituídas por IGCTs) gerenciam mais de 80% da potência, enquanto no segundo e terceiro estágio, células de potências (constituídas por IGBTs) gerenciam respectivamente cerca de 15% e 3% da potência. Todavia, a topologia ACHB não agrega os benefícios da modularidade. Adiante, o sistema apresentado por (SIVAKUMAR et al.,

2010) (cf., Figura 1.10) é uma extensão do proposto por (DU et al., 2009), que se baseia na utilização de um inversor trifásico como fonte de alimentação principal para as células de potência em cascata.

Apesar de proeminente em aplicações de média e alta potência, o acionamento de máquinas pela topologia modular DSCC tem sido um dos desafios encontrados na literatura (DEBNATH et al., 2015b). Conforme abordado na Seção 1.2, o aumento da magnitude das oscilações de tensão nos capacitores flutuantes com a redução da frequência de operação da máquina limita a operação do conversor modular DSCC em aplicações que demandam torque constante e baixa velocidade. As associações série e paralela de conversores podem ser uma alternativa viável em sistemas de acionamento baseados na topologia modular DSCC de baixa escala, em que poucos SMs estão disponíveis para operação. Em vista disso, um sistema flexível de acionamento para máquinas trifásicas OEW foi proposto por (JACOBINA et al., 2015), que possibilita a alternância da configuração (série ou paralela) de conversores conforme a velocidade de operação da máquina (alta ou baixa). Desse modo, pode-se conciliar alta qualidade nas formas de onda de saída com operação em uma larga faixa de frequência. Outro aspecto discutido foi a limitação do conversor modular DSCC com relação a curto circuitos no barramento CC, a qual, entretanto, pode ser solucionada a partir da configuração OEW no acionamento de máquinas — em razão da redundância de inversores. Recentemente, (EDPUGANTI e RATHORE, 2017) propuseram um sistema modular de acionamento OEW utilizando inversores modulares DSCC com barramento CC compartilhado, tendo foco na minimização da corrente de sequência zero. Neste caso, pode-se perceber que o compartilhamento de barramento é ineficaz contra curto circuito em seus terminais; por outro lado, um sistema de acionamento OEW com barramentos CC separados pode prover da tolerância a faltas.

1.4 Motivação e contribuições

No estado da arte, apresentaram-se características e estudos recentes com relação a conversores CA-CC-CA, destacando a relevância no cenário atual. Entretanto, os estudos publicados na literatura pouco exploraram a aplicação da topologia modular DSCC a sistemas CA-CC-CA monofásicos, que abrangem, por exemplo, equipamentos de UPS, re-

guladores de tensão, compensadores ativos universais etc. Obviamente, há um compromisso com o número de componentes da topologia em questão com relação a outras multiníveis, que pode elevar o custo inicial do projeto do conversor. Todavia, levando em consideração as características da topologia modular DSCC, é possível perceber que essa é capaz de atender a qualquer requisito de potência e de qualidade de energia com baixa frequência de chaveamento, além de prover ao sistema alta confiabilidade e simples manutenção. Há uma tendência para o uso da topologia modular DSCC em aplicações de sistemas CA-CC-CA, motivada pela redução no tamanho dos elementos passivos e pela ausência do capacitor CC comum, além de outros benefícios abordados neste capítulo. Neste contexto, propõe-se um sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica, a partir de um conversor com três braços baseado na topologia modular DSCC. Propõem-se também versões híbridas desse conversor, cujo braço modular conectado à rede e braço modular compartilhado são substituídos por braços 2L — contendo apenas diodos e chaves de potência, respectivamente. Trata-se de uma redução eficiente, a medida que a qualidade na conversão de energia é mantida e as perdas são reduzidas por meio da operação dos braços 2L na frequência fundamental. Com auxílio de um fator de distribuição de tensão, introduzido a partir de um grau de liberdade do sistema, uma técnica de geração das referências de tensão (*voltage reference technique*) (VRT) é proposta capaz de comandar os braços — conectado à rede ou compartilhado — de modo que operem na frequência fundamental. Desse modo, mediante uma técnica de sincronização proposta, os conversores operam sem distorções na passagem por zero tanto nos sinais do lado da rede como do lado da carga.

Além disso, no estado da arte, os estudos recentes acerca do acionamento de máquinas trifásicas OEW foram discutidos, com destaque em pontos de interesse para este trabalho. Em princípio, a aplicação da topologia modular DSCC no acionamento de máquinas OEW tem por objetivo proporcionar à topologia a característica de tolerância a faltas no barramento CC — a qual carece. Para isso, propõe-se um sistema híbrido-modular de acionamento de máquinas OEW, sendo composto por um inversor modular DSCC trifásico de comutação rápida e um inversor 2L trifásico de comutação lenta. O sistema proposto possui barramentos CC separados e simétricos a medida que i) não se estabelece um caminho de baixa impedância para correntes de sequência zero e ii) reforça a característica de tolerância a faltas em quaisquer dos barramentos CC. Utiliza-se, pois, a hibridação no intuito de obter

um sistema eficiente em termo de perdas e em relação custo/benefício. A partir da operação grampeada na frequência fundamental do inversor 2L, obtém-se a redução direta das perdas por chaveamento, como também, pode-se utilizar tecnologias de chaves de potência mais robustas e de menores perdas por condução (e.g., IGCTs) — comparativamente aos IGBTs. Portanto, propõe-se uma VRT capaz de gerar as referências de tensão dos inversores para operar não somente da maneira proposta, mas que também possa comandar o sistema com qualquer distribuição de tensão nos barramentos CC (i.e., cenário assimétrico). A partir disso, expandem-se os estudos da topologia modular DSCC no acionamento de máquinas OEW bem como na associação série de conversores em sistemas CA-CC-CA com terminais abertos de modo geral. Tendo em vista que esta tese inclui os estudos da topologia modular DSCC no acionamento de máquinas trifásicas OEW, salienta-se que o desenvolvimento desses estudos e produção correspondente foram realizados antes do trabalho proposto por (EDPUGANTI e RATHORE, 2017).

Produção gerada

O desenvolvimento deste trabalho resultou em cinco publicações em anais de congressos internacionais (DA SILVA et al., 2013a; DA SILVA et al., 2013b; DA SILVA et al., 2014; DA SILVA et al., 2015c; DA SILVA et al., 2015d), em três publicações em revista Qualis A1 (DA SILVA et al., 2015b; DA SILVA et al., 2016; DA SILVA et al., 2017) e na autoria de um capítulo de livro da British IET Press (DA SILVA et al., 2015a).

1.5 Organização do trabalho

Capítulo 2

Apresentam-se os estudos relacionados ao sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica proposto, que abrangem as estratégias de controle e de modulação, a VRT para controle dos braços dos conversores, os limites operacionais dos conversores, a técnica de sincronização proposta e, por fim, os resultados de simulação e experimentais com as devidas análises.

Capítulo 3

Apresentam-se os estudos relacionados ao sistema híbrido-modular de acionamento de máquinas trifásicas OEW proposto, que abrangem a estratégia de controle, a VRT para controle dos inversores, e, por fim, os resultados de simulação e experimentais com as devidas análises.

Capítulo 4

Apresentam-se as conclusões da tese.

2

Sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica

Na Seção 2.1, apresentam-se as principais equações e o princípio de funcionamento do sistema de conversão monofásica, formado a partir dos conversores propostos, ilustrados na Figura 2.1. Na Seção 2.2, apresentam-se as estratégias de controle, destacadas em duas partes: controle de balanço da tensão dos braços modulares (cf. DSCC- j , Figura 1.6); controle de corrente da rede e tensão da carga. O esquema de controle dos conversores é completado com a implementação da VRT, que fornece as referências das tensões de polo a partir das referências de controle de corrente da rede e tensão da carga. Na Seção 2.3, apresentam-se as estratégias PWM utilizadas no acionamento dos conversores propostos; ademais, propõe-se um algoritmo de redução do número de portadas. Nas Seções 2.4 e 2.5, apresentam-se os resultados de simulação e experimentais, respectivamente.

2.1 Princípio de funcionamento

O sistema proposto é avaliado por meio dos conversores com três braços apresentados na Figura 2.1. A tensão de entrada do conversor (v_g) e a tensão de saída do conversor (v_l) podem ser expressas em função das tensões de polo (v_{j0}) como

$$v_g = v_{10} - v_{20} \quad (2.1)$$

$$v_l = v_{30} - v_{20} \quad (2.2)$$

Além disso, a corrente da rede (i_g) e a corrente do indutor de filtro de saída (i_f) podem ser expressas da seguinte forma:

$$i_g = i_s - i_f \quad (2.3)$$

$$i_f = i_l + i_c \quad (2.4)$$

em que i_s é a corrente do braço compartilhado, i_l é a corrente da carga e i_c é a corrente do capacitor de filtro de saída.

A topologia da Figura 2.1(a) é composta por três braços modulares, o que possibilita a remoção do capacitor CC comum, de modo que o armazenamento de energia CC é realizado de forma distribuída mediante os capacitores flutuantes. Isso pode contribuir na redução de custo e tamanho do projeto do conversor, bem como propicia maior confiabilidade ao sistema contra surtos de correntes em caso de curto circuitos no terminais CC, assim como abordado na Seção 1.1.

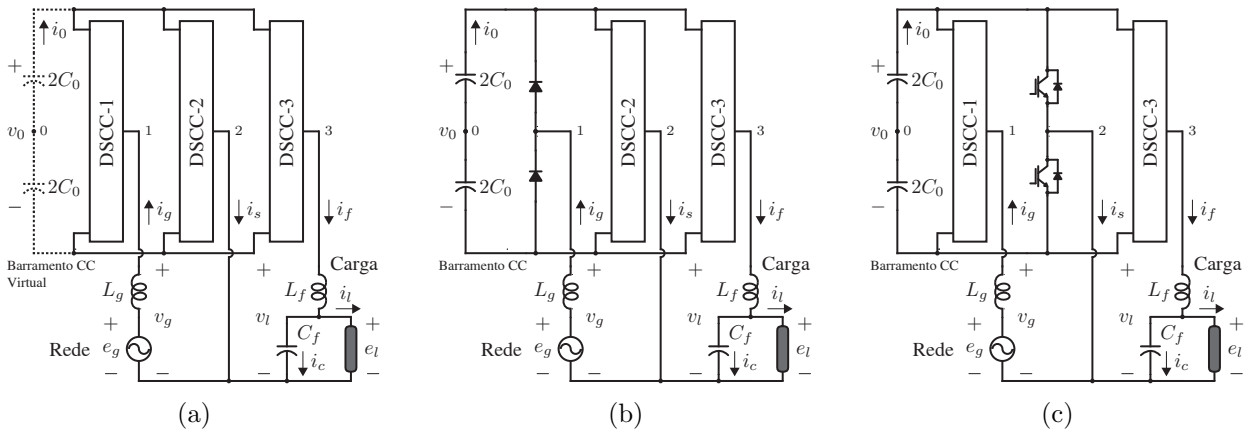


Figura 2.1: Circuito dos conversores modulares CA-CC-CA monofásicos propostos. (a) Topologia DSCC. (b) Topologia híbrida DSCC para VRT-1. (c) Topologia híbrida DSCC para VRT-2.

Em princípio, a VRT proposta na Seção 2.2.2 é destacada em VRT-0, VRT-1 e VRT-2, as quais possibilitam três diferentes operações do conversor modular DSCC, respectivamente: i) operação com modulação em alta frequência para os três braços modulares; ii) operação com grampeamento na frequência fundamental do braço modular conectado à rede e com modulação em alta frequência para os demais braços; iii) operação com grampeamento na frequência fundamental do braço modular compartilhado e com modulação em alta frequência para os demais braços. Nota-se que ao grampear a operação de um braço, tal como é realizado pela VRT-1 e pela VRT-2, as perdas por chaveamento são reduzidas,

todavia, isso também requer a sincronização das tensões v_g e v_l . Portanto, uma técnica de sincronização é proposta na Seção 2.2.4. Em contrapartida, a VRT-0 não requer tal sincronia, embora que o limites operacionais do conversor, também abordados na Seção 2.2.4, devam ser respeitados.

As topologias da Figura 2.1(b) e (c) são versões híbridas da topologia modular convencional: a primeira possui um braço a diodos em vez do braço modular do lado da rede (DSCC-1), enquanto a segunda possui um braço com chaves de potência em vez do braço modular compartilhado (DSCC-2). A depender do nível de potência do sistema, dispositivos *press-pack* em conexão série podem ser utilizados de modo a suportar a tensão CC nominal do barramento. Percebe-se que as topologias híbridas advêm da operação do conversor modular DSCC mediante a VRT-1 e a VRT-2, cuja substituição de um braço modular por um braço 2L possibilita reduzir não somente as perdas por chaveamento a partir da operação grampeada na frequência fundamental como também as perdas por condução. Por exemplo, considerando que um braço modular e que um braço 2L sejam submetidos a uma mesmo nível de tensão de barramento CC e que as chaves de potência de ambos braços tenham mesmos valores nominais, o número de chaves do braço 2L sempre será a metade do número requerido pelo braço modular. Assim, pode-se comprovar a redução das perdas por condução.

2.2 Estratégias de controle

De modo geral, conversores modulares são constituídos por capacitores flutuantes e, em circunstâncias reais, tendem a descarregar. Logo, para garantir o equilíbrio de tensão entre os braços dos conversores modulares e individualmente em cada SM, uma estratégia de controle de balanço de tensão deve ser implementada. Entre as estratégias de balanço de tensão mais usuais, a proposta por (HAGIWARA e AKAGI, 2009) é de simples implementação e serve de base para estratégia apresentada neste trabalho. O controle de balanço de tensão proposto é representado por diagramas de blocos ilustrados na Figura 2.2

Diante da aplicação proposta, o controle da corrente i_g e da tensão da carga (e_l) é apresentado por diagramas de blocos conforme a Figura 2.3. Destaca-se que a geração das referências i_g^* e e_l^* depende de qual VRT é utilizada. Por isso, o diagrama da Figura 2.3(a) aplica-se à estratégia de controle mediante a utilização da VRT-0, enquanto o diagrama da

Figura 2.3(b) é referente a utilização da VRT-1 ou da VRT-2. Em vista disso, as referências v_{xjm}^* são determinadas em função das referências de tensão de polo e das variáveis de controle conforme a Figura 2.4; seguidamente, v_{xjm}^* são aplicadas à estratégia de modulação para geração dos sinais de gatilho individuais (q_{xjm}) e acionamento dos SMS.

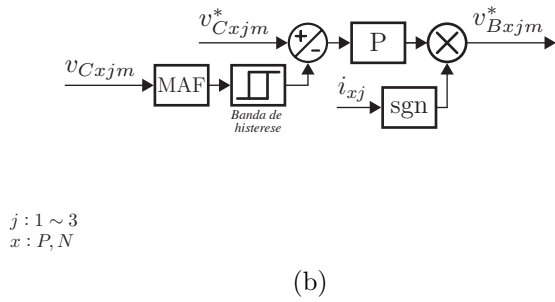
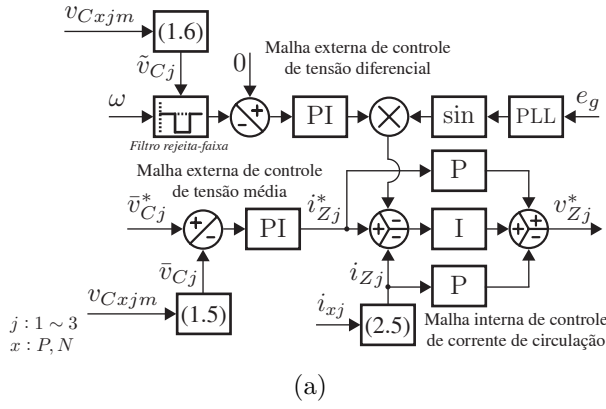


Figura 2.2: Diagrama de blocos do controle de balanço de tensão. (a) Controle de tensão média, de tensão diferencial e de corrente de circulação. (b) Controle de balanço individual de tensão.

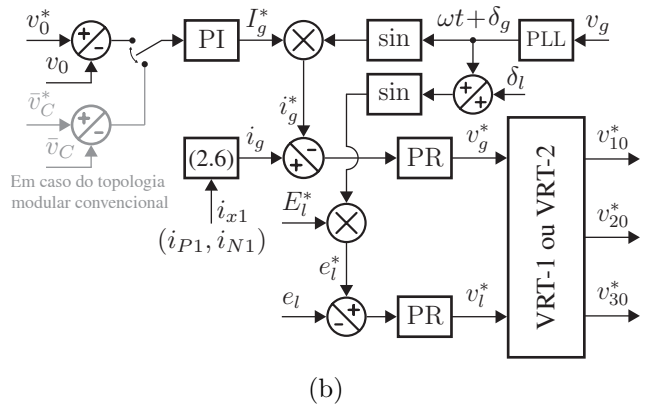
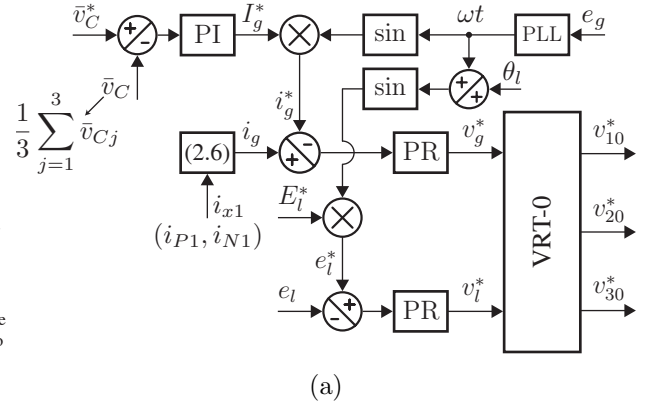


Figura 2.3: Diagrama de blocos do controle de corrente da rede e tensão da carga. (a) Controle para VRT-0. (b) Controle para VRT-1 e VRT-2 considerando a técnica de sincronização proposta.

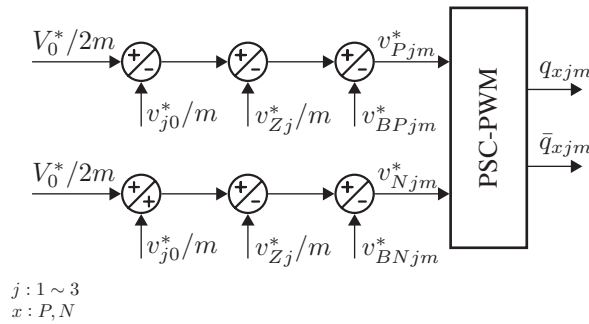


Figura 2.4: Esquema de geração dos sinais de gatilhos do conversor modular DSCC a partir das variáveis de controle resultantes das estratégias apresentadas nas Figuras 2.2 e 2.3.

2.2.1 Controle de balanço de tensão

Conforme a Figura 2.2, o controle de balanço de tensão nos capacitores flutuantes é realizado por meio do controle de tensão média, de tensão diferencial e de corrente de circulação e por meio do controle de balanço individual de tensão. Para tal, as correntes i_{xj} e as tensões v_{Cxjm} são medidas. Assim, as correntes i_{Zj} e i_j podem ser obtidas resolvendo a soma entre (1.1) e (1.2), tal como segue:

$$i_{Zj} = \frac{1}{2}(i_{Nj} + i_{Pj}) \quad (2.5)$$

$$i_j = i_{Nj} - i_{Pj}. \quad (2.6)$$

Controle de tensão média, de tensão diferencial e de corrente de circulação

O controle de tensão média e de corrente de circulação é representado pelo diagrama de blocos ilustrado na Figura 2.2(a). Trata-se de uma estratégia de controle em cascata, em que, em uma malha externa, um controlador proporcional-integral (PI) regula as tensões \bar{v}_{Cj} para as referências \bar{v}_{Cj}^* ($= V_0^*$), em que V_0^* é a referência de amplitude de v_0 . Na saída do controlador, têm-se as referências i_{Zj}^* e, a partir da malha interna de controle, as correntes i_{Zj} são reguladas por um controlador de realimentação pseudo-derivativa com ganho *feedforward* (*pseudo-derivative feedback with feedforward gain*) (PDFF), que pode ser descrito como um controlador PI generalizado. Apesar de requerer um parâmetro adicional a ser sintonizado, a utilização do controlador PDFF pode oferecer um desempenho superior ao PI convencional.

Além disso, as assimetrias entre as impedâncias dos braços modulares podem ser compensadas regulando a tensão diferencial de cada braço. O controle de tensão diferencial baseia-se na estratégia proposta por (ZENG et al., 2016). Neste caso, outro controlador PI é implementado para minimizar o valor médio das tensões \tilde{v}_{Cj} , obtido a partir de um filtro rejeita-faixa sintonizado na frequência angular fundamental (ω). Nota-se que a informação do ângulo de fase da tensão da rede (e_g) fornecida por uma malha de captura de fase (*phase locked-loop*) (PLL) é multiplicada à saída do controlador PI, de modo que o resultado é adicionado na regulação das correntes i_{Zj} .

Conforme mencionado na Seção 1.2, as correntes i_{Zj} possuem harmônicos que devem ser minimizados para o desempenho ótimo do conversor. Entretanto, assim como o controlador PI, o controlador PDFF apresenta limitações quanto à rejeição de distúrbios

harmônicos, por outro lado, considerando a utilização de indutores magneticamente acoplados, os harmônicos das correntes i_{zj} podem ser reduzidos de tal maneira que a operação do conversor seja estável. Logo, o controlador PDFF regula o nível médio das correntes i_{zj} para garantir o balanço de tensão média dos braços modulares, resultando nas referências das tensões nos terminais dos indutores dos braços (v_{zj}^*).

Controle de balanço individual de tensão

O controle de balanço individual de tensão é representado pelo diagrama de blocos ilustrado na Figura 2.2(b). A partir desse controle, desempenha-se a regulação de tensão de cada SM, o que resulta em uma distribuição uniforme de tensão nos braços modulares. Por intermédio de um controlador proporcional (P), o valor médio das tensões v_{Cxjm} são reguladas para referências v_{Cxjm}^* ($= V_0^*/m$), sempre que as tensões v_{Cxjm} estiverem da fora da banda de histerese (arbitrada em 1% de v_{Cxjm}^*). Vale destacar que os valores médios foram obtidos a partir de um filtro de média móvel (*moving-average filter*) (MAF), dada sua eficácia em atuar como filtro passa-baixa, tendo em vista a simples implementação e a rápida resposta dinâmica, conforme demonstrado em (OTA et al., 2015). Assim, na saída do controlador, têm-se os ganhos individuais de tensão de referência (v_{Bxjm}^*) que ajustam o nível das referências das tensões individuais dos SMs (v_{xjm}^*) durante cada ciclo de controle, levando em consideração a polaridade das correntes i_{xj} .

2.2.2 Técnica de geração das referências de tensão – VRT

O propósito da VRT é fornecer as referências de tensão v_{j0}^* (v_{10}^* , v_{20}^* e v_{30}^*) a partir das referências de controle v_g^* e v_i^* , que são respectivamente as saídas dos controladores de corrente e tensão, conforme os diagramas de controle da Figura 2.3. Vale ressaltar que a VRT apresentada neste trabalho são compreendem três operações distintas — VRT-0, VRT-1 e VRT-2 — cuja aplicação é direcionada ao sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica por meio de topologias de conversores com três braços.

A formulação da VRT-0 foi proposta por (JACOBINA et al., 2006), aplicada no controle de um conversor 2L e posteriormente no controle de um conversor NPC (DE FREITAS et al., 2010). As VRT-1 e VRT-2 são variações da técnica convencional, a partir das quais

é possível comandar respectivamente o braço do lado da rede e o braço compartilhado na frequência da fundamental. A formulação da VRT-1 foi apresentada por (JACOBINA et al., 2012) e desenvolvida para o controle de um conversor 2L com número reduzido de componentes (i.e., braço do lado da rede constituído somente por dois diodos). Por outro lado, a VRT-2 tem formulação apresentada neste trabalho, sendo baseada nos trabalhos realizados por (PARK et al., 2001; LIN e CHEN, 2002; LIN e HUANG, 2005), em que foram utilizados respectivamente conversores 2L, NPC e FC; os dois últimos com número reduzido de componentes (i.e., braço compartilhado constituído somente por chaves de potência).

O princípio da VRT baseia-se na utilização de uma referência de tensão do braço compartilhado (v_s^*) para comandar o braço compartilhado, a qual é determinada por

$$v_s^* = \begin{cases} (1 - \mu_s)v_{s \max} + \mu_s v_{s \min}, & i_g^* \geq 0 \\ \mu_s v_{s \max} + (1 - \mu_s)v_{s \min}, & i_g^* < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

em que $v_{s \max}$ e $v_{s \min}$ são resolvidos por

$$v_{s \max} = \frac{1}{2}V_0^* - \max\{v_g^*, v_l^*, 0\} \quad (2.8)$$

$$v_{s \min} = -\frac{1}{2}V_0^* - \min\{v_g^*, v_l^*, 0\} \quad (2.9)$$

tendo em vista o valor máximo ($V_0^*/2$) e mínimo ($-V_0^*/2$) das tensões de polo e o máximo e mínimo dos valores instantâneos entre v_g^* , v_l^* e zero. O fator de distribuição de tensão (μ_s) pode ser selecionado a fim de elevar a qualidade da forma de onda das tensões do conversor (JACOBINA et al., 2006). Tal fator é delimitado por uma faixa de operação que varia entre $0 \leq \mu_s \leq 1$. Para uma solução simétrica, $\mu_s = 0,5$ resulta na VRT-0, em contrapartida, a partir de $\mu_s = 0$ e $\mu_s = 1$, obtêm-se as equações que definem a VRT-1 e a VRT-2, respectivamente.

Desde que as referências v_g^* e v_l^* podem ser expressas em função das referências v_{j0}^* , assim como em (2.1) e (2.2), é possível determinar as referências v_{10}^* e v_{30}^* , considerando $v_{20}^* = v_s^*$, tal como segue:

$$v_{10}^* = v_g^* + v_s^* \quad (2.10)$$

$$v_{30}^* = v_l^* + v_s^*. \quad (2.11)$$

Na VRT-1, o braço do lado da rede opera na frequência da fundamental, a medida que a referência v_{10}^* é determinada apenas por V_0^* e pela polaridade de i_g^* . Desta forma, as referências v_{j0}^* podem ser obtidas,

em caso de $i_g^* \geq 0$:

$$v_{10}^* = \frac{1}{2}V_0^* \quad (2.12)$$

$$v_{20}^* = \frac{1}{2}V_0^* - v_g^* \quad (2.13)$$

$$v_{30}^* = \frac{1}{2}V_0^* - v_g^* + v_l^* \quad (2.14)$$

e em caso de $i_g^* < 0$:

$$v_{10}^* = -\frac{1}{2}V_0^* \quad (2.15)$$

$$v_{20}^* = -\frac{1}{2}V_0^* - v_g^* \quad (2.16)$$

$$v_{30}^* = -\frac{1}{2}V_0^* - v_g^* + v_l^*. \quad (2.17)$$

Visto que as tensões v_{j0} são delimitadas por $-V_0/2$ e $V_0/2$, as referências v_g^* e v_l^* devem satisfazer

$$V_g^* \leq V_0^* \quad (2.18)$$

$$V_l^* \leq V_0^* \quad (2.19)$$

$$v_l^* \leq v_g^* \quad (2.20)$$

em que V_g^* e V_l^* são as referências da amplitude de v_g (V_g) e da amplitude de v_l (V_l), respectivamente. Nota-se em (2.20) que, para essa técnica, a referência v_l^* é restrita tanto em amplitude como em fase com relação a v_g^* .

De modo semelhante, na VRT-2, o braço compartilhado opera na frequência da fundamental, a medida que a referência v_{20}^* é determinada apenas por V_0^* e pela polaridade de i_g^* . Desta forma, as referências v_{j0}^* podem ser obtidas,

em caso de $i_g^* \geq 0$:

$$v_{10}^* = -\frac{1}{2}V_0^* + v_g^* \quad (2.21)$$

$$v_{20}^* = -\frac{1}{2}V_0^* \quad (2.22)$$

$$v_{30}^* = -\frac{1}{2}V_0^* + v_l^* \quad (2.23)$$

e em caso de $i_g^* < 0$:

$$v_{10}^* = \frac{1}{2}V_0^* + v_g^* \quad (2.24)$$

$$v_{20}^* = \frac{1}{2}V_0^* \quad (2.25)$$

$$v_{30}^* = \frac{1}{2}V_0^* + v_l^*. \quad (2.26)$$

Ao contrário da VRT-1, a VRT-0 e a VRT-2 não apresentam a restrição em amplitude descrita em (2.20), porém as amplitudes V_g^* e V_l^* não devem exceder o valor de V_0^* , conforme em (2.18) e (2.19), para ambas as técnicas.

2.2.3 Controle de corrente da rede e tensão da carga

No controle de corrente da rede e tensão da carga a partir do diagrama de controle da Figura 2.3(a), a correção plena do FP de entrada é alcançada com a sincronização da corrente i_g com a tensão e_g . A tensão média de todos capacitores flutuantes (\bar{v}_C) do conversor modular DSCC é regulada por um controlador PI para a referência \bar{v}_C^* ($= V_0^*$), resultando na referência da amplitude de i_g (I_g^*). Essa é multiplicada a um sinal normalizado em fase com a tensão e_g , uma vez que o ângulo de fase de e_g (θ_g) pode ser determinado pelo esquema de PLL (LUNA et al., 2011). Desse modo, obtém-se a referência i_g^* . Para facilitar o entendimento e simplificar a análise, o ângulo θ_g é considerado zero, e, portanto, omitido dos diagramas de controle da Figura 2.3. Sabendo que as correntes i_{x1} são medidas, a corrente i_g não precisa medida e pode ser obtida a partir de (2.6). A regulação da corrente i_g é realizada por um controlador proporcional-ressonante (PR) sintonizado na frequência da fundamental, resultando na referência v_g^* .

A regulação da corrente i_g a partir do diagrama de controle da Figura 2.3(b) é realizada de maneira afim ao da Figura 2.3(a), salvo que a corrente i_g deve ser sincronizada com a tensão v_g mediante o esquema de PLL para evitar distorção na passagem por zero. Por conseguinte, o FP é corrigido para um valor próximo de um, em virtude do deslocamento de fase causado pelo indutor de acoplamento com a rede (L_g). Além disso, a amplitude de referência I_g^* é obtida por meio da regulação da tensão v_0 . Assim como no controle de corrente da rede, a regulação da tensão e_l é realizada pela ação de um controlador PR e a referência e_l^* é determinada de maneiras distintas entre os diagramas de controle da Figura 2.3. Utilizando a VRT-0, a geração da referência e_l^* deve satisfazer os limites impostos em (2.18) e (2.19), bem como

$$V_{gl}^* \leq V_0^* \quad (2.27)$$

em que V_{gl}^* é a referência da amplitude de $v_g - v_l$ (V_{gl}), a medida que o conversor modular DSCC pode operar de maneira que a frequência da rede (f_g) é igual a frequência da carga (f_l), mas não necessariamente com v_g e v_l em fase. Desse modo, o ângulo de fase de e_l (θ_l) pode ser selecionado a fim de reduzir a corrente i_s e, dependendo do valor máximo de V_0 , o mesmo pode variar fazendo com que o conversor opere com frequências diferentes, conforme descrito na Seção 2.2.4. Em contrapartida, a operação mediante VRT-1 ou VRT-2, seja com a topologia modular DSCC, seja com as topologias híbridas DSCC, requer as tensões v_g e v_l em fase. Portanto, além de respeitar os limites impostos na Seção 2.2.2, a referência e_l^* deve ter o ângulo θ_l controlado para que ocorra a sincronia entre v_g e v_l .

2.2.4 Limites operacionais e técnica de sincronização

Os limites operacionais dos conversores propostos são avaliados por meio de uma análise fasorial, considerando que \mathbf{e}_g é o fasor de tensão associado à tensão $e_g = E_g \sin(\omega t)$, e assim pode ser entendido para as demais variáveis (tomando \mathbf{e}_g como referência). Desse modo, os fasores de tensão \mathbf{v}_g , \mathbf{v}_l e \mathbf{e}_l estão respectivamente associados a

$$v_g = V_g \sin(\omega t + \delta_g) \quad (2.28)$$

$$v_l = V_l \sin(\omega t + \delta_g + \epsilon) \quad (2.29)$$

$$e_l = E_l \sin(\omega t + \theta_l) \quad (2.30)$$

em que δ_g é o ângulo de carga entre v_g e e_g ($\delta_g > 0$ para operação como retificador/inversor e $\delta_g < 0$ para operação como inversor/retificador), e ϵ é o ângulo de sincronia.

Operação pela VRT-0

O defasamento entre as tensões v_g e v_l pode ser expresso pelo o ângulo ϵ e, em vista disso, a investigação dos limites operacionais do conversor modular DSCC mediante a VRT-0 pode ser simplificada desprezando o filtro $L_f C_f$, uma vez que o ângulo ϵ não precisa ser igual a zero. Logo, para essa condição, supõe-se $i_f = i_l$ e $v_l = e_l$. Considerando que a corrente i_g é sincronizada com a tensão e_g , conforme o diagrama da Figura 2.3(a), os fasores de corrente \mathbf{i}_g e \mathbf{i}_f estão respectivamente associados a

$$i_g = I_g \sin(\omega t) \quad (2.31)$$

$$i_f = I_f \sin(\omega t + \theta_l - \phi_l) \quad (2.32)$$

em que I_f é a amplitude de i_f e ϕ_l é o ângulo de FP da carga ($\phi_l > 0$ para carga indutiva e $\phi_l < 0$ para carga capacitiva).

Os diagramas fasoriais das tensões e correntes do sistema estudado em operação retificador/inversor e inversor/retificador estão ilustrados na Figura 2.5(a) e (b), respectivamente. Como pode ser visto, a amplitude V_{gl} em ambas as operações pode ser calculada segundo

$$V_{gl} = \sqrt{V_g^2 + V_l^2 - 2V_g V_l \cos(\epsilon)}. \quad (2.33)$$

Dessa maneira, considerando que $V_g = V_l \leq V_0$, o módulo de ϵ é definido por $|\epsilon| \leq 60^\circ$. Assim sendo, na Figura 2.6, estão ilustrados os diagramas fasoriais das tensões v_g , v_l e v_{gl} ($= v_g - v_l$) para diferentes valores de ϵ e as formas de onda senoidais resultantes. O diagrama da Figura 2.6(a) reproduz o caso em que o conversor modular DSCC opera nos limites de tensão e $|\epsilon| = 60^\circ$. A área em destaque no gráfico (preenchida na cor cinza) representa a região de estabilidade para operação retificador/inversor, em que as tensões v_g , v_l e v_{gl} satisfazem (2.18), (2.19) e (2.27). Não obstante, o módulo de ϵ pode ser aumentado em $|\epsilon| < 90^\circ$, contanto que a razão entre V_g e V_l seja menor que 1 e o valor de V_{gl} não ultrapasse V_0 . A exemplo disso, no diagrama da Figura 2.6(b), a amplitude V_l é metade do valor de V_g , portanto, tem-se $V_{gl} = V_0$ em $|\epsilon| = 75^\circ$. Nota-se que a operação com frequências f_g e f_l diferentes é possível, todavia o valor de V_0 deve ser no mínimo igual a $V_g + V_l$.

Analisando os diagramas da Figura 2.5, pode-se determinar a amplitude de i_s (I_s) tal como segue:

$$I_s = \sqrt{I_g^2 + I_f^2 - 2I_g I_f \cos(\alpha_l)} \quad (2.34)$$

em que $\alpha_l = \theta_l - \phi_l$, tal como em (2.32). Sabendo que $v_l = e_l$, tem-se $\theta_l = \epsilon + \delta_g$, conforme (2.29) e (2.30). Logo, ao fazer $\theta_l = \phi_l$ ($\epsilon = \phi_l - \delta_g$), tem-se $\alpha_l = 0^\circ$ e a amplitude I_s é minimizada.

Apesar de comprovado que o conversor modular DSCC é capaz de operar com frequências diferentes sob a condição de aumentar a tensão do barramento CC, tal que $V_g + V_l \leq V_0$, o mesmo é apropriado para aplicações síncronas, pois a tensão do barramento CC pode ser maximizada. Essa condição é inerente a conversores CA-CC-CA monofásicos com três braços, independente da topologia utilizada. Além disso, mostrou-se que a operação de inversão do fluxo de potência também é praticável.

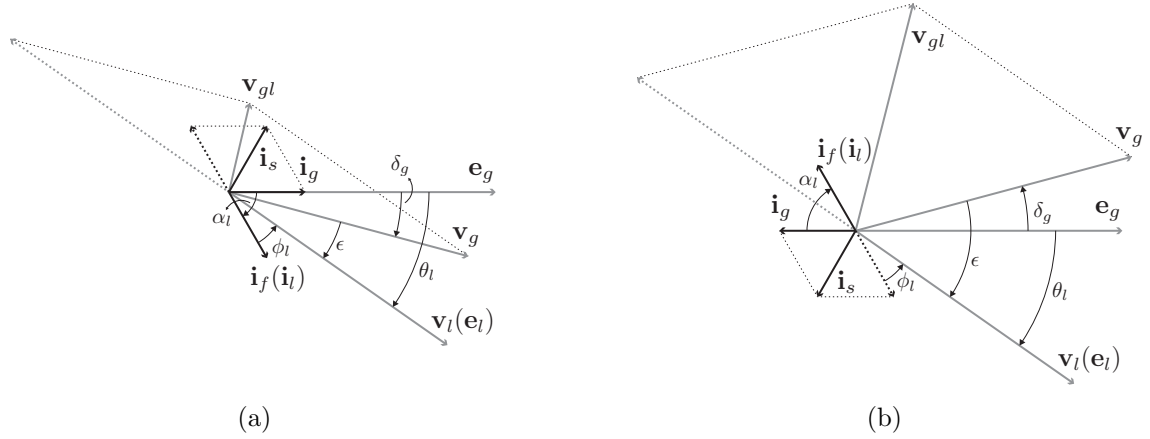


Figura 2.5: Diagramas fasoriais das tensões e correntes do sistema CA-CC-CA estudado em operação de inversão do fluxo de potência ativa mediante a VRT-0. (a) Operação como retificador/inversor. (b) Operação como inversor/retificador.

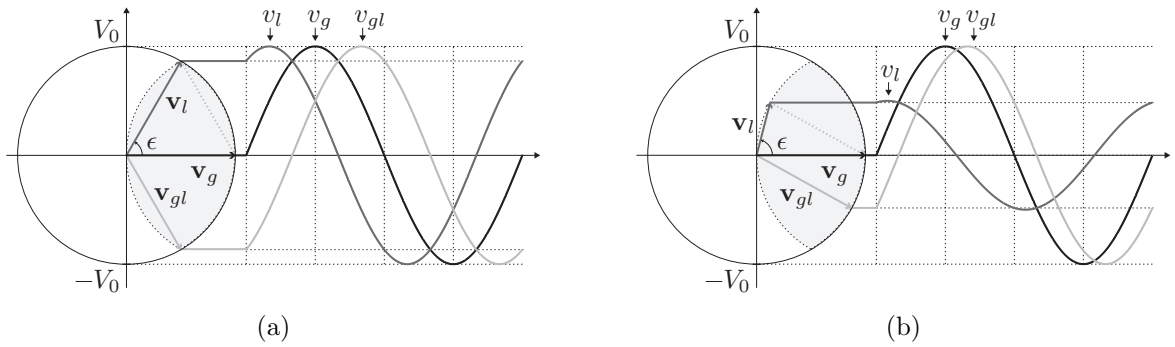


Figura 2.6: Diagramas fasoriais das tensões do conversor modular DSCC para diferentes valores de ϵ , e formas de onda resultantes. (a) $\epsilon = 60^\circ$ e $V_l/V_g = 1,0$. (b) $\epsilon = 75^\circ$ e $V_l/V_g = 0,5$.

Operação pela VRT-1 ou pela VRT-2 e técnica de sincronização

Diferente da VRT-0, a utilização da VRT-1 ou da VRT-2 requer a sincronização entre a corrente i_g e a tensão v_g , e entre as tensões v_g e v_l . A primeira sincronização é implementada medindo a tensão v_g (em vez de e_g como no caso da VRT-0) para obter o ângulo δ_g pelo esquema de PLL, conforme o diagrama da Figura 2.3(b). Nesse caso, os fasores de corrente i_g , i_l e i_f estão respectivamente associados a

$$i_g = I_g \sin(\omega t + \delta_g) \quad (2.35)$$

$$i_l = I_l \sin(\omega t + \theta_l - \phi_l) \quad (2.36)$$

$$i_f = I_f \sin(\omega t + \alpha_f) \quad (2.37)$$

em que I_l é a amplitude de i_l e α_f é o ângulo de fase de i_f . Enquanto isso, os fasores de tensão v_g , v_l e e_l permanecem associados a (2.28), (2.29) e (2.30), respectivamente.

A segunda sincronização é alcançada se o deslocamento de fase causado pelo indutor do filtro $L_f C_f$ for compensado. Logo, o filtro $L_f C_f$ não é desprezado de modo que o deslocamento é dado pelo ângulo de fase entre v_l e e_l (δ_l). Os diagramas fasoriais ilustrados na Figura 2.7(a) e (b) reproduzem respectivamente dois cenários: a tensão e_l em sincronia com v_g , que resulta em $\theta_l = \delta_g$ (e conseqüentemente $\epsilon = -\delta_l$), e a tensão v_l em sincronia com v_g , que resulta em $\theta_l = \delta_g + \delta_l$ (e conseqüentemente $\epsilon = 0^\circ$).

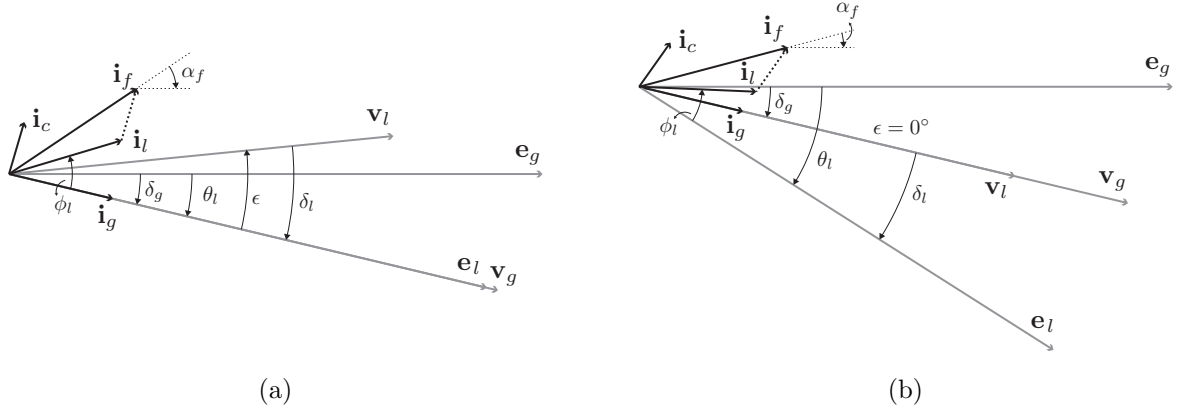


Figura 2.7: Diagramas fasoriais das tensões e correntes do sistema CA-CC-CA estudado para análise da técnica de sincronização mediante VRT-1 ou VRT-2. (a) Tensão e_l em sincronia com v_g ($\epsilon = -\delta_l$). (b) Tensão v_l em sincronia com v_g ($\epsilon = 0^\circ$).

A técnica de sincronização proposta neste trabalho é capaz de sincronizar as tensões v_g e v_l em tempo real, independente da carga e de transitórios dessa. Para isso, é necessário conhecer os parâmetros L_f e R_f do indutor do filtro de saída, ademais, monitorar a corrente i_f para obter a amplitude I_f e o ângulo α_f . Sabendo que as correntes i_{x3} são medidas, a corrente i_f pode ser obtida a partir de (2.6), e, mediante um esquema de PLL adicional, as informações I_f e α_f são determinadas.

Portanto, analisando o diagrama fasorial da Figura 2.7(a), o ângulo δ_l pode ser calculado por

$$\delta_l = -\arcsin\left(\frac{V_{L_f}}{V_l} \sin(\alpha_f + \phi_f - \delta_g)\right). \quad (2.38)$$

A impedância do filtro de saída (Z_{L_f}) pode ser expressa pelo módulo e argumento, respectivamente, tal como segue:

$$|Z_{L_f}| = \sqrt{R_f^2 + (\omega L_f)^2} \quad (2.39)$$

$$\phi_f = \arctan\left(\frac{\omega L_f}{R_f}\right) \quad (2.40)$$

Então, a amplitude de tensão no terminais do indutor do filtro de saída (V_{L_f}) pode ser estimada por

$$V_{L_f} = |Z_{L_f}| I_f \quad (2.41)$$

e a amplitude V_l pode ser calculada por

$$V_l = \sqrt{E_l^{*2} + V_{L_f}^2 + 2E_l^* V_{L_f} \cos(\alpha_f + \phi_f - \delta_g)} \quad (2.42)$$

em que E_l^* é a referência da amplitude de e_l (E_l).

Na utilização da VRT-1, é importante destacar que o valor de E_l^* deve ser escolhido de tal maneira que o limite imposto em (2.20) seja respeitado. Assim, avalia-se a influência do dimensionamento do filtro $L_f C_f$ na determinação dos limites de E_l^* para o sistema operando em potência nominal. Por outro lado, os mesmos requisitos na escolha do valor de E_l^* para utilização da VRT-0 também se aplicam a VRT-2. Além disso, a inversão do fluxo de potência mediante a topologia híbrida DSCC para VRT-1 não é praticável, a não ser que os diodos do braço do lado da rede sejam substituídos por chaves de potência bidirecionais em corrente, tal como o braço compartilhado da topologia híbrida DSCC para VRT-2.

Além disso, em uma cenário real, alguns parâmetros, tal como filtros passivos, são sensíveis às condições experimentais. Visto que a técnica de sincronização proposta depende da estimação de Z_{L_f} , a sensibilidade de tal impedância pode ser avaliada considerando uma faixa de tolerância de $\pm 10\%$ em L_f . Para melhor entendimento, na Figura 2.8, ilustra-se a variação do ângulo ϵ como função de ϕ_l , considerando $\phi_l = [-90^\circ, 90^\circ]$ para operação retificador/inversor, $L_f = 0,5$ mH e desprezando as perdas resistivas para um sistema de base igual a 1,65 kVA, 110 V e 60 Hz.

A priori, observa-se na Figura 2.7(a) que o ângulo ϵ antes da sincronização equivale a $\epsilon_{w/o \text{ sync}} = -\delta_l$ e que após a sincronização, o mesmo é nulo, i.e., $\epsilon_{w/o \text{ sync}} = 0^\circ$. Doravante, observa-se na Figura 2.8(a) que $\epsilon_{w/o \text{ sync}}$ atinge valor máximo em $(\phi_l, \epsilon) = (-1^\circ, 1,4823^\circ)$; porém, considerando a tolerância arbitrada, $\epsilon_{w/o \text{ sync}}$ atinge valor máximo em $(\phi_l, \epsilon) = (-4^\circ, 0,1503^\circ)$ para -10% e $(\phi_l, \epsilon) = (-5^\circ, 0,1505^\circ)$ para $+10\%$ do valor nominal. Percebe-se que a técnica de sincronização proposta foi capaz de reduzir o máximo valor absoluto de ϵ em 90%. Por outro lado, se o valor estimado de L_f for exato, a compensação é próxima de 100%. Assim, para avaliar a capacidade de compensação da técnica proposta

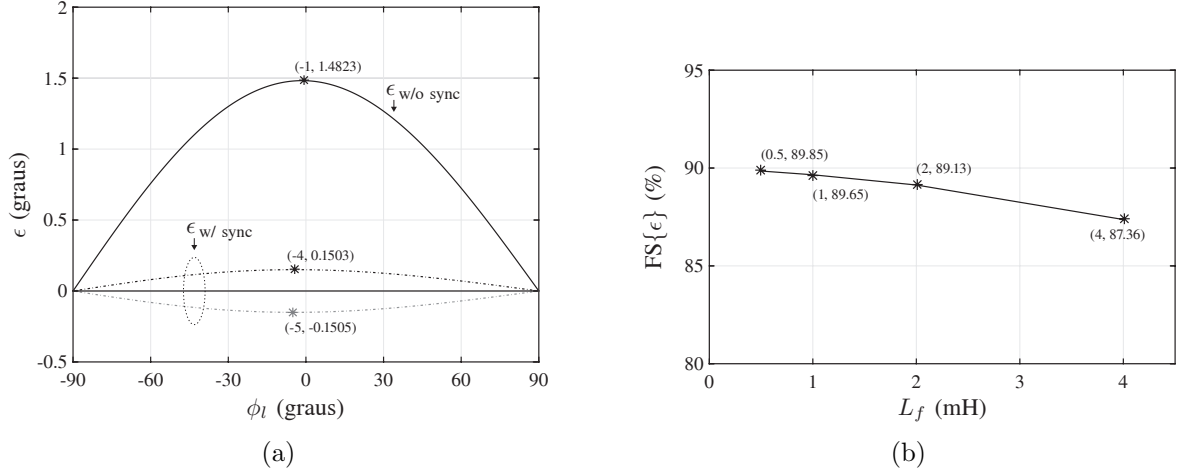


Figura 2.8: (a) Ângulo ϵ como função de ϕ_l antes e após a sincronização ($\epsilon_{w/o\ sync}$ e $\epsilon_{w/ sync}$, respectivamente) considerando uma tolerância de $\pm 10\%$ em $L_f = 0,5$ mH. (b) FS como função da indutância L_f .

frente a diferentes valores de L_f considerando a mesma tolerância de $\pm 10\%$, um fator de sincronismo (FS) pode ser definido por

$$FS\{\epsilon\} = 1 - \frac{\max\{|\epsilon_{w/o\ sync}|\}}{\max\{|\epsilon_{w/ sync}|\}}. \quad (2.43)$$

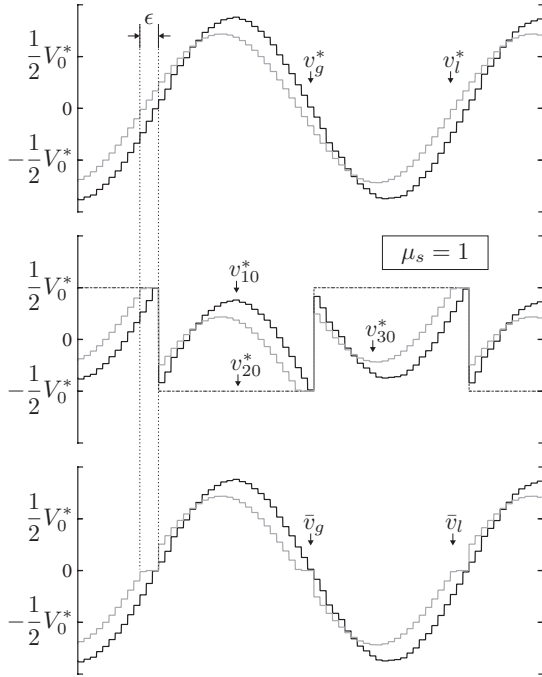
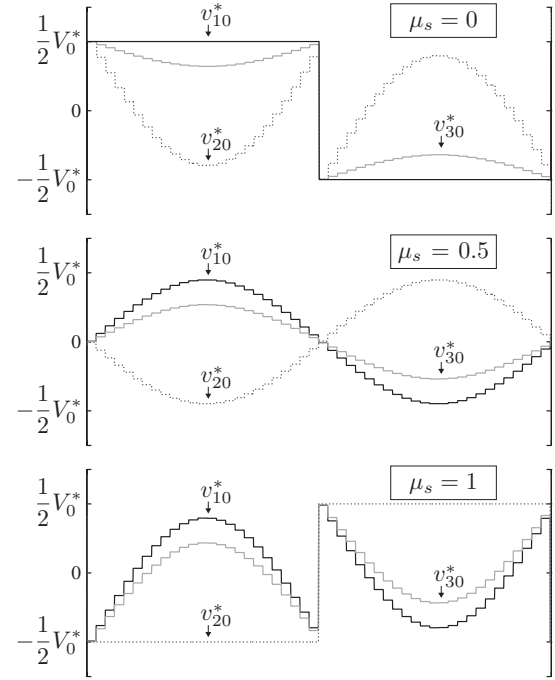
Nota-se em (2.43) que o valor de FS é calculado a partir dos máximos valores absolutos do ângulo ϵ antes e após a sincronização efetiva. Diante disso, na Figura 2.8(b) apresenta-se uma curva cujos pontos são o resultado do FS para os seguintes valores de L_f : 0,5, 1, 2 e 4 mH, os quais se encontram sumarizados na Tabela 2.1. É possível observar que mesmo com um indutor de filtro de 4 mH (0,21 p.u.), que acarreta um deslocamento angular máximo de $12,52^\circ$ sem a sincronização, o FS permanece próximo a 90%.

Por outro lado, tendo em vista a operação de um conversor CA-CC-CA monofásico com três braços pela VRT-1 ou pela VRT-2, a sincronização imprecisa das referências v_g^* e v_l^* leva a uma distorção na passagem por zero, conforme ilustra-se na Figura 2.9. Assim, ao aplicar a técnica de sincronização proposta, as referências v_{j0}^* apresentam forma de onda conforme as curvas da Figura 2.10. Além disso, vale destacar que, do ponto de vista harmônico, a estimação dos parâmetros do filtro $L_f C_f$ possui mínima influência em frequências de ordem maior, pois o esquema de PLL apenas detecta o ângulo de fase fundamental.

Tabela 2.1: Fator de sincronismo para diferentes valores de indutância L_f conforme os pontos da curva da Figura 2.8(b).

L_f	$\max\{\epsilon_{w/o\ sync}\}$	$\max\{\epsilon_{w/ sync}\}$	FS $\{\epsilon\}$
0.5 mH (2,57%)	1,48° em $\phi_l : -1^\circ$	0,15° em $\phi_l : -5^\circ$	89,85%
1 mH (5,14%)	2,99° em $\phi_l : -3^\circ$	0,31° em $\phi_l : -9^\circ$	89,65%
2 mH (10,28%)	6,06° em $\phi_l : -6^\circ$	0,66° em $\phi_l : -18^\circ$	89,13%
4 mH (20,56%)	12,52° em $\phi_l : -13^\circ$	1,58° em $\phi_l : -35^\circ$	87,36%

*Valores em () estão na base de 1,65 kVA, 110 V e 60 Hz

Figura 2.9: Cenário resultante de uma sincronização imprecisa das referências v_g^* e v_l^* mediante VRT-2 ($\mu_s = 1$).Figura 2.10: Formas de onda das referências v_{10}^* , v_{20}^* e v_{30}^* , considerando $\mu_s = 0$, $\mu_s = 0.5$ e $\mu_s = 1$, com a efetiva sincronização das referências v_g^* e v_l .

2.3 Estratégias de modulação

As estratégias PWM utilizadas para comandar os conversores propostos baseiam-se na modulação com portadora com fase deslocada (*phase-shifted carrier*) (PSC). A técnica PSC-PWM é uma técnica de alta frequência de chaveamento bastante utilizada em topologias modulares, devido a implementação simples e a característica de equilíbrio das tensões dos capacitores flutuantes. Em virtude da conexão série de SMs, tensões de saída são moduladas em uma frequência de chaveamento equivalente, que é proporcional ao número de SMs. Logo, as bandas laterais da frequência de chaveamento são deslocadas para frequências maiores, o que facilita a filtragem passiva. No caso da topologia modular DSCC, as referências

individuais v_{xjm}^* são comparadas a portadoras que possuem mesma amplitude e mesmo ângulo de deslocamento de fase entre portadoras adjacentes (θ_{sw}), conforme a Figura 2.11.

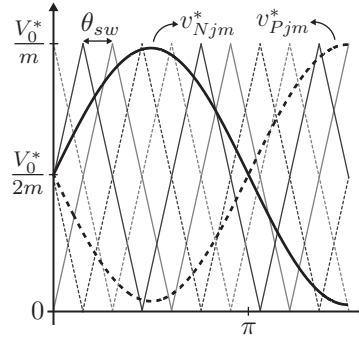


Figura 2.11: Técnica PSC-PWM aplicada no comando dos SMs.

Geralmente, o número de PSCs diferentes (i.e., com ângulos de fase diferentes) é proporcional ao número de SMs, tendo em vista que para cada SM há uma referência associada. Entretanto, esse número varia de acordo com o cálculo de θ_{sw} , resultando em duas derivações da técnica PSC-PWM: modulação $m + 1$ e modulação $2m + 1$ (KONSTANTINOOU et al., 2011). A denominação de ambas derivações é uma alusão ao número de níveis de tensão de polo gerados por braço modular. Para geração correta do padrão PWM dos sinais q_{xjm} , deve-se seguir a sequência descrita na Tabela 2.2. Na modulação $m + 1$, as PSCs estão defasadas em $\theta_{sw} = 360^\circ/m$, enquanto na modulação $2m + 1$, as PSCs estão defasadas em $\theta_{sw} = 180^\circ/m$. Nota-se que essa última requer o dobro ($2m$) de PSCs diferentes. A posteriori, propõe-se um algoritmo de redução do número de PSCs a partir da modificação da técnica PSC-PWM convencional, o qual, todavia, preserva as características de modulação.

Tabela 2.2: Sequência entre as referências individuais e os ângulos de fase das portadoras correspondentes.

Referências individuais ($j : 1 \sim 3$)	Ângulos de fase (modulação $2m + 1$)	Ângulos de fase (modulação $m + 1$)
v_{Pj1}^*	0°	0°
v_{Nj1}^*	θ_{sw}	0°
v_{Pj2}^*	$2\theta_{sw}$	θ_{sw}
v_{Nj2}^*	$3\theta_{sw}$	θ_{sw}
\vdots	\vdots	\vdots
v_{Pjm}^*	$(2m - 2)\theta_{sw}$	$(m - 1)\theta_{sw}$
v_{Njm}^*	$(2m - 1)\theta_{sw}$	$(m - 1)\theta_{sw}$

No caso da modulação $m + 1$, o número de SMs inseridos em um braço modular ($N_{Pj} + N_{Nj}$) para cada período de chaveamento é constante e igual a m . Em contrapartida,

esse número varia entre $m - 1$, m e $m + 1$ na modulação $2m + 1$, e por conseguinte níveis de tensão intercalados são gerados. Em comparação com a modulação $m + 1$, a modulação $2m + 1$ provê maior qualidade nas formas de ondas de saída, que resulta em filtro passivos menores (para mesma frequência de chaveamento equivalente). Apesar disso, elevadas oscilações de tensão de alta frequência são geradas nos indutores dos braços (devido a intercalação de níveis de tensão), que conseqüentemente são reproduzidas no barramento CC. Isso é evidente na operação do conversor modular DSCC quando capacitor CC comum não é utilizado.

Algoritmo de redução do número de portadoras defasadas

O algoritmo proposto reduz a metade o número de PSCs diferentes com relação a técnica PSC-PWM convencional. Uma vez aplicado o algoritmo, a técnica PSC-PWM modificada é denominada de PSC-PWM-reduzida. Em princípio, o algoritmo realiza a substituição da portadora $PSC(\phi_{sw})$ cujo o ângulo de fase ϕ_{sw} é maior ou igual a 180° , por uma portadora equivalente com ângulo de fase igual a $180^\circ - \phi_{sw}$. Para facilitar a compreensão, um exemplo genérico é ilustrado na Figura 2.12. Na técnica convencional, duas variáveis genéricas normalizadas — r_1 e r_2 — são comparadas respectivamente às portadoras $PSC(0^\circ)$ e $PSC(180^\circ)$ mediante a lógica de comparação direta. Para geração de um padrão de pulso equivalente na PSC-PWM-reduzida, a primeira comparação, entre r_1 e $PSC(0^\circ)$, ocorre de maneira afim a da técnica convencional, porém, na segunda comparação, a portadora $PSC(180^\circ)$ é substituída pela equivalente, $PSC(0^\circ)$, e a variável r_2 é substituída pela variável complementar correspondente, \bar{r}_2 . Ao contrário da primeira comparação, a segunda utiliza a lógica de comparação inversa. Observa-se na Figura 2.12 que os padrões de pulso obtidos pela PSC-PWM-reduzida são idênticos aos obtidos pela PSC-PWM convencional.

2.4 Resultados de simulação

Os três conversores apresentados na Figura 2.1 foram simulados no *software* PSIM. Esta seção é dividida em duas partes: Seção 2.4.1, em que a operação do conversor modular DSCC é avaliada mediante a utilização da VRT-0; Seção 2.4.2, em que a operação dos conversores modular DSCC e híbridos DSCC é avaliada mediante a combinação da VRT-0, VRT-1 e VRT-2 com as técnicas de modulação $m + 1$ e $2m + 1$.

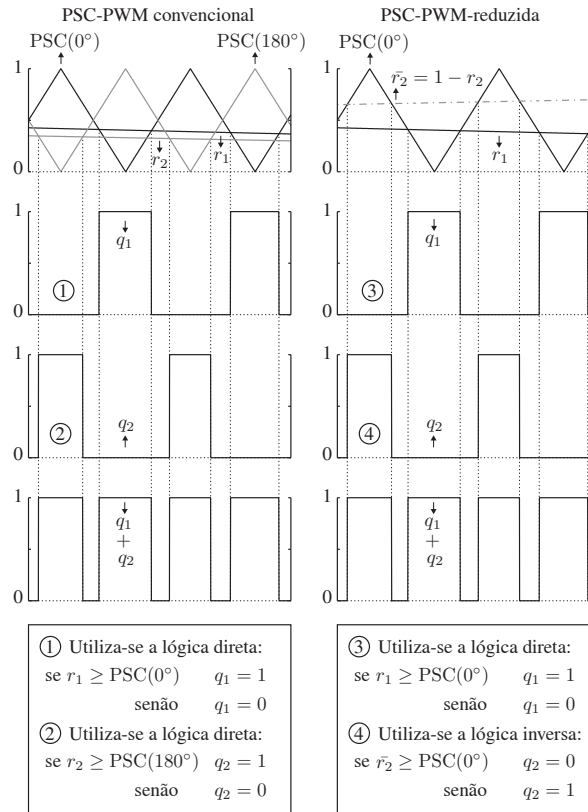


Figura 2.12: Comparação entre o padrão de pulso gerado a partir da técnica PSC-PWM convencional e PSC-PWM-reduzida.

2.4.1 Operação do conversor modular DSCC pela VRT-0

O sistema do conversor modular DSCC foi simulado para a operação de inversão do fluxo de potência (operação regenerativa) e para a operação com frequências diferentes (operação assíncrona), cujos resultados estão ilustrados nas Figuras 2.13 e 2.14, respectivamente. Os valores dos parâmetros do circuito simulado em ambas as operações estão descritos na Tabela 2.3, ademais, utilizou-se a modulação $2m + 1$.

Desempenho operacional sob inversão do fluxo de potência

A inversão do fluxo de potência foi simulada na base de 3,3 kVA e 220 V. Observa-se na Figura 2.13 que a transferência de potência foi desempenhada pelo conversor modular DSCC a partir uma transição em rampa da corrente i_l de -15 A a 15 A durante 166 ms. Isso representou uma inversão do fluxo de potência ativa de $-3,3$ kW para $3,3$ kW. No estado inicial, o conversor modular DSCC operou na condição de inversor/retificador (i.e., estado de inversão), em que o fluxo de potência ativa foi direcionada para a rede. Por conseguinte,

Tabela 2.3: Parâmetros utilizados para simulação do conversor modular DSCC utilizando VRT-0 e modulação $2m + 1$ em operação regenerativa e assíncrona.

		Op. reg.	Op. assínc.
Tensão eficaz da rede	$E_{g(\text{rms})}$	220 V	110 V
Tensão eficaz da carga	$E_{l(\text{rms})}$	220 V	110 V
Frequências da rede e carga	f_g/f_l	60/60 Hz	60/50 Hz
Potência da carga	S_l	3,3 kVA	1,0 kVA
Fator de potência da carga	$FP_{(\text{carga})}$	1,0	0,91 at.
Fator de crista da carga	$FCr_{(\text{carga})}$	1,41	1,76
Tensão do barramento CC	V_0	340 V	
Número de SMs por aglomerado do braço	m	2	
Tensão dos cap. dos flutuantes	V_0/m	170 V	
Frequência de chaveamento dos SMs	f_{sw}	3 kHz	
Impedância do indutor do braço	L_Z, R_Z, M_Z	2 mH (5,14%), 0,2 Ω , 1,74 mH (4,5%)	
Capacitância dos capacitores flutuantes	C	4,7 mF	
Impedância de acoplamento com a rede	L_g, R_g	4 mH (10,28%), 0,5 Ω	
Impedância do filtro de saída	L_f, R_f, C_f	0,5 mH (1,28%), 0,15 Ω , 90 μF	

*Valores em () estão na base de 3,3 kVA, 220 V e 60 Hz

a rede proveu de FP unitário com a corrente i_g no sentido contrário da tensão e_g . Por outro lado, durante a condição retificador/inversor (i.e., estado de retificação), ambos os sinais e_g e i_g estiveram em fase e no mesmo sentido, visto que o fluxo de potência foi revertido.

A transferência de potência ativa pode ser notada pela polaridade das correntes de circulação i_{Z1} e i_{Z3} , a medida que essas mudaram de direção aproximadamente na passagem por zero da corrente i_l . Considerando o cenário ideal, o valor médio das correntes i_{Z1} e i_{Z3} é igual a 4,85 A ($= 3,3 \text{ kW}/(2 \times 340 \text{ V})$) em regime permanente. Conforme a Figura 2.13, as curvas dessas correntes encontravam-se em torno do valor médio calculado no regime permanente dos estados de inversão e retificação. Enquanto isso, a corrente de circulação i_{Z2} era próximo de zero, pois a parcela de potência ativa presente no braço compartilhado era o suficiente para compensar as perdas e manter os capacitores flutuantes carregados. Durante a transferência de potência, as tensões v_{CPj1} e v_{CNj1} das fases 1 e 3 não apresentaram variação de tensão considerável, o que demonstra uma resposta eficiente da estratégia controle no balanço de tensão. Enquanto isso, as tensões v_{CP21} e v_{CN21} apresentaram uma subtensão de magnitude — do valor médio — próxima de 4 V (2,35% de 170 V), estabilizando-se após cerca de 317 ms. Tal análise pode ser estendida para os demais capacitores flutuantes. Diante disso, nota-se que esses transitórios não tiveram impacto na forma de onda das tensões do conversor v_g e v_l e dos sinais e_l e i_g .

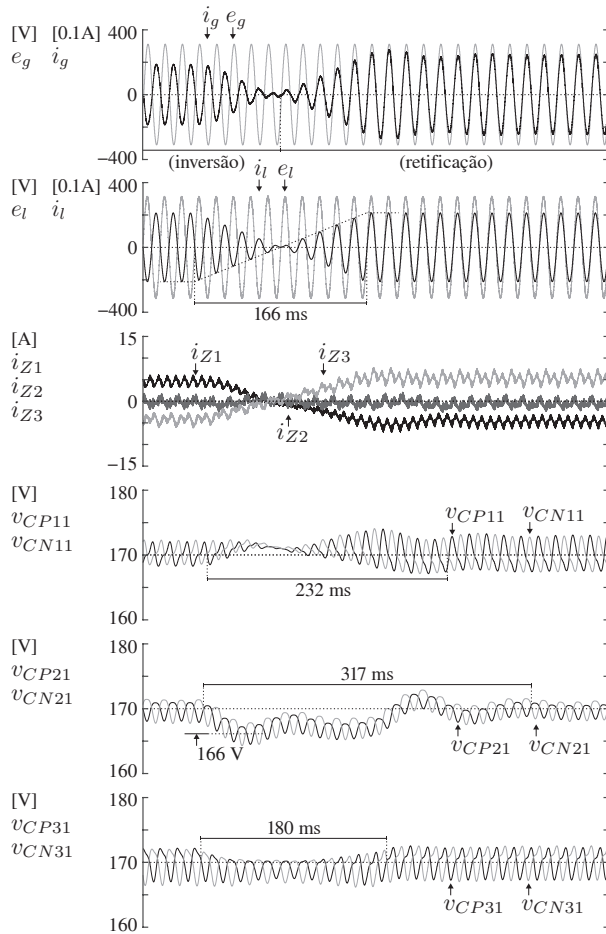


Figura 2.13: Formas de onda simuladas do conversor modular DSC sob uma transição em rampa de i_l de -15 A a 15 A durante 166 ms.

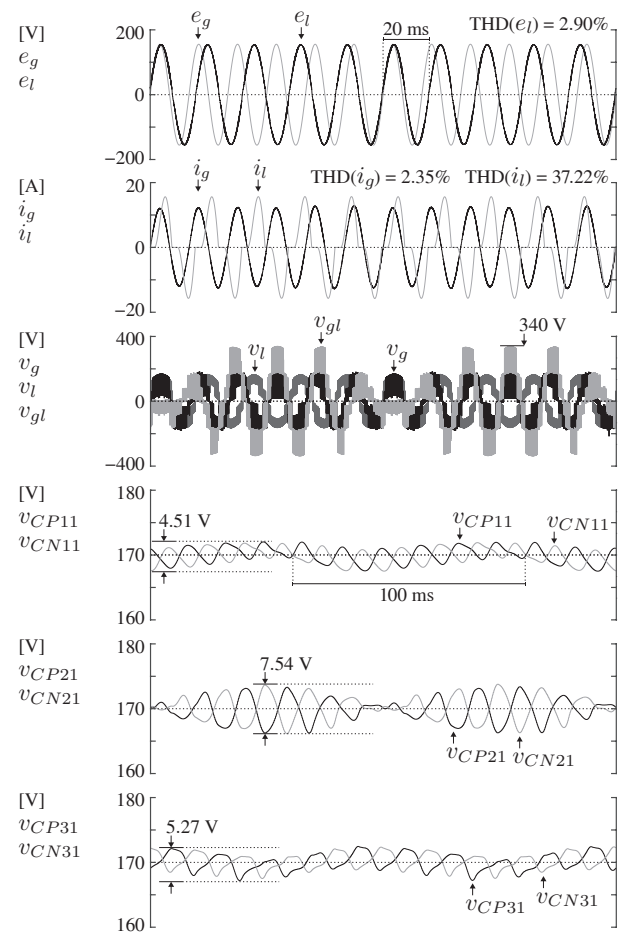


Figura 2.14: Formas de onda simuladas do conversor modular DSC em regime permanente operando com frequências diferentes: $f_g/f_l = 60/50$ Hz.

Desempenho operacional com frequências diferentes

A operação do conversor modular DSC com frequências diferentes é representada pelas curvas ilustradas na Figura 2.14. Conforme se discutiu na Seção 2.2.4, para realizar essa operação, o mínimo da amplitude tensão do barramento CC deve ser a soma das amplitudes das tensões dos conversores (i.e., $V_0 \geq V_g + V_l$). Essa condição é necessária para este caso, uma vez que o ângulo ϵ deve percorrer os quatro quadrantes do plano $\mathbf{v}_g \times \mathbf{v}_l$ ilustrado na Figura 2.6. Em consequência disso, a tensão v_{gl} apresenta componentes nas frequências f_g e f_l , ademais, oscilações subharmônicas na frequência $f_g - f_l$ são refletidas nas correntes i_{zj} e tensões $v_{C_{xjm}}$. No intuito de manter a tensão v_0 igual a 340 V, os valores eficazes das tensões e_g e e_l foram reduzidas para 110 V. Em vista disso, a potência nominal do sistema foi reduzida para $1,65$ kVA. A simulação foi realizada com frequências iguais a 60 Hz e 50 Hz para os sinais da rede e da carga, respectivamente. Ademais, para avaliar a capacidade

de compensação harmônica nessas condições, alimentou-se uma carga não linear de 1 kVA (60,60% da potência nominal).

Observa-se pelas curvas ilustradas na Figura 2.14 que o conversor modular DSCC desempenhou a regulação da corrente i_g e da tensão e_l , desde o FP de entrada foi corrigido, e ambos sinais apresentaram baixos níveis de distorção harmônica total (*total harmonic distortion*) (THD): 2,35% e 2,90%, respectivamente — dado o nível de THD da corrente i_l próximo de 37,22%. Conforme previsto, a tensão v_{gl} atingiu o valor de amplitude da tensão v_0 (= 340 V), apresentando uma flutuação em 10 Hz (diferença entre as frequências f_g e f_l). Por conseguinte, as tensões v_{Cxj1} apresentaram flutuações em 10 Hz, as quais somadas às ondulações de tensão inerentes à topologia modular, resultaram em oscilações de magnitude próximas de: 4,51 V (2,65% de 170 V) para os capacitores flutuantes da fase 1; 7,54 V (4,43% de 170 V) para os capacitores flutuantes da fase 2; 5,27 V (3,10% de 170 V) para os capacitores flutuantes da fase 3.

Apesar da operação em questão não ser usual para um conversor com braço compartilhado, pois requer o dobro de tensão no barramento CC, a resposta do conversor modular DSCC demonstrou-se satisfatória em termos da qualidade da energia de entrada e saída, apresentando, ademais, baixa flutuação subharmônica de tensão (em valor médio) nos capacitores flutuantes.

2.4.2 Operação do conversor modular DSCC pelas VRTs propostas e operação dos conversores híbridos DSCC

Nesta seção, a priori, apresentam-se resultados simulados do conversor modular DSCC em regime permanente para seis cenários diferentes — combinando as VRTs, apresentadas na Seção 2.2.2, com as técnicas de modulações $m + 1$ e $2m + 1$:

- | | |
|---------------------|----------------------|
| 1. VRT-0/ $m + 1$; | 4. VRT-0/ $2m + 1$; |
| 2. VRT-1/ $m + 1$; | 5. VRT-1/ $2m + 1$; |
| 3. VRT-2/ $m + 1$; | 6. VRT-2/ $2m + 1$. |

A partir desses cenários, verificam-se as formas de ondas de saída do conversor e a magnitude das oscilações em alta frequência no barramento CC, provenientes da utilização das técnicas de modulação $m + 1$ e $2m + 1$. A quantificação e investigação dessas oscilações

são apresentadas na Seção 2.5.2. Além disso, as perdas nos dispositivos semicondutores são avaliadas na operação com cada VRT proposta.

Seguidamente, apresentam-se resultados simulados dos conversores híbridos DSCC em regime permanente e sob transitório de carga, na qual avalia-se o desempenho da técnica de sincronização proposta. Os parâmetros utilizados para simulação tanto do conversor modular DSCC quanto dos conversores híbridos DSCC estão descritos na Tabela 2.4. Nota-se que os valores nominais de potência e tensão foram iguais a 1,65 kVA e 110 V, respectivamente. Não obstante, a tensão eficaz da rede foi imposta em 127 V para que a condição em (2.20) fosse satisfeita, sendo possível comparar todas as VRTs de maneira justa.

Tabela 2.4: Parâmetros utilizados para simulação do conversor modular DSCC e conversores híbridos DSCC utilizando VRT-0, VRT-1 e VRT-2, e modulação $m + 1$ e $2m + 1$ em regime permanente e sob transitório de carga.

		Op. em r.p.	Op. sob trans.
Tensão eficaz da rede	$E_{g(\text{rms})}$	127 V	
Tensão eficaz da carga	$E_{l(\text{rms})}$	110 V	
Frequências da rede e carga	f_g/f_l	60/60 Hz	
Potência da carga	S_l	1,1 kVA	1,16→1,65 kVA
Fator de potência da carga	$FP_{(\text{carga})}$	0,9 at.	1,0
Fator de crista da carga	$FCr_{(\text{carga})}$	1,75	1,41
Tensão do barramento CC	V_0	200 V	
Número de SMs por aglomerado do braço	m	2	
Tensão dos cap. dos flutuantes	V_0/m	100 V	
Frequência de chaveamento dos SMs	f_{sw}	3 kHz	
Impedância do indutor do braço	L_Z, R_Z, M_Z	2 mH (10,28%), 0,2 Ω , 1,74 mH (8,95%)	
Capacitância dos capacitores flutuantes	C	4,7 mF	
Impedância de acoplamento com a rede	L_g, R_g	4 mH (20,56%), 0,5 Ω	
Impedância do filtro de saída	L_f R_f, C_f	0,5 mH (2,57%)	4 mH (20,56%) 0,15 Ω , 90 μF
Capacitância do barramento CC	C_0	470 μF	

*Valores em () estão na base de 1,65 kVA, 110 V e 60 Hz

Avaliação de perdas nos dispositivos semicondutores e regime permanente do conversor modular DSCC

Na avaliação de perdas nos dispositivos semicondutores do conversor modular DSCC, consideram-se as perdas por chaveamento e as perdas por condução; assim, algumas suposições puderam ser feitas: i) a fonte de alimentação da rede era ideal; ii) os braços dos conversores — seja modular DSCC, seja 2L — foram projetados com a mesma tecnologia

semicondutora de chave de potência, e.g., IGBT; iii) as perdas nos indutores dos braços foram omitidas.

Na Figura 2.15, ilustram-se as curvas simuladas das referências v_{j0}^* e das tensões v_0 , v_g , v_l nos seis cenários propostos. Nas curvas superiores, observam-se as referências v_{j0}^* correspondente a VRT utilizada, de forma semelhante as apresentadas na Figura 2.10. Comparando as curvas do centro com as inferiores, é evidente que a utilização modulação $m + 1$ resulta em uma menor magnitude de oscilação de tensão no barramento CC, embora o número de níveis de tensão de v_g , v_l seja reduzido, como abordado na Seção 2.3.

Além disso, demonstra-se que a utilização da VRT-1 ou da VRT-2 proporciona um aumento do número de níveis em relação a VRT-0 nos cenários 1 a 3, mantendo a magnitude da tensão v_0 em níveis afins — mesmo com o grampeamento de um dos braços. Todavia, vale lembrar que VRT-0 não requer a completa sincronização entre as tensões v_g e v_l . Nos cenários 4 a 6, na qual a modulação $2m + 1$ é comum, o número de níveis é maximizado a custo de oscilações maiores, o que implica em uma maior interferência eletromagnética, ou em filtros maiores. Por outro lado, é verdade que o aumento do níveis possibilita a redução da frequência de chaveamento, o que leva à redução das perdas por chaveamento, contudo a magnitude das oscilações no barramento permanece.

Dessarte, é interessante comparar as VRTs em função das perdas nos dispositivos semicondutores. Visto que a frequência de chaveamento dos SMs (f_{sw}) arbitrada nas simulações é a mesma para todos os cenários, as perdas são praticamente iguais para ambas as técnicas de modulação. Assim, na Figura 2.16, ilustram-se as formas de onda simuladas das perdas por chaveamento (P_{Qj}), das perdas por condução (P_{Dj}) e das perdas totais (P_T) em cada braço do conversor modular DSCC nos cenários 1 a 3. Os valores médios de P_{Qj} , P_{Dj} e P_T estão sumarizados na Tabela 2.5; ademais, a variação das perdas em relação a VRT-0 também é apresentada, considerando que os sinais de positivo e de negativo indicam respectivamente um aumento e uma redução das perdas.

Analisando os resultados da Tabela 2.5, nota-se que as perdas por chaveamento P_{Q1} (para VRT-1) e P_{Q2} (para VRT-2) foram minimizadas, em virtude da operação grampeada dos braços das fases 1 e 2; isso implicou em uma redução de 13,78% e 10,34% nas perdas P_T para VRT-1 e VRT-2, respectivamente. Vale destacar que a amplitude da corrente i_s

pode ser controlada ao conhecer o FP da carga — conforme em (2.34); logo, as perdas por condução P_{D2} também podem ser minimizadas.

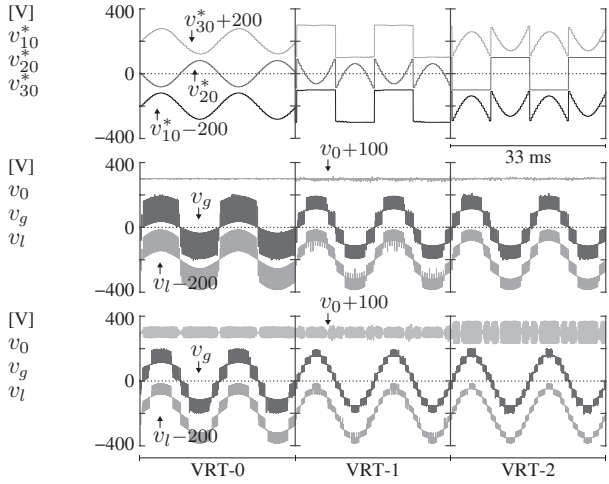


Figura 2.15: Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente: (superior) referências v_{j0}^* ; (centro) tensões v_0 , v_g , v_l nos cenários 1, 2 e 3; (inferior) tensões v_0 , v_g , v_l nos cenários 4, 5 e 6.

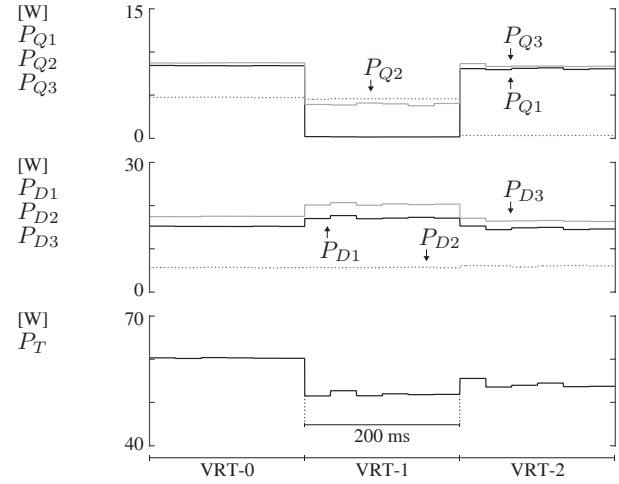


Figura 2.16: Formas de onda simuladas das perdas P_{Qj} , P_{Dj} e P_T do conversor modular DSCC nos cenários 1, 2 e 3.

Tabela 2.5: Perdas simuladas do conversor modular DSCC utilizando VRT-0, VRT-1 e VRT-2, e modulação $m + 1$, conforme a Figura 2.16.

	VRT-0	VRT-1	VRT-2	VRT-0→VRT-1	VRT-0→VRT-2
P_{Q1}	8,41 W	0,18 W	8,06 W	-97,90%	-4,25%
P_{Q2}	4,75 W	4,59 W	0,34 W	-3,48%	-92,77%
P_{Q3}	8,74 W	3,94 W	8,38 W	-54,98%	-4,15%
P_{D1}	15,19 W	17,24 W	14,73 W	+13,49%	-3,06%
P_{D2}	5,70 W	5,70 W	6,04 W	+0,03%	+6,09%
P_{D3}	17,49 W	20,34 W	16,51 W	+16,26%	-5,65%
P_T	60,29 W	51,98 W	54,05 W	-13,78%	-10,34%

Regime permanente e desempenho operacional sob transitório de carga dos conversores híbridos DSCC

A priori, os conversores híbridos DSCC foram simulados com os parâmetros descritos na coluna da Tabela 2.4 referente a operação em regime permanente. Neste caso, a operação dos conversores híbridos DSCC é avaliada quanto a capacidade de regulação dos sinais de entrada e saída. Na Figura 2.17, apresentam-se as curvas simuladas dos conversores híbridos DSCC mediante as VRTs correspondentes e modulação $2m + 1$. Considerando o fator de crista (FCr) da carga descrito na Tabela 2.4, obteve-se um nível de THD da corrente i_l igual a

36%. Entretanto, em função da ação do controle, os sinais e_l e i_g apresentaram baixos níveis de THD, respectivamente: 2,84% e 3,10% para o conversor híbrido DSCC referente a VRT-1; 2,76% e 3,99% para o conversor híbrido DSCC referente a VRT-2. Além disso, observam-se as curvas das tensões v_{Cxj1} , que foram devidamente regulados em 100 V, apresentando oscilações de tensão, inerentes aos braços modulares DSCC, que não ultrapassaram 3,6 V (3,6% de 100 V). Em virtude do capacitor de 470 μF , as oscilações de alta frequência no barramento CC foram filtradas de modo que as oscilações de v_0 não ultrapassaram 15 V (7,5% de 200 V) para ambos conversores híbridos.

Seguidamente, simulou-se o conversor híbrido DSCC para VRT-2 sob um transitório de carga de 30% da potência nominal, i.e., aplicou-se um degrau de carga equivalente a mudança de 1155 W para 1650 W, conforme os resultados ilustrados na Figura 2.18. Em contraste com cenário prévio, verifica-se na Tabela 2.4 que o perfil da carga foi alterado — de harmônico para puramente resistivo — e que a indutância do filtro de saída (L_f) foi aumentada para 4 mH (0,21 p.u.). Essas mudanças levam ao cenário que acarreta um deslocamento angular de ϵ próximo ao seu valor máximo sem a devida sincronização, i.e., próximo a $|\epsilon_{w/o\ sync}| = 12,52^\circ$ em $\phi_l = -13^\circ$ conforme a Tabela 2.1.

Com relação a resposta dinâmica ao degrau de carga, as tensões v_{Cx11} e v_{Cx31} não apresentaram variação de tensão significativa, embora a tensão v_0 tenha apresentado uma variação em torno de 18,20 V (9,1% de 200 V). Apesar disso, pôde-se verificar que os sinais regulados e_l e i_g sofreram pouco impacto do transitório. Além disso, obteve-se a resposta dinâmica do ângulo ϵ , cujo o valor em regime permanente foi próximo de zero, tanto antes, quanto depois do transitório de carga. Desse modo, pode-se comprovar a eficácia da técnica de sincronização das tensões v_g e v_l na capacidade de compensação do ângulo δ_l em tempo real. Após o transitório, observa-se que o valor estimado do ângulo δ_l , a partir de (2.38), foi igual a $12,13^\circ$ (em módulo), i.e., valor bastante próximo do idealmente calculado de $12,52^\circ$.

2.5 Validação experimental

O experimento do sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica foi conduzido utilizando apenas conversor modular DSCC, i.e., os conversores híbridos DSCC não foram ensaiados; os resultados simulados puderam comprovar a operabilidade desses. De modo

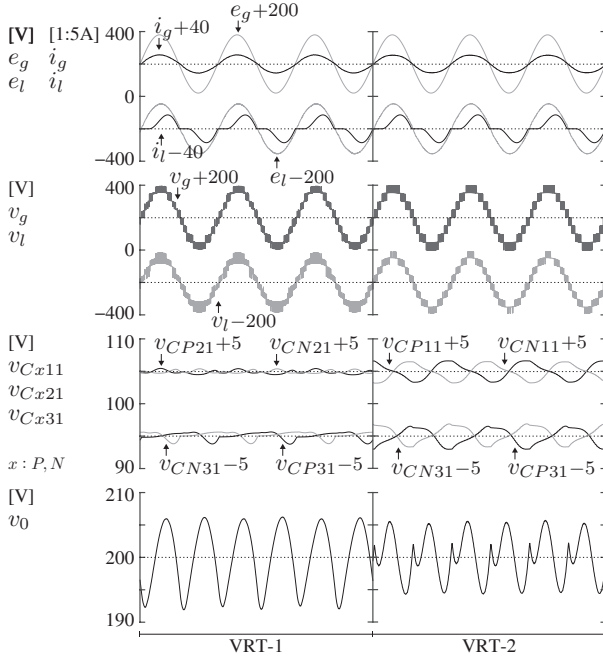


Figura 2.17: Formas de onda simuladas dos conversores híbridos DSCC em regime permanente mediante as VRTs correspondentes e modulação $2m + 1$.

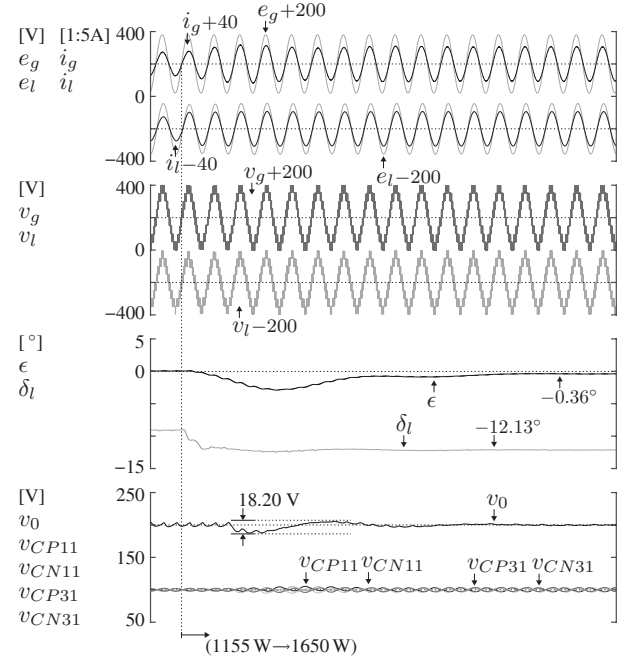


Figura 2.18: Formas de onda simuladas do conversor híbrido DSCC para VRT-2/ $2m + 1$ sob um transitório de carga em 30% da potência nominal.

geral, a operação do conversor modular DSCC foi avaliada quanto a capacidade de regulação de tensão de carga e de compensação ativa de harmônicos da carga não linear, tendo em vista também a correção do FP de entrada, assim como na simulação dos conversores híbridos DSCC. A carga não linear foi emulada por uma carga CA programável de 3 kW nominal, conforme a Figura A.2(a). Detalhes adicionais acerca da configuração experimental são apresentados no Apêndice A.

2.5.1 Operação do conversor modular DSCC pela VRT-0

A princípio, apresentam-se os resultados experimentais obtidos da operação do conversor modular DSCC pela VRT-0 em regime permanente. Além disso, resultados simulados em condições próximas as experimentais são apresentados juntamente com os experimentais com propósito de validação. Seguidamente, o desempenho operacional do conversor é avaliado sob duas circunstâncias: transitório de carga e afundamento de tensão. Nesse caso, apresentam-se apenas resultados experimentais. Os parâmetros do circuito simulado e experimental estão descritos na Tabela 2.6. O modo de operação utilizado neste experimento equivale ao cenário 4 apresentado na Seção 2.4.2.

Tabela 2.6: Parâmetros utilizados para simulação e para validação experimental do conversor modular DSCC utilizando VRT-0/2m + 1, em regime permanente, sob transitório de carga e sob afundamento de tensão.

		Sim.	Exp.
Tensão eficaz da rede	$E_{g(\text{rms})}$	220 V	
Tensão eficaz da carga	$E_{l(\text{rms})}$	220 V	
Frequências da rede e carga	f_g/f_l	60/60 Hz	
Potência da carga	S_l	3,3 kVA	
Fator de potência da carga	$FP_{(\text{carga})}$	0,86 at.	0,9 ad.
Fator de crista da carga	$FCr_{(\text{carga})}$	1,75	1,6
Tensão do barramento CC	V_0	340 V	
Número de SMs por aglomerado do braço	m	2	
Tensão dos cap. dos flutuantes	V_0/m	170 V	
Frequência de chaveamento dos SMs	f_{sw}	3 kHz	
Impedância do indutor do braço	L_Z, R_Z, M_Z	2 mH (5,14%), 0,2 Ω , 1,74 mH (4,5%)	
Capacitância dos capacitores flutuantes	C	4,7 mF	
Impedância de acoplamento com a rede	L_g, R_g	4 mH (10,28%), 0,5 Ω	
Impedância do filtro de saída	L_f, R_f, C_f	0,5 mH (1,28%), 0,15 Ω , 90 μF	

*Valores em () estão na base de 3,3 kVA, 220 V e 60 Hz

Regime permanente

Nas Figuras 2.19 e 2.20, ilustram-se respectivamente as curvas simuladas e experimentais do conversor modular DSCC considerando a sincronia da tensão e_l com e_g ($\theta_l = 0^\circ$), que resulta em $\epsilon = -\delta_g$. Nota-se que os resultados diferem entre si a medida que a carga utilizada na simulação não é exatamente a mesma do experimento. Não obstante, no que concerne à avaliação proposta — capacidade de regulação de tensão e de compensação ativa de harmônicos — a comparação é válida.

Com relação ao experimento, considerando o FCr da carga, obteve-se um nível de THD da corrente i_l igual a 23,10%. Enquanto o perfil harmônico da carga simulada foi capaz de gerar um nível de THD igual a 35,77%. Em virtude das estratégias de controle, a tensão e_l e a corrente i_g foram reguladas, a medida que ambos os sinais apresentaram forma de onda quase senoidal em sincronia com a tensão e_g . Os níveis de THD de e_l e i_g resultantes não ultrapassaram 3% para ambos os resultados ilustrados nas Figuras 2.19(a) e 2.20(a). Assim, o conversor proposto pode cumprir os limites estabelecidos segundo a norma IEEE Std. 512-2014 (IEE, 2014), a qual determina os limites de THD e distorção harmônica individual (*individual harmonic distortion*) (IHD) de tensão no ponto de acoplamento comum, respectivamente: em 8% e 5% para sistemas de 1 kV ou menor; em 5% e 3% para

sistemas de 69 kV ou menor, mas acima de 1 kV.

Conforme (1.1) e (1.2), as correntes i_{xj} são constituídas de uma componente CC, procedente das correntes i_{Zj} , e de componentes CA, as quais podem oscilar na frequência fundamental e em frequências harmônicas. Além disso, as correntes i_{xj} também estão sujeitas às oscilações de chaveamento, neste caso, em 12 kHz ($= 3 \text{ kHz} \times 4$). Dessa maneira, observa-se nas Figuras 2.19(b) e 2.20(b) que as correntes i_{P1} e i_{N1} apresentam componentes CA predominantemente na frequência da fundamental, enquanto as correntes i_{P2} , i_{N2} , i_{P3} e i_{N3} compartilham de componentes harmônicas em maiores proporções, tendo em vista a natureza não linear da carga, conforme as Figuras 2.19(c) e (d), e Figuras 2.20(c) e (d).

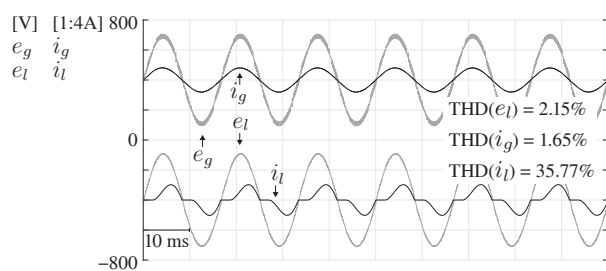
Vale ressaltar que a tensão e_g não era puramente senoidal, devido elevada impedância interna do variador de tensão — equipamento utilizado para alimentar o protótipo experimental, conforme descrito no Apêndice A. Tal condição também foi simulada. Portanto, tomando como referência o nível de THD da tensão e_l , verifica-se nas Figuras 2.19(c) e 2.20(c) que a tensão e_{gl} ($e_g - e_l$) restringiu-se às distorções de e_g . Por outro lado, o deslocamento do ângulo ϵ em δ_g resultou na formação da tensão v_{gl} .

Desempenho operacional sob transitório de carga e sob afundamento de tensão

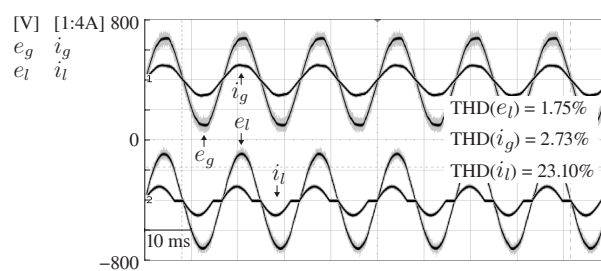
Os resultados experimentais da operação sob transitório de carga e sob afundamento de tensão são apresentadas nas Figuras 2.21 e 2.22, respectivamente. Com relação ao transitório de carga, aplicou-se um degrau de carga equivalente a mudança de 0 W para 3 kW, e vice-versa. Na Figura 2.21, ilustram-se as curvas das tensões v_{Cx11} e das correntes i_{xj} . Nota-se que as tensões v_{Cx11} apresentaram rápida resposta dinâmica ao degrau de modo que o tempo de recuperação foi menor que 50 ms. Observa-se também que as tensões v_{Cx11} apresentaram uma sobretensão de aproximadamente 10 V (5,88% de 170 V); apesar disso, encontravam-se devidamente reguladas em 170 V no regime permanente.

Na Figura 2.22, ilustram-se as curvas dos sinais da rede e_g e i_g e dos sinais da carga e_l e i_l sob um afundamento de tensão em rampa, que durou cerca de 20 ms, de 120 V na tensão e_g . Em virtude da ação de controle, o conversor manteve a tensão e_l regulada e estabilizada em 220 V, sem transitórios ou erro em regime permanente. Além disso, observa-se que a corrente i_g aumentou durante o afundamento para manter o balanço de potência ativa entre

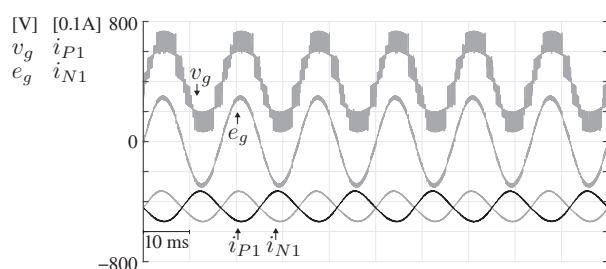
a rede e a carga.



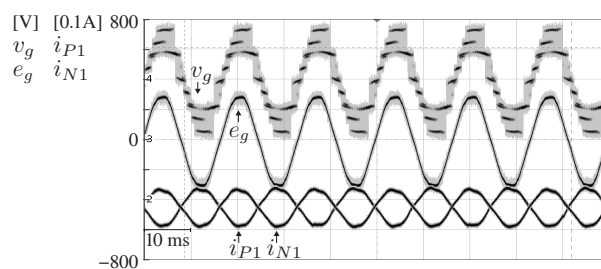
(a)



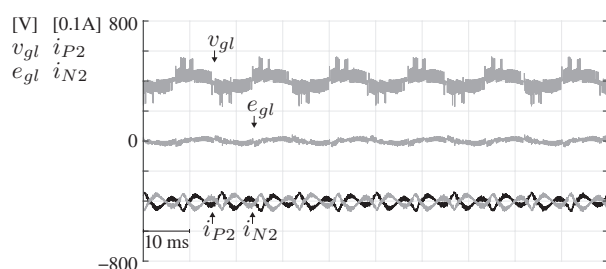
(a)



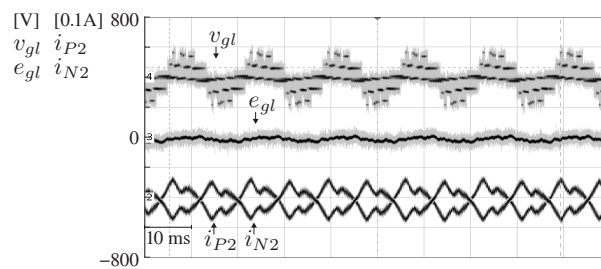
(b)



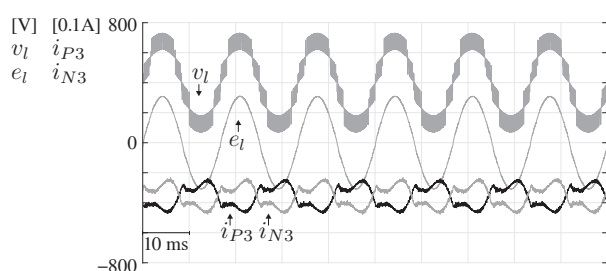
(b)



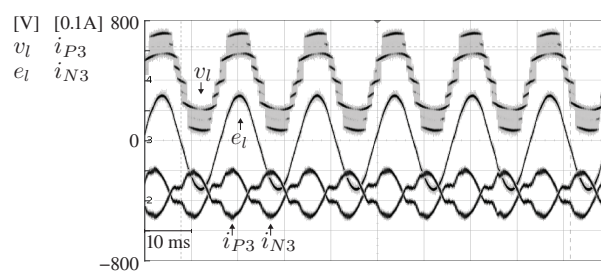
(c)



(c)



(d)



(d)

Figura 2.19: Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT-0/2m + 1 (cenário 4) com as tensões e_g e e_l sincronizadas ($\theta_l = 0^\circ$).

Figura 2.20: Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT-0/2m + 1 (cenário 4) com as tensões e_g e e_l sincronizadas ($\theta_l = 0^\circ$).

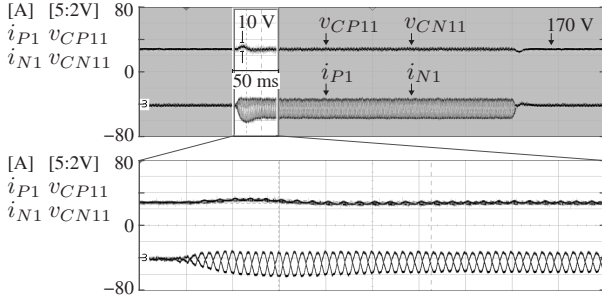


Figura 2.21: Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC sob transitório de carga em 91% da potência nominal, utilizando VRT-0/2m + 1 (cenário 4).

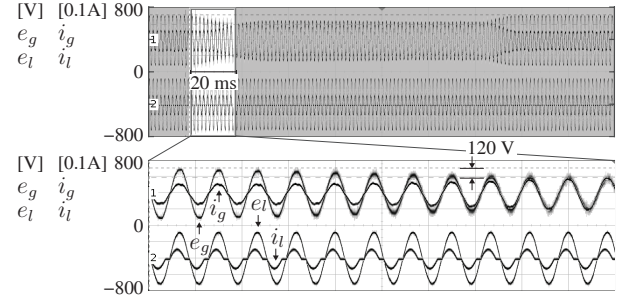


Figura 2.22: Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC sob um afundamento de tensão de 120 V, utilizando VRT-0/2m + 1 (cenário 4).

2.5.2 Operação do conversor modular DSCC pela VRT-1 e pela VRT-2

Nesta seção, apresentam-se resultados simulados e experimentais obtidos do conversor modular DSCC pela VRT-1 e pela VRT-2, no intuito de quantificar e investigar as oscilações de alta frequência no barramento CC. Assim como nas seções anteriores, avalia-se a qualidade da energia de entrada e saída, a partir dos níveis de THD de i_g e e_l . Os parâmetros do circuito simulado e experimental estão descritos na Tabela 2.7. Os modos de operação utilizados neste experimento equivalem aos cenários 2, 3, 5 e 6 apresentados na Seção 2.4.2.

Tabela 2.7: Parâmetros utilizados para simulação e para validação experimental do conversor modular DSCC utilizando VRT-1 e VRT-2, e modulação $m + 1$ e $2m + 1$, considerando a operação em regime permanente.

		Sim.	Exp.
Tensão eficaz da rede	$E_{g(\text{rms})}$	127 V	
Tensão eficaz da carga	$E_{l(\text{rms})}$	110 V	
Frequências da rede e carga	f_g/f_l	60/60 Hz	
Potência da carga	S_l	1,1 kVA	
Fator de potência da carga	$FP_{(\text{carga})}$	0,9 at.	0,9 at.
Fator de crista da carga	$FCr_{(\text{carga})}$	1,75	1,6
Tensão do barramento CC	V_0	200 V	
Número de SMs por aglomerado do braço	m	2	
Tensão dos cap. dos flutuantes	V_0/m	100 V	
Frequência de chaveamento dos SMs	f_{sw}	3 kHz	
Impedância do indutor do braço	L_Z, R_Z, M_Z	2 mH (10,28%), 0,2 Ω , 1,74 mH (8,95%)	
Capacitância dos capacitores flutuantes	C	4,7 mF	
Impedância de acoplamento com a rede	L_g, R_g	4 mH (20,56%), 0,5 Ω	
Impedância do filtro de saída	L_f, R_f, C_f	0,5 mH (2,57%), 0,15 Ω , 90 μF	

*Valores em () estão na base de 1,65 kVA, 110 V e 60 Hz

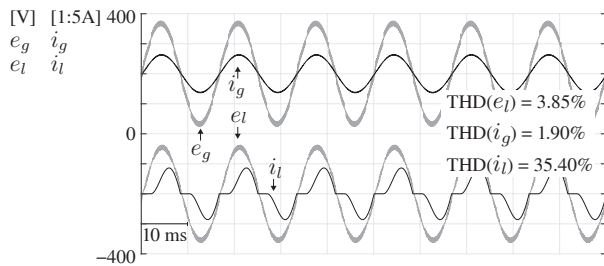
Regime permanente

Nas Figuras 2.23, 2.25, 2.27 e 2.29, ilustram-se respectivamente as curvas simuladas do conversor modular DSCC equivalentes ao cenários 2, 3, 5 e 6; em paralelo, nas Figuras 2.24, 2.26, 2.28 e 2.30, encontram-se as curvas experimentais correspondentes. O experimento foi conduzido na base de 1,65 kVA e 110 V, portanto, alimentou-se a carga programável em 1 kW. Segundo o FCr da carga descrito na Tabela 2.7, a carga simulada e experimental produziram o conteúdo harmônico em THD igual a 35,40% e 23,10%, respectivamente.

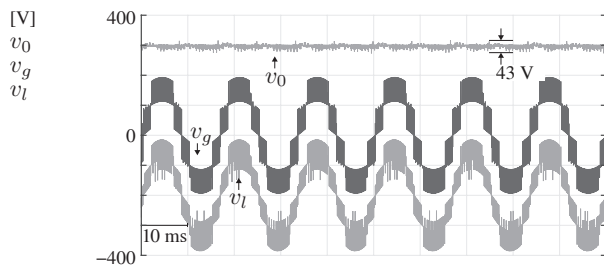
Nas Figuras 2.23 a 2.30, é possível observar os níveis de THD dos sinais i_g e e_l . Assim, pode-se deduzir que esses sinais foram devidamente regulados, tendo em vista que o nível de THD da corrente i_g e da tensão e_l não foram maiores que 2,11% e 4,05% nas curvas simuladas, respectivamente. Analogamente, verifica-se que, nas curvas experimentais, o nível de THD da corrente i_g e da tensão e_l não ultrapassaram 4,68% e 3,95%, respectivamente. Além disso, observa-se pelas curvas de v_g e v_l que ambas as tensões estiveram sincronizadas, o que resultou em formas de ondas sem distorções na passagem por zero.

Nas Figuras 2.27(b) e 2.28(b), ilustram-se respectivamente as curvas simuladas e experimentais das tensões v_g , v_l e v_0 referentes ao cenário 5. Como mencionado na Seção 2.3, a geração de níveis de tensão intercalados eleva a qualidade nas formas de onda de v_g e v_l . Em contrapartida, isso acarreta no aumento das oscilações de tensão no barramento CC para cerca de 86 V (43% de 200 V), considerando as oscilações na frequências de 6 kHz (= 3 kHz \times 2) e 18 kHz (= 3 kHz \times 6). Do mesmo modo para o cenário 6, conforme as Figuras 2.29(b) e 2.30(b), as oscilações de tensão no barramento CC apresentaram elevados níveis em torno de 150 V (75% de 200 V) para o mesmo perfil de frequência (6 kHz e 18 kHz).

Por outro lado, nas Figuras 2.23(b) e 2.24(b) e nas Figuras 2.25(b) e 2.26(b), os cenários 2 e 3 apresentaram uma redução significativa nas oscilações de tensão, como previsto; as oscilações atingiram valores de pico a pico próximos a 42 V (21% de 200 V) para o cenário 2 e 25 V (13% de 200 V) para o cenário 3, considerando as oscilações na frequências de 6 kHz (= 3 kHz \times 2) e 12 kHz (= 3 kHz \times 4) para ambos cenários. Embora os cenários 5 e 6 conduzam a geração de mais níveis de tensão que os demais, os níveis de THD dos sinais e_l e i_g foram similares em todos os cenários. Entretanto, nota-se que a modulação $m + 1$ produziu perto da metade das oscilações de tensão resultantes da modulação $2m + 1$.

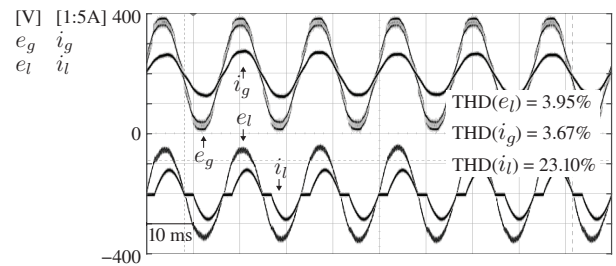


(a)

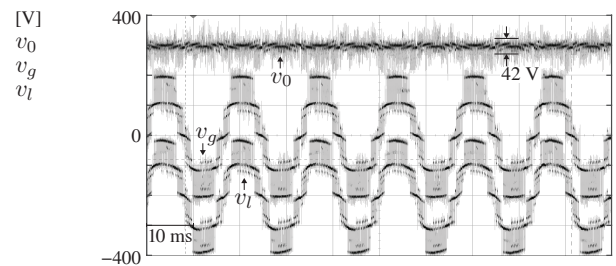


(b)

Figura 2.23: Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT-1/ $m + 1$ (cenário 2) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).

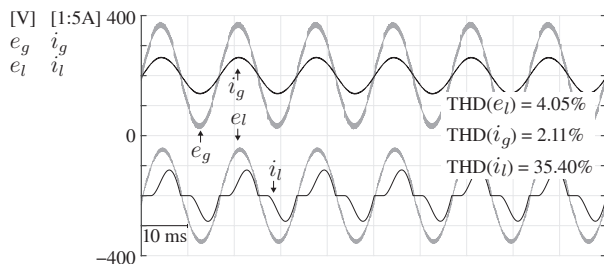


(a)

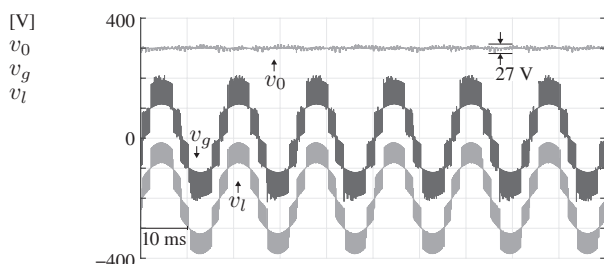


(b)

Figura 2.24: Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT-1/ $m + 1$ (cenário 2) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).

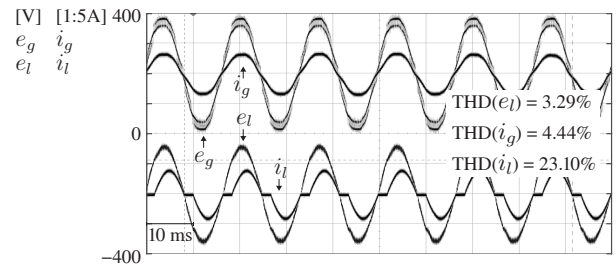


(a)

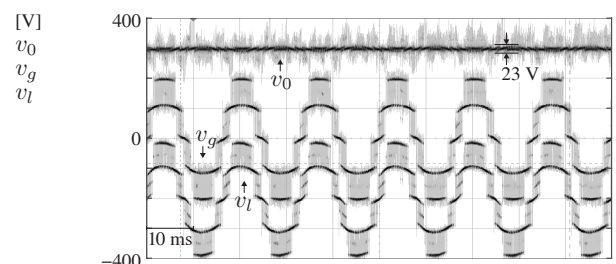


(b)

Figura 2.25: Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT-2/ $m + 1$ (cenário 3) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).

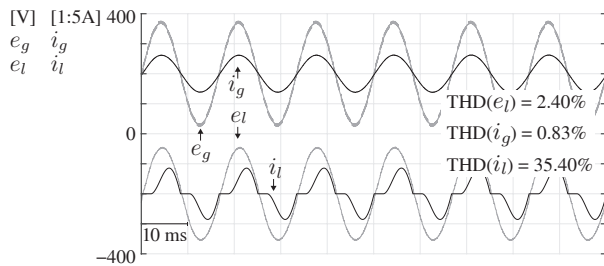


(a)

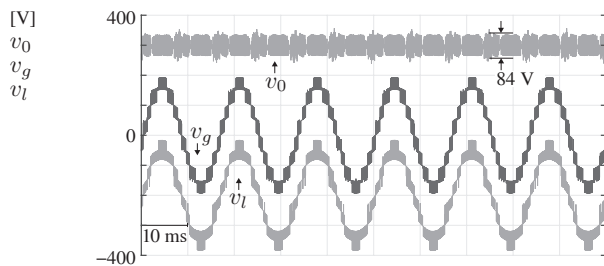


(b)

Figura 2.26: Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT-2/ $m + 1$ (cenário 3) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).

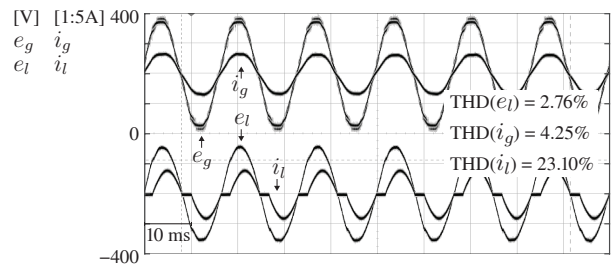


(a)

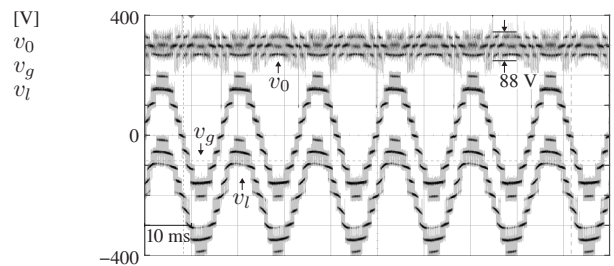


(b)

Figura 2.27: Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $1/2m + 1$ (cenário 5) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).

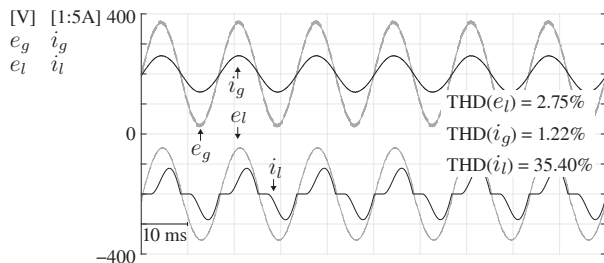


(a)

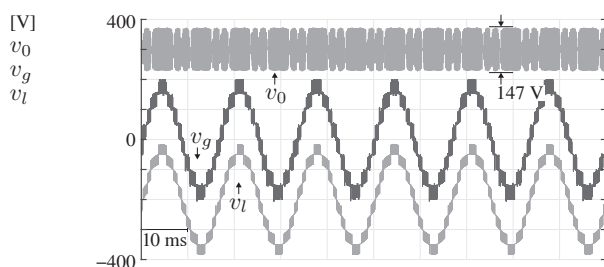


(b)

Figura 2.28: Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $1/2m + 1$ (cenário 5) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).

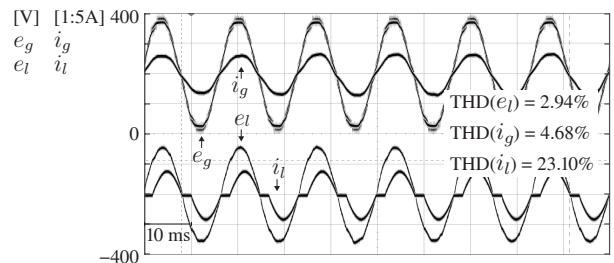


(a)

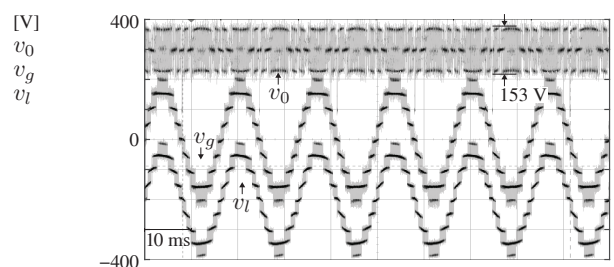


(b)

Figura 2.29: Formas de onda simuladas do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $2/2m + 1$ (cenário 6) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).



(a)



(b)

Figura 2.30: Formas de onda experimentais do conversor modular DSCC em regime permanente utilizando VRT- $2/2m + 1$ (cenário 6) com as tensões v_g e v_l sincronizadas ($\epsilon = 0^\circ$).

3

Sistema híbrido-modular de acionamento de máquinas trifásicas OEW

Na Seção 3.1, apresentam-se as principais equações e o princípio de funcionamento do sistema de acionamento proposto, conforme a Figura 3.1. As letras subscritas a e b são utilizadas nas variáveis para diferenciar o inversor modular DSCC e o inversor 2L, respectivamente. Na Seção 3.2, apresenta-se a estratégia de controle para o acionamento da máquina OEW e as equações da VRT para geração das referências de tensão dos inversores. Conforme apresentado na Seção 2.2.1, o controle do balanço de tensão dos capacitores flutuantes do inversor modular DSCC é realizado de maneira afim aos diagramas de controle da Figura 2.2, logo, não será abordado novamente. Similarmente, as estratégias de modulação foram apresentadas na Seção 2.3. Nas Seções 3.3 e 3.4, apresentam-se os resultados de simulação e experimentais, respectivamente.

3.1 Princípio de funcionamento

O circuito do sistema proposto é ilustrado na Figura 3.1. Analisando as equações das malhas desse circuito, as tensões de fase da máquina OEW (v_{ej}) podem ser expressas considerando a introdução da tensão de modo diferencial (v_{0ba}), como segue:

$$v_{ej} = v_{j0_a} - v_{j0_b} - v_{0_{ba}} \quad (3.1)$$

em que v_{j0_a} e v_{j0_b} denotam respectivamente a tensão de polo do inversor modular DSCC e do inversor 2L. A tensão $v_{0_{ba}}$ pode ser obtida através dos pontos centrais 0_a e 0_b dos barramentos CC dos inversores; então, para um sistema equilibrado, ela é definida por

$$v_{0_{ba}} = -\frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{j0_a} + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{j0_b}. \quad (3.2)$$

Note que a tensão $v_{0_{ba}}$ expressa pela diferença entre as tensões de modo comum individuais (de cada inversor), conforme discutido na Seção 1.3. Além disso, as tensões v_{j0_a} e v_{j0_b} podem ser expressas da seguinte forma:

$$v_{j0_a} = \frac{1}{2} \left[(v_{Nj} - v_{Pj}) + R_Z i_j + (L_Z - M_Z) \frac{di_j}{dt} \right] \quad (3.3)$$

$$v_{j0_b} = \frac{1}{2} (v_{\bar{Q}j_b} - v_{Qj_b}) \quad (3.4)$$

em que v_{Qj_b} e $v_{\bar{Q}j_b}$ representam as tensões sobre as chaves de potência superior e inferior do inversor 2L, respectivamente.

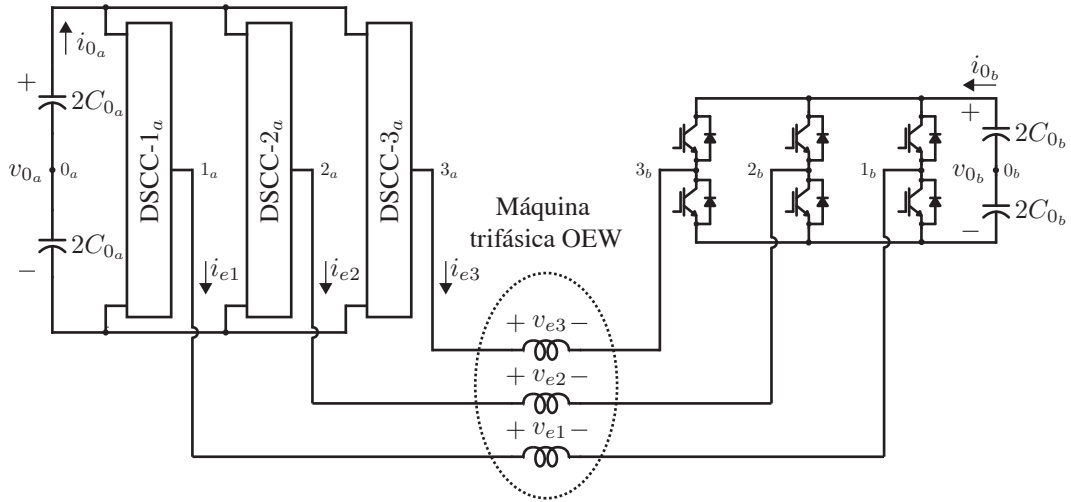


Figura 3.1: Circuito do sistema de acionamento OEW proposto.

A operação desse tipo de sistema pode ser conduzida com as tensões individuais dos barramentos CC iguais ou diferentes. Assim, um fator de distribuição de potência (K_0) pode ser utilizado de modo a dividir as tensões dos barramentos de maneira simétrica ($K_0 = 0.5$) ou assimétrica ($K_0 \neq 0.5$), tal que $0 \leq K_0 \leq 1$. Em vista disso, as tensões v_{0_a} e v_{0_b} podem ser expressas por

$$v_{0_a} = K_0 v_0 \quad (3.5)$$

$$v_{0_b} = (1 - K_0) v_0 \quad (3.6)$$

em que v_{0_a} e v_{0_b} denotam respectivamente a tensão do barramento CC do inversor modular DSCC e do inversor 2L. Percebe-se que, em caso de $K_0 = 1$, o inversor 2L torna-se inoperante; caso contrário, para $K_0 = 0$, o inversor modular DSCC é inoperante. Neste trabalho, avalia-se o cenário simétrico de modo que o inversor 2L é operado grampeado na frequência fundamental por meio da VRT apresentada na Seção 3.2.

3.2 Estratégias de controle

Para avaliação do sistema proposto, realiza-se o acionamento da máquina OEW por meio de um esquema de controle em malha aberta V/Hz, conforme ilustrado na Figura 3.2. As referências das tensões de fase da máquina OEW (v_{ej}^*) são definidas por

$$v_{e1}^* = V_e^* \sin(\omega_e^* t) \quad (3.7)$$

$$v_{e2}^* = V_e^* \sin(\omega_e^* t - 2\pi/3) \quad (3.8)$$

$$v_{e3}^* = V_e^* \sin(\omega_e^* t + 2\pi/3) \quad (3.9)$$

em que ω_e^* é a referência da frequência angular estatórica da máquina OEW e V_e^* é a referência da amplitude de v_{ej} (V_e), cujo valor em regime permanente é $V_e^* = m_a V_0^*/2$ para um dado valor de m_a .

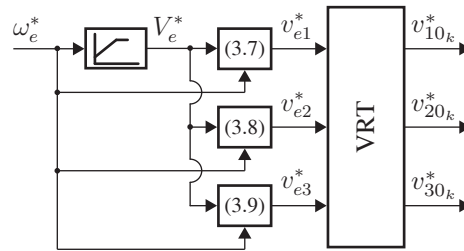


Figura 3.2: Diagrama de blocos do controle em malha aberta V/Hz.

Como mencionado anteriormente, para o controle do balanço de tensão dos capacitores e da corrente de circulação do inversor modular DSCC utiliza-se a estratégia apresentada na Figura 2.2; a malha externa para o controle da tensão diferencial pode ser incorporada para eliminar desbalanços de tensão entre os aglomerados de SMs. Analogamente, o esquema de geração dos sinais de gatilho do inversor modular DSCC é mesmo apresentado na Figura 2.4.

A geração das referências de tensão $v_{j0_a}^*$ e $v_{j0_b}^*$ baseia-se no princípio da VRT na Seção 2.2.2, sendo que, neste caso, tem-se i) o controle da tensão $v_{0_{ba}}$ a partir de um fator

de distribuição de tensão de modo diferencial (μ_0), e ii) a introdução das referências de distribuição de tensão de polo (v_{jba}^*) em função de um fator de distribuição de tensão local (μ_i). Desse modo, considerando que $v_{rj}^* = v_{j0a}^* - v_{j0b}^*$, é possível deduzir de (3.1) que

$$v_{rj}^* = v_{ej}^* + v_{0ba}^* \quad (3.10)$$

em que v_{rj}^* são as referências das tensões de polo diferencial.

Determina-se v_{0ba}^* extraíndo os valores instantâneos das referências v_{ej}^* , tendo em conta os limites de tensão ($V_0^*/2, -V_0^*/2$); logo, resolve-se

$$v_{0ba \max} = \frac{1}{2}V_0^* - \max\{v_{e1}^*, v_{e2}^*, v_{e3}^*\} \quad (3.11)$$

$$v_{0ba \min} = -\frac{1}{2}V_0^* - \min\{v_{e1}^*, v_{e2}^*, v_{e3}^*\}. \quad (3.12)$$

A posteriori, inclui-se o fator μ_0 com um grau de liberdade estabelecido em $0 \leq \mu_0 \leq 1$ para calcular v_{0ba}^* como segue:

$$v_{0ba}^* = \mu_0 v_{0ba \max} + (1 - \mu_0) v_{0ba \min}. \quad (3.13)$$

Tal grau de liberdade resulta em diferentes tensões de saída com formas de ondas não senoidais contínuas e descontínuas. Entretanto, a escolher $\mu_0 = 0.5$, garante-se que o valor médio de v_{0ba} é nulo, conduzindo a formas de ondas simétricas (DA SILVA et al., 2011).

Visto que o fator μ_0 leva em consideração as variáveis trifásicas no seu cálculo. Por outro lado, o cálculo de v_{jba}^* por meio do fator μ_i é dada por fase. Para isso, as referências v_{j0a}^* e v_{j0b}^* são expressas como

$$v_{j0a}^* = K_0 v_{rj}^* + v_{jba}^* \quad (3.14)$$

$$v_{j0b}^* = -(1 - K_0) v_{rj}^* + v_{jba}^*. \quad (3.15)$$

Analogamente, leva-se em conta os limites de tensão de cada inversor ($V_{0a}^*/2, -V_{0a}^*/2$; $V_{0b}^*/2, -V_{0b}^*/2$) e resolve-se

$$v_{jba \max} = \min \left\{ \frac{1}{2}V_{0a}^* - K_0 v_{rj}^*, \quad \frac{1}{2}V_{0b}^* + (1 - K_0) v_{rj}^* \right\} \quad (3.16)$$

$$v_{jba \min} = \max \left\{ -\frac{1}{2}V_{0a}^* - K_0 v_{rj}^*, \quad -\frac{1}{2}V_{0b}^* + (1 - K_0) v_{rj}^* \right\} \quad (3.17)$$

em que $V_{0_a}^*$ e $V_{0_b}^*$ são respectivamente as referências de amplitude de v_{0_a} e de amplitude de v_{0_b} .

A posteriori, inclui-se o fator μ_i com um grau de liberdade estabelecido em $0 \leq \mu_i \leq 1$ para calcular $v_{j_{ba}}^*$ como segue:

$$v_{j_{ba}}^* = \begin{cases} \mu_i v_{j_{ba} \max} + (1 - \mu_i) v_{j_{ba} \min}, & v_{e_j}^* \geq 0 \\ (1 - \mu_i) v_{j_{ba} \max} + \mu_i v_{j_{ba} \min}, & v_{e_j}^* < 0. \end{cases} \quad (3.18)$$

Nota-se que a geração de $v_{j_{ba}}^*$ depende da polaridade de $v_{e_j}^*$, portanto, o modo operacional do sistema proposto pode ser comutado a escolher $\mu_i = 0$ ou $\mu_i = 1$. Por exemplo, considerando o cenário proposto, em que $K_0 = 0.5$ (barramentos CC separados e simétricos alimentados por fontes de tensão independentes), o inversor 2L opera grampeado na frequência fundamental, enquanto o inversor modular DSCC opera em modulação de alta frequência, se $\mu_i = 0$; caso contrário, se $\mu_i = 1$. No caso de $\mu_i = 0,5$, as referências $v_{j_{ba}}^*$ são nulas, tendo $v_{r_j}^*$ igualmente dividida entre os inversores.

A escolha de μ_i pode ser útil na distribuição de potência do sistema proposto na condição que um dos inversores tenha um barramento CC flutuante, seja em um cenário simétrico seja assimétrico. Nesse caso, o fator μ_i pode ser a variável de controle para o balanço de tensão do barramento CC flutuante. Todavia, o cenário avaliado neste trabalho condiz com $K_0 = 0.5$ e $\mu_i = 0$. A partir disso, as referências $v_{j_{0_a}}^*$ e $v_{j_{0_b}}^*$ podem ser reescritas ao substituir (3.18) em (3.14) e (3.15), o que resulta em

$$v_{j_{0_a}}^* = \begin{cases} -\frac{1}{2} V_{0_b}^* + v_{r_j}^*, & v_{e_j}^* \geq 0 \\ \frac{1}{2} V_{0_b}^* + v_{r_j}^*, & v_{e_j}^* < 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

$$v_{j_{0_b}}^* = \begin{cases} -\frac{1}{2} V_{0_a}^*, & v_{e_j}^* \geq 0 \\ \frac{1}{2} V_{0_a}^*, & v_{e_j}^* < 0. \end{cases} \quad (3.20)$$

Fica claro em (3.20) que o inversor 2L opera na frequência fundamental, o que leva o inversor modular DSCC a sintetizar por completo as referências $v_{r_j}^*$. Desse modo, as referências $v_{j_{0_a}}^*$ em (3.19) incluindo as variáveis de controle, conforme o esquema da Figura 2.4, resultam nas referências $v_{x_{jm}}^*$ como seguem:

$$v_{P_{jm}}^* = \frac{V_{0_a}^*}{2m} - \frac{v_{j_{0_a}}^*}{m} - \frac{v_{Z_j}^*}{m} + v_{BP_{jm}}^* \quad (3.21)$$

$$v_{N_{jm}}^* = \frac{V_{0a}^*}{2m} + \frac{v_{j0a}^*}{m} - \frac{v_{Zj}^*}{m} + v_{BN_{jm}}^* \quad (3.22)$$

3.3 Resultados de simulação

O sistema proposto foi simulado no *software* PSIM, sendo comparado com um sistema de acionamento convencional para máquinas OEW, composto por dois inversores 2L, i.e., outro inversor 2L em vez do inversor modular DSCC. A partir dessa comparação, avaliam-se as perdas nos dispositivos semicondutores de ambos sistemas (convencional e proposto) em plena carga, bem como a operação sob transitório de carga.

Para uma comparação justa entre os resultados de simulação e experimentais, os parâmetros utilizados tanto para simulação quanto para validação experimental — Seção 3.4 — são os mesmos e estão descritos na Tabela 3.1. Além disso, utilizou-se um motor de indução trifásico (MIT) gaiola de esquilo, cujas especificações estão descritas na Tabela 3.2. Neste caso, para a simulação, os parâmetros desse motor foram estimados mediante ensaio a vazio, ensaio CC para resistência estatórica e ensaio de rotor bloqueado.

Tabela 3.1: Parâmetros utilizados para simulação e para validação experimental do sistema híbrido-modular de acionamento.

Tensão total do barramento CC	V_0	540 V
Tensões dos barramentos CC individuais	V_{0a}/V_{0b}	270 V/270 V
Número de SMs por aglomerado do braço	m	2
Tensão dos cap. dos flutuantes	V_{0a}/m	135 V
Frequência de chaveamento dos SMs	f_{sw}	3 kHz
Impedância do indutor do braço	L_Z, R_Z, M_Z	2 mH (5,22%), 0,2 Ω , 1,74 mH (4,54%)
Capacitância dos capacitores flutuantes	C	4,7 mF

*Valores em () estão na base de 10 kVA, 380 V e 60 Hz

Tabela 3.2: Especificações do MIT gaiola de esquilo.

Potência nominal	3,7 kW
Número de polos	2
Tensão eficaz de linha	380 V
Corrente eficaz de fase	7,47 A
Frequência nominal	60 Hz
Velocidade nominal	3485 rpm
Fator de potência (plena carga)	0,88
Eficiência	85,6%

Com relação a operação dos inversores do sistema proposto, utilizou-se a modulação

$2m + 1$ para o controle de um inversor modular DSCC de cinco níveis (*five-level*) (5L), enquanto o inversor 2L era controlado por pulsos na frequência fundamental, tendo em vista a VRT apresentada na Seção 3.2. De modo semelhante, o sistema convencional foi simulado, exceto pelo fato que se utilizou a técnica de modulação proposta em (JACOBINA et al., 2015). Por fim, em ambas as operações, o MIT foi acionado a partir do esquema de controle em malha V/Hz, conforme a Figura 3.2, e o fator de distribuição μ_0 foi arbitrado em 0,5 no intuito de obter valor médio nulo na tensão de modo diferencial e de maximizar o número de níveis de tensão de saída.

Avaliação de perdas nos dispositivos semicondutores

Analogamente à Seção 2.4.2, na avaliação das perdas, consideram-se as perdas por chaveamento e as perdas por condução; assim, para estes resultados de simulação, algumas suposições puderam ser feitas: i) o sistema trifásico era equilibrado; ii) os inversores foram projetados com IGBTs; iii) as perdas nos barramentos CC e nos indutores dos braços foram omitidas; iv) as tensões dos barramentos CC eram idênticas providas por fontes CC ideais.

Em uma comparação quantitativa, de modo geral, as topologias modulares requerem mais chaves de potência que a uma topologia 2L em retorno de prover menores esforços de tensão sobre as chaves, mais qualidade nas formas de onda de saída etc., especialmente em aplicações de média e alta tensão. Em vista disso, dois cenários são avaliados:

1. ambos os sistemas — convencional e proposto — apresentam o mínimo de chaves de potência independentemente do nível de tensão de bloqueio aplicado;
2. ambos os sistemas são formados por chaves de potência sujeitas a mesma tensão de bloqueio; isso implica em conexões série de chaves.

Além disso, o nível de THD da corrente i_{e1} foi utilizado como critério de comparação. Desse modo, a frequência de chaveamento de cada sistema foi ajustado para que essa corrente apresentasse 3% em THD. Por conseguinte, a frequência chaveamento foi igual a 2,6 kHz e 1,25 kHz, o que resultou em 28% e 14% de THD na tensão v_{e1} , para o sistema convencional e proposto, respectivamente. A Tabela 3.3 sumariza o valor médio das perdas por chaveamento (P_{Qj_a} e P_{Qj_b}), das perdas por condução (P_{Dj_a} e P_{Dj_b}) e das perdas totais (P_T).

No cenário 1, a simulação foi realizada considerando o mínimo número de chaves de

potência. Logo, o sistema convencional foi composto por 12 IGBTs (seis para cada inversor 2L), o que requer de cada chave uma capacidade de bloqueio de tensão igual a $V_0/2$. Por outro lado, o sistema proposto foi composto por 30 IGBTs, dentre os quais 24 dispositivos requererem uma capacidade de bloqueio de tensão igual a $V_0/4$ (para o inversor modular 5L-DSCC) e seis requerem $V_0/2$ (para o inversor 2L). Como resultado, o sistema convencional produziu cerca de 20,41% em perdas totais a menos que o sistema proposto (56,32 W em relação a 70,76 W).

Em contrapartida, no cenário 2, as chaves de potência sujeitas a uma tensão de $V_0/2$ foram substituídas por chaves conectadas em série de modo que a capacidade de bloqueio de tensão requerida fosse igual $V_0/4$; assim, o sistema convencional e proposto totalizaram um número de IGBTs iguais 24 e 36, respectivamente, conforme a Tabela 3.3. Como resultado, o sistema proposto produziu cerca de 4,80% em perdas totais a menos que o sistema convencional (89,55 W em relação a 94,06 W).

Nota-se também que as perdas por condução foram mandatórias em ambos os sistemas a medida que o número de chaves conectadas em séries aumentara — do cenário 1 para o cenário 2. Apesar dos níveis de tensão sobre as chaves tenham sido menores no cenário 2, as perdas por chaveamento permaneceram praticamente constantes, ademais, sendo mínimas no inversor 2L do sistema proposto (destaque em negrito na Tabela 3.3).

Portanto, em aplicações de alta potência, a redução das perdas nos dispositivos semicondutores pode ser ainda mais significativa no sistema proposto em relação ao convencional se o inversor 2L for projetado com dispositivos de comutação lenta, e.g., baseado em tiristores, cujas perdas por condução são relativamente menores que outros dispositivos de comutação (KOURO et al., 2012). Nesse contexto, as perdas totais concentrariam predominantemente as perdas por condução do inversor modular DSCC.

Desempenho operacional sob transitório de carga

A operação sob transitório de carga do sistema convencional e proposto foi simulada no cenário 1, em que se aplicou a carga nominal no eixo do motor em duas velocidades síncronas: 3600 rpm e 2160 rpm, conforme a Figura 3.3(a) e (b), respectivamente. Dado que $V_0 = 540$ V, essas velocidades foram alcançadas em $m_a = 1.15$ ($V_e^* = 220$ V) e $m_a = 0.69$

Tabela 3.3: Perdas nas chaves de potência e THD do sistema proposto e convencional para os cenários 1 e 2, considerando mesmo nível de THD das correntes de saída em operação em plena carga.

	Cenário 1		Cenário 2	
	Convencional	Proposto	Convencional	Proposto
Frequência de chaveamento	2,6 kHz	1,25 kHz	2,6 kHz	1,25 kHz
Chaves sob $V_0/4$	—	24	24	36
Chaves sob $V_0/2$	12	6	—	—
THD(i_{e1})	3,01%	3,04%	3,04%	3,01%
THD(v_{e1})	27,88%	14,20%	28,17%	14,29%
P_{Q1a}	3,29 W	3,73 W	3,31 W	3,68 W
P_{Q1b}	3,18 W	0,09 W	3,19 W	0,09 W
P_{D1a}	6,15 W	13,57 W	12,42 W	13,63 W
P_{D1b}	6,15 W	6,20 W	12,42 W	12,44 W
P_T	56,32 W	70,76 W	94,06 W	89,55 W

($V_e^* = 132$ V) para 60 Hz e 36 Hz, respectivamente, tendo em vista o controle em malha aberta V/Hz constante.

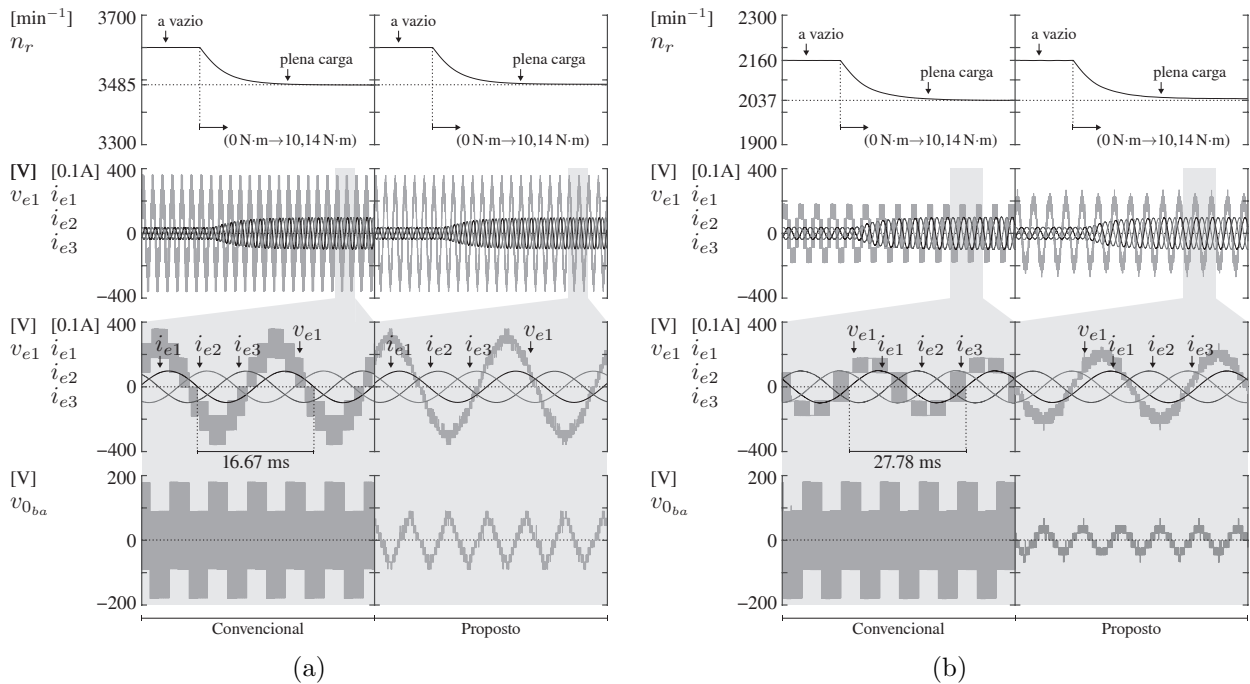


Figura 3.3: Formas de ondas simuladas do sistema convencional e proposto sob um transitório de carga, de uma operação a vazio à plena carga em (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz, em que a área sombreada representa uma vista ampliada dos sinais v_{e1} , i_{ej} e v_{0ba} em regime permanente.

De acordo com as especificações do motor descritas na Tabela 3.2, o valor nominal do conjugado de carga (τ_l) é igual a 10,14 N·m. Assim, observa-se na Figura 3.3(a) que ao aplicar um degrau de carga nominal, a velocidade do rotor (n_r) atingiu seu valor nominal de 3485 rpm, resultando em um escorregamento próximo de 3,19%. Na operação em 36 Hz,

conforme a Figura 3.3(b), quando o conjugado nominal foi aplicado, a velocidade n_r reduziu até 2037 rpm, resultando em um escorregamento próximo de 5,69%. Nota-se que ambos os sistemas desempenharam uma resposta dinâmica similar.

Além disso, na área sombreada da Figura 3.3, apresenta-se uma vista ampliada dos sinais v_{e1} , i_{ej} e $v_{0_{ba}}$ em plena carga e regime permanente. Em razão da tensão $v_{0_{ba}}$ ser controlada pela VRT de modo a melhorar a qualidade das formas de onda de saída, é interessante avaliar que no sistema convencional a magnitude de $v_{0_{ba}}$ é igual a $V_0/3$, tanto na operação em 60 Hz quanto em 36 Hz. Em contrapartida, o sistema proposto pôde sintetizar níveis da tensão $v_{0_{ba}}$ mais bem definidos e com magnitude menor: $V_0/6$ e $V_0/8$ nas operações em 60 Hz e 36 Hz, respectivamente. Essa análise é importante para um sistema OEW cujos os barramentos CC são compartilhados, pois elevados níveis de $v_{0_{ba}}$ em alta frequência implicam no aparecimento de correntes de sequência zero expressivas nas fases do motor, devido a baixa impedância de sequência zero no caminho formado entre os terminais (P , N) do barramento CC comum (WU et al., 2016).

3.4 Validação experimental

O experimento foi conduzido conforme o esquema elétrico apresentado na Figura 3.4. Em suma, os barramentos CC dos inversores do sistema proposto foram alimentado por dois retificadores trifásicos, um conectado a um variador de tensão trifásico e o outro conectado ao variador de tensão por meio de um transformador isolador 1:1. Dessa forma, as tensões v_{0_a} e v_{0_b} foram reguladas ajustando a saída do variador de tensão. Além disso, para acionar o motor em plena carga, os enrolamentos de campo do gerador CC foram alimentados por uma fonte CC, enquanto os enrolamentos de armadura foram conectadas a carga resistiva. Tal como para a simulação, demais valores de parâmetros do circuito experimental estão descritos nas Tabelas 3.1 e 3.2. Detalhes adicionais acerca da configuração experimental são apresentados no Apêndice A.

Regime permanente

Nesta seção, apresentam-se apenas os resultados do sistema proposto em regime permanente, os quais foram obtidos do acionamento do MIT OEW em plena carga, considerando

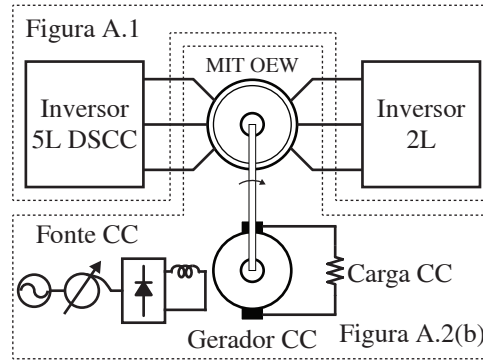


Figura 3.4: Esquema elétrico da configuração experimental do sistema híbrido-modular de acionamento para o ensaio em plena carga.

o cenário 1 da simulação. Com propósito de validação, resultados de simulação são apresentados juntamente com os experimentais. Similarmente a simulação, o motor foi acionado até velocidade nominal a partir do operação V/Hz constante.

Nas Figuras 3.5 e 3.6, ilustram-se respectivamente as curvas simuladas e experimentais das tensões internas v_{P1} e v_{N1} (do inversor modular 5L-DSCC), e v_{Q1_b} e $v_{\bar{Q}1_b}$ (do inversor 2L). Conforme (3.3) e (3.4), verifica-se que essas tensões compõem as tensões de polo v_{j0_a} e v_{j0_b} , sendo possível deduzir que as tensões v_{10_a} e v_{10_b} foram sintetizadas em 3 kHz e 60 Hz, respectivamente. Visto que esse modo operacional compreende $\mu_i = 0$, as perdas por chaveamento do inversor 2L são mínimas, assim como se discutiu na Seção 3.3.

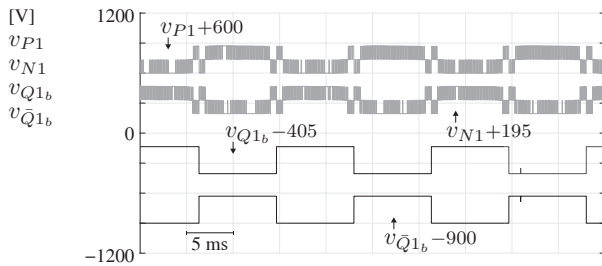


Figura 3.5: Formas de onda simuladas de v_{x1} , v_{Q1_b} e $v_{\bar{Q}1_b}$ em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e 220/60 V/Hz.

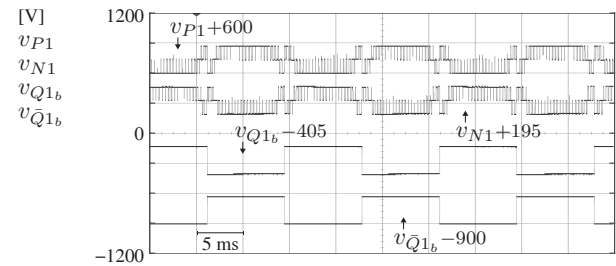
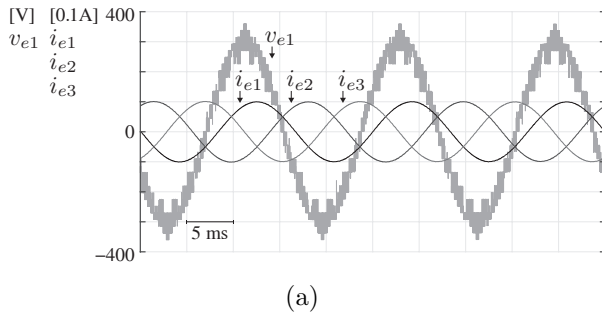
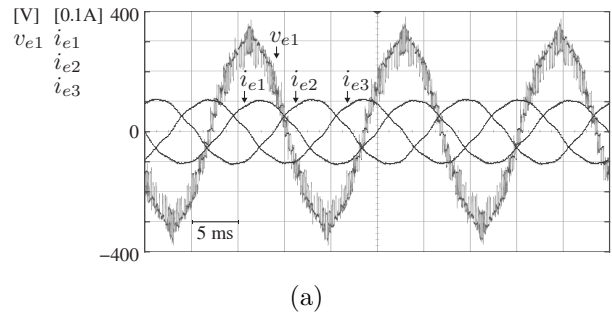


Figura 3.6: Formas de onda experimentais de v_{x1} , v_{Q1_b} e $v_{\bar{Q}1_b}$ em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e 220/60 V/Hz.

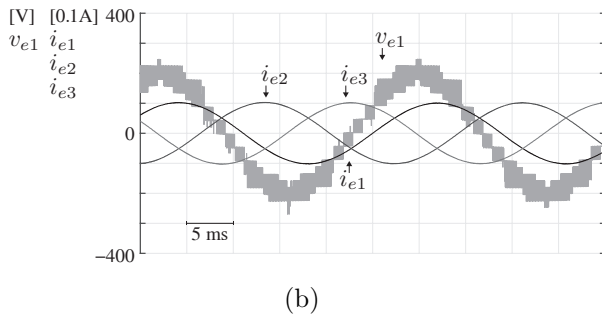
Nas Figuras 3.7 e 3.8, ilustram-se respectivamente as curvas simuladas e experimentais dos sinais do motor v_{e1} e i_{ej} . As curvas da operação em 60 Hz e plena carga podem ser observadas nas Figuras 3.7(a) e 3.8(a), em que $m_a = 1.15$ ($V_e^* = 220$ V), e as curvas da operação em 36 Hz e plena carga podem ser observadas nas Figuras 3.7(b) e 3.8(b), em que $m_a = 0.69$ ($V_e^* = 132$ V). Nota-se que o sistema proposto produz uma tensão de saída quase senoidal, dado que se utilizaram apenas 2 SMs por aglomerados dos braços modulares.



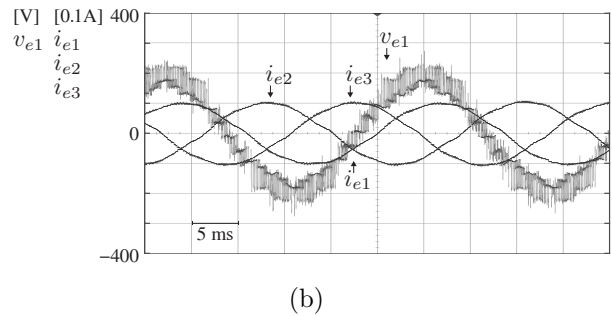
(a)



(a)



(b)



(b)

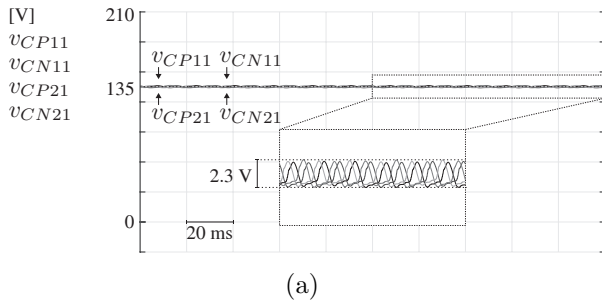
Figura 3.7: Formas de onda simuladas de v_{e1} e i_{ej} em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz.

Figura 3.8: Formas de onda experimentais de v_{e1} e i_{ej} em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz.

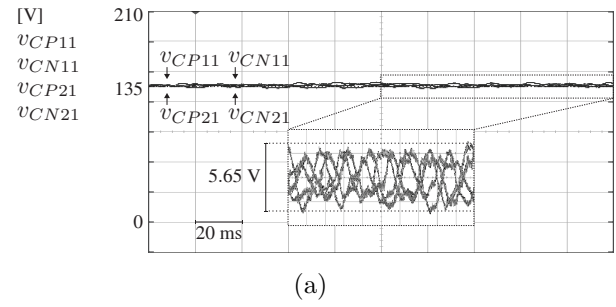
Analisando um cenário de um sistema de acionamento tradicional, i.e., apenas um inversor modular 5L-DSCC acionando um motor conectado em estrela ($K_0 = 1$) — dada as mesmas estratégias de controle e modulação — obter-se-iam 9 níveis de tensão na fase do motor. Por outro lado, a operação conjunta com um inversor 2L no acionamento de um motor OEW aumentou significativamente o número de níveis de tensão para 21, além de distribuir a potência do barramento CC. Por conseguinte, as formas de onda das correntes i_{ej} apresentaram *ripple* de chaveamento desprezivo. Esses fatores podem sustentar a aplicação do sistema proposto no acionamento de máquina OEW, utilizando um inversor modular DSCC de baixa escala.

Por último, nas Figuras 3.9 e 3.10, ilustram-se respectivamente as curvas simuladas e experimentais das tensões nos capacitores flutuantes v_{Cx11} e v_{Cx21} . Analogamente, as curvas da operação em 60 Hz em plena carga podem ser observadas nas Figuras 3.9(a) e 3.10(a), e as curvas da operação em 36 Hz em plena carga podem ser observadas nas Figuras 3.9(b) e 3.10(b). Nota-se que o valor médio dessas tensões encontraram-se em torno de 135 V, o que comprova a bem sucedida regulação do balanço individual de tensão.

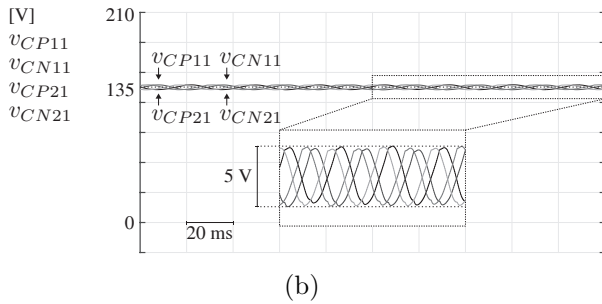
Além disso, como esperado, a magnitude das oscilações de tensão nos capacitores



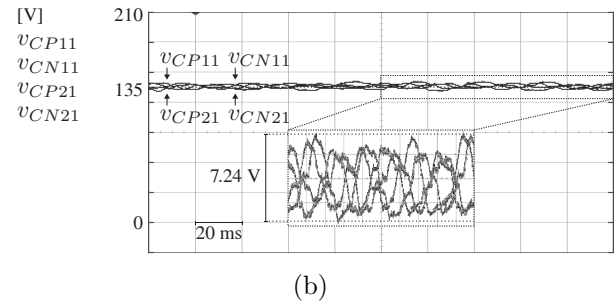
(a)



(a)



(b)



(b)

Figura 3.9: Formas de onda simuladas de v_{Cx11} e v_{Cx21} em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz.

Figura 3.10: Formas de onda experimentais de v_{Cx11} e v_{Cx21} em regime permanente do sistema proposto operando em plena carga e (a) 220/60 V/Hz e (b) 132/36 V/Hz.

flutuantes é maior na operação em 36 Hz que em 60 Hz, visto que ela é inversamente proporcional a frequência da máquina — sendo também diretamente proporcional a amplitude de corrente do motor. Não obstante, essas oscilações não ultrapassaram 5 V (3,70% de 135 V) na simulação e 7,24 V (5,36% de 135 V) no experimento. Certamente, técnicas avançadas de controle podem ser incorporadas para minimizar tais oscilações e alcançar uma operação estável em uma ampla faixa de velocidade, tais como as técnicas propostas por (HAGIWARA et al., 2013; OKAZAKI et al., 2014; KOLB et al., 2015; DEBNATH et al., 2015b).

4

Conclusões

Esta tese apresentou dois sistemas de conversão estática de energia baseados na topologia modular DSCC. No Capítulo 2, propôs-se um conversor CA-CC-CA modular DSCC com três braços — o que indica um compartilhamento de braço — como também, versões híbridas desse utilizando braços 2L. O estudo de tal topologia no segmento de aplicações monofásicas foi motivada na sua capacidade de atender qualquer requisito de qualidade de forma de onda e potência, em virtude da escalabilidade de SMs, o que acarreta na redução, ou eliminação de filtros passivos, e na perpetuidade de operação do sistema (em meio a redundância de SMs). Outra vantagem topológica do conversor proposto é a remoção do capacitor do barramento CC, que agrega valor ao sistema a medida que é um componente a menos sujeito a falhas, diminuindo, assim, a probabilidade de faltas no barramento CC. Além disso, vale destacar que os estudos de sistemas monofásicos têm mérito no desenvolvimento e análise de sistemas polifásicos.

No Capítulo 3, propôs-se um sistema híbrido-modular de acionamento de máquinas trifásicas OEW, formado por um inversor modular DSCC e um inversor 2L, visado para o acionamento de máquinas de média tensão. Embora o número de chaves de potência seja maior que em um sistema de acionamento tradicional, vantagens como a capacidade de tolerância a faltas e qualidade de forma de onda superior são justificativas pertinentes para o estudo de sistema proposto. É evidente que o aumento do chaves naturalmente resulte em mais estados de chaveamento, que podem ser utilizados para maximizar o número de níveis de tensão, para minimizar problemas associadas às tensões de modo comum e de modo

diferencial, e para regular tensões de capacitores flutuantes, por exemplo. Essas questões dependem da topologia do sistema como um todo, que abrangem a utilização de barramentos CC separados ou compartilhados, a distribuição de tensão assimétrica ou simétrica, e a utilização de barramento CC flutuante.

4.1 Sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica

Os conversores propostos foram avaliados quanto à regulação de tensão de saída, a correção do FP de entrada e a capacidade de compensação harmônica para atender rigorosos requisitos de qualidade de energia. O compartilhamento de braço propiciou ao sistema a introdução da variável auxiliar v_s^* , permitindo que a tensão de polo do braço compartilhado seja distribuída entre os demais braços, a partir do fator de distribuição de tensão μ_s , na forma de grau de liberdade. Em vista disso, propôs-se uma VRT para comando dos braços do conversor modular DSCC, da qual foram investigadas três operações distintas — VRT-0, VRT-1 e VRT-2 — sendo selecionadas mediante o fator de distribuição de tensão. A partir da VRT-1 e da VRT-2, desempenha-se a operação grampeada na frequência fundamental do braço conectado à rede e do braço compartilhado, respectivamente, no intuito de elevar a eficiência do sistema em questão, contudo, exige-se a perfeita sincronia entre as tensões de entrada e saída do conversor para evitar distorções na passagem por zero. Em contrapartida, a operação mediante a VRT-0 é mais flexível que as demais em termos de tal sincronia e em termos de operabilidade, pois possibilita operação sob frequências de entrada e saída diferentes.

Para operação correta mediante a VRT-1 e a VRT-2, propôs-se uma técnica de sincronização capaz de sincronizar as tensões de entrada e saída do conversor, adaptando-se às variações da carga e compensando o deslocamento de fase causado pelo filtro de tensão $L_f C_f$ — caso exista. Para isso, a técnica proposta requer os valores instantâneos de amplitude e de fase da corrente do indutor do filtro — obtidos por um esquema de PLL — como também, requer a estimação dos parâmetros do filtro — que, de modo geral, são conhecidos. Portanto, uma análise de sensibilidade da impedância do filtro foi realizada, considerando uma faixa de tolerância de $\pm 10\%$ na indutância do filtro (de valor máximo igual a 0,21 p.u.) para

uma ampla faixa de fator de potência da carga. A eficácia da técnica foi comprovada pelos resultados de simulação e experimentais, mesmo em cenários com harmônicos de carga, a qual propiciou a geração de níveis de tensão de entrada e saída bem definidos sem quaisquer distorções na passagem por zero. Dada operação resultante da VRT-1 e da VRT-2, duas versões híbridas do conversor CA-CC-CA modular DSCC com três braços foram desenvolvidas na substituição do braço modular grampeado por um braço 2L. Embora tal modificação comprometa a total modularidade do conversor, as perdas por condução são reduzidas. Adiante, apresentaram-se as técnicas de modulação utilizadas nos conversores — $m + 1$ e $2m + 1$ — que são derivações da PSC-PWM. Visto que essas requerem um número de portadoras defasadas proporcional ao número de SMs utilizados nos conversores, propôs-se um simples algoritmo que reduz o número de portadoras a metade, a partir da adaptação das modulantes para geração do mesmo padrão de pulsos da técnica original. Dessa forma, pode-se reduzir o esforço computacional na implementação digital das técnicas de modulação em questão.

Diante disso, o estudo dos conversores propostos foi conduzido a também avaliar os limites operacionais frente às técnicas propostas e investigar a qualidade das formas de onda de saída e a magnitude das oscilações de tensão no barramento CC conseqüente das componentes de alta frequência das técnicas de modulação. De modo geral, conclui-se que os conversores são capazes de desempenhar regulação de tensão terminal, provendo a rede com corrente senoidal e FP corrigido. Pelas curvas simuladas, avaliou-se a operação de inversão do fluxo de potência e a operação com frequências diferentes do conversor modular DSCC, comprovando sua versatilidade operacional. Por outro lado, os conversores híbridos DSCC são restritos a operação síncrona com tensões de entrada e saída em fase. Apesar disso, há uma redução nas perdas totais, pois os conversores DSCC híbridos possuem braços com menos componentes que operam na frequência fundamental.

Por fim, as oscilações de tensão no barramento CC foram investigadas ante a combinação das VRTs com as técnicas de modulação $m + 1$ e $2m + 1$. Em comparação com a combinação VRT-0/ $2m + 1$ (cenário 4), constatou-se que:

1. a combinação VRT-2/ $m + 1$ (cenário 3) produz oscilações de tensão no barramento CC com magnitude inferior com um número de níveis da tensão de saída equivalente;
2. a combinação VRT-1/ $2m + 1$ (cenário 5) produz oscilações de tensão no barramento CC com magnitude equivalente com um número de níveis da tensão de saída superior;

3. a combinação VRT-0/ $m+1$ (cenário 1) produz tanto oscilações de tensão no barramento CC com magnitude inferior, quanto o número de níveis da tensão de saída é inferior;
4. a combinação VRT-2/ $2m + 1$ (cenário 6) produz tanto oscilações de tensão no barramento CC com magnitude superior, quanto o número de níveis da tensão de saída é superior;
5. por fim, a combinação VRT-1/ $m + 1$ (cenário 2) produz oscilações de tensão no barramento CC com magnitude inferior — embora não menor que o obtido no cenário 3 — com um número de níveis da tensão de saída equivalente.

Logo, as combinações VRT-2/ $m + 1$ (cenário 3) e VRT-1/ $2m + 1$ (cenário 5) podem ser utilizadas como alternativas mais eficientes para a combinação VRT-0/ $2m + 1$ (cenário 4), caso se priorize: i) a redução nas oscilações de tensão no barramento CC ou ii) o número de níveis da tensão de saída, respectivamente, na operação do conversor modular DSCC.

4.2 Sistema híbrido-modular de acionamento de máquinas trifásicas OEW

O sistema proposto foi avaliado em um cenário com barramentos CC separados e simétricos, alimentados por fontes CC isoladas. Em vista disso, propôs-se uma VRT capaz de operar o inversor 2L na frequência fundamental e o inversor modular DSCC na frequência de modulação. Não obstante, a VRT proposta foi implementada de modo a operar o sistema em outros cenários, i.e., com tensões individuais dos barramentos CC diferentes, como também, com um barramento CC flutuante. Desse modo, introduziu-se o fator de distribuição de potência K_0 , na forma de grau de liberdade, que possibilita a geração das referências de tensão dos inversores em função da distribuição de tensão nos barramentos CC. Além disso, as tensões de saída v_{ej} são gerada, tendo em conta outros dois graus de liberdade do sistema: i) variável de referência para a tensão de modo diferencial $v_{0_{ba}}^*$, possibilitando a produção de níveis de tensão adicionais e a utilização maximizada do barramento CC em 15,5%; ii) variáveis auxiliares $v_{j_{ba}}^*$ que definem a distribuição das referências v_{rj}^* entre os inversores.

No intuito de avaliar as perdas nos dispositivos semicondutores e o desempenho operacional sob transitório de carga, o sistema proposto foi comparado a um sistema convencional, ambos simulados em cenários iguais, tendo como base os parâmetros do circuito experimen-

tal. A análise comparativa levou em consideração o número de chaves de potência em ambos sistemas, o nível de tensão de bloqueio aplicado nessas e o nível de THD apresentado pela corrente da máquina. Como resultado, verificou-se que o sistema proposto foi mais eficiente que o convencional quando as chaves — dos inversores de ambos sistemas — tinham mesma tensão de bloqueio. Isso sugere que o sistema proposto — mesmo possuindo mais chaves — pode se tornar mais eficiente em relação ao convencional a medida que a tensão nominal do sistema aumenta, em virtude das seguintes constatações:

1. ao contrário do sistema convencional, a adição de chaves de potência no sistema proposto, para alcançar o nível de tensão desejado, é feita mediante a conexão de mais SMs no inversor modular DSCC; logo, a frequência de chaveamento pode ser reduzida, resultando simultaneamente uma qualidade de forma de onda superior com menores perdas por chaveamento;
2. a hibridação do sistema proposto pode ser compreendida não somente no fato de se utilizar dois inversores de topologias diferentes, mas também a partir da tecnologia utilizada nos dispositivos semicondutores; deste modo, o inversor 2L pode ser projetado com dispositivos de comutação lenta, e.g., IGCTs, que são mais robustos e apresentam menores perdas por condução em relação aos IGBTs.

Além disso, tendo em vista que a utilização de topologia modular DSCC pode contribuir na redução da frequência de chaveamento, a depender do número de SMs utilizados, efeitos danosos relacionados às capacitâncias parasitas e às interferências eletromagnéticas podem ser minimizados.

A partir dos resultados de simulação, avaliou-se a operação sob transitório de carga por meio do controle em malha aberta V/Hz constante para ambos os sistemas — convencional e proposto. Com relação ao desempenho ao transitório, verificou-se ambos desempenharam resposta dinâmica similar. Dado que o sistema convencional foi comandado pela estratégia proposta em (JACOBINA et al., 2015), a forma de onda da tensão de modo diferencial produzida por ambos os sistemas também foi avaliada. No sistema proposto, a magnitude da tensão de modo diferencial foi no mínimo a metade produzida pelo sistema convencional, a qual era constante independente do índice de modulação utilizado. Na validação experimental, resultados de simulação e experimentais puderam ser comparados, dos quais se comprova a eficácia do sistema proposto em gerar formas de onda de saída com

baixo conteúdo harmônico, mesmo utilizando um inversor DSCC de baixa escala.

4.3 Sugestões para trabalhos futuros

Alguns pontos que não foram foco deste trabalho seguem como sugestões para trabalhos futuros:

Sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica e trifásica

1. Estudar o sistema modular de conversão CA-CC-CA trifásica e compará-lo com um sistema convencional, ambos ilustrados na Figura 4.1, em termos de perdas, operabilidade e em relação custo/benefício;
2. Avaliar a praticabilidade de versões híbridas do sistema da Figura 4.1(a), com base nos conversores híbridos DSCC propostos, e verificar os limites operacionais;

Sistema híbrido-modular de acionamento de máquinas trifásicas OEW

3. Estudar o sistema proposto em um cenário flexível, incluindo a configuração paralela para operação em baixa velocidade;
4. Avaliar o sistema proposto com barramentos CC separados e assimétricos ($K_0 \neq 0.5$, porém constante) e investigar os diversos cenários em razão dos valores do fator μ_i ;
5. Avaliar o sistema proposto com um barramento CC flutuante (K_0 variável), logo, definir uma estratégia de controle do fator μ_i e implementar uma estratégia de modulação adequada;
6. Incluir, na estratégia de modulação, a capacidade de eliminação de tensão de modo comum no cenário proposto e nos cenários sugeridos.

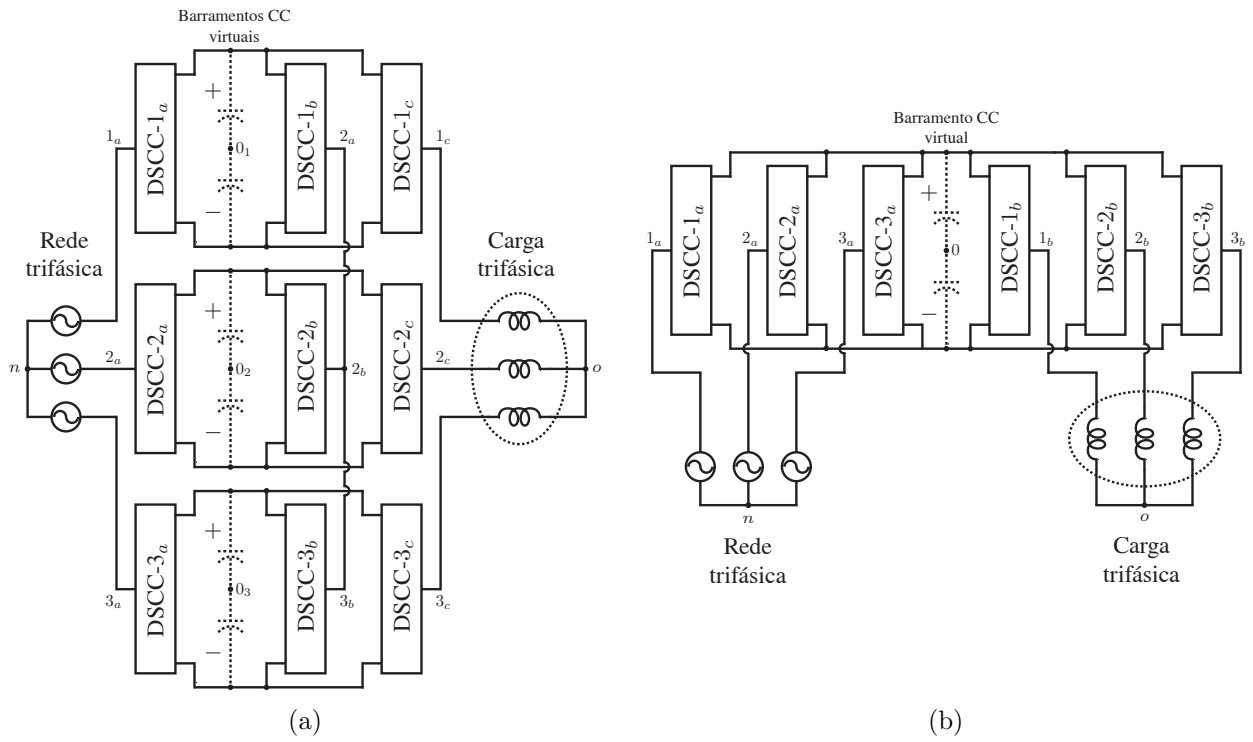


Figura 4.1: Conversor CA-CC-CA modular DSCC trifásico (a) com braços compartilhados baseado em três conversores monofásicos com três braços e (b) convencional.

Referências

- IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992), *IEEE Std 519-2014 (Revision IEEE Std 519-1992)*, , p. 1–29, 2014.
- AHMED, N.; NORRGA, S.; NEE, H.-P.; HAIDER, A.; Van Hertem, D.; ZHANG, L. e HARNEFORS, L., HVDC SuperGrids with modular multilevel converters — The power transmission backbone of the future, In: *Int. Multi-Conference Syst. Signals Devices*, 2012., pp. 1–7, ISBN 978-1-4673-1591-3.
- AKAGI, H., Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC), *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 26, n. 11, p. 3119–3130, 2011.
- ANGQUIST, L.; ANTONOPOULOS, A.; SIEMASZKO, D.; ILVES, K.; VASILADIOTIS, M. e NEE, H.-P., Open-Loop Control of Modular Multilevel Converters Using Estimation of Stored Energy, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 47, n. 6, p. 2516–2524, 2011.
- ANTONOPOULOS, A.; ANGQUIST, L.; NORRGA, S.; ILVES, K.; HARNEFORS, L. e NEE, H.-P., Modular Multilevel Converter AC Motor Drives With Constant Torque From Zero to Nominal Speed, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 50, n. 3, p. 1982–1993, 2014.
- BEHROUZIAN, E.; BONGIORNO, M. e De La Parra, H. Z., An overview of multilevel converter topologies for grid connected applications, In: *EPE'13 - 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2013., pp. 1–10, IEEE, ISBN 978-1-4799-0116-6.
- CHANG, J.-M.; CHANG, W.-N. e CHIANG, S. J., Multilevel single-phase rectifier-inverter with cascaded connection of two three-arm converters, *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, v. 153, n. 5, p. 719–725, 2006a.
- CHANG, J.-M.; CHANG, W.-N. e CHIANG, S. J., Single-phase grid-connected PV system using three-arm rectifier-inverter, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, v. 42, n. 1, p. 211–219, 2006b.

- CHOI, J.-H.; KWON, J.-M.; JUNG, J.-H. e KWON, B.-H., High-Performance Online UPS Using Three-Leg-Type Converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 52, n. 3, p. 889–897, 2005.
- CORZINE, K. A.; LU, S. e FIKSE, T. H., Distributed Control of Hybrid Motor Drives, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 21, n. 5, p. 1374–1384, 2006.
- DEBNATH, S.; QIN, J.; BAHRANI, B.; SAEEDIFARD, M. e BARBOSA, P., Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 30, n. 1, p. 37–53, 2015a.
- DEBNATH, S.; QIN, J. e SAEEDIFARD, M., Control and Stability Analysis of Modular Multilevel Converter Under Low-Frequency Operation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 62, n. 9, p. 5329–5339, 2015b.
- DIAS, J. A. A., *Conversores Monofásico-Trifásicos com Otimização de Perdas, Tolerância à Falha e Comparação Multicritério*, Federal University of Campina Grande (UFCG), 2010., Doctoral thesis.
- DIXON, J.; BRETÓN, A. A.; RÍOS, F. E.; RODRIGUEZ, J.; PONTT, J. O. e PEREZ, M. A., High-Power Machine Drive, Using Nonredundant 27-Level Inverters and Active Front End Rectifiers, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 22, n. 6, p. 2527–2533, 2007.
- DU, Z.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. e CHIASSON, J. N., DC-AC Cascaded H-Bridge Multilevel Boost Inverter With No Inductors for Electric/Hybrid Electric Vehicle Applications, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 45, n. 3, p. 963–970, 2009.
- EDPUGANTI, A. e RATHORE, A. K., Optimal Pulsewidth Modulation for Common-Mode Voltage Elimination Scheme of Medium-Voltage Modular Multilevel Converter-Fed Open-End Stator Winding Induction Motor Drives, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 64, n. 1, p. 848–856, 2017.
- FELDMAN, R.; TOMASINI, M.; AMANKWAH, E. K.; CLARE, J. C.; WHEELER, P. W.; TRAINER, D. R. e WHITEHOUSE, R. S., A Hybrid Modular Multilevel Voltage Source Converter for HVDC Power Transmission, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 49, n. 4, p. 1577–1588, 2013.
- DE FREITAS, I. S., *Sistemas Estáticos de Conversão CA/CA com Barramento CC e Número Reduzido de Componentes*, Federal University of Campina Grande (UFCG),

- 2007., Doctoral thesis.
- DE FREITAS, I. S.; JACOBINA, C. B.; DA SILVA, E. R. C. e OLIVEIRA, T. M., Single-Phase AC–DC–AC Three-Level Three-Leg Converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 57, n. 12, p. 4075–4084, 2010.
- GEMMELL, B. D.; DORN, J.; RETZMANN, D. e SOERANGR, D., Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission, In: *IEEE/PES Transm. Distrib. Conf. Expo.*, 2008., Chicago, IL, pp. 1–16, ISBN 978-1-4244-1903-6.
- HAGIWARA, M. e AKAGI, H., Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 24, n. 7, p. 1737–1746, 2009.
- HAGIWARA, M.; NISHIMURA, K. e AKAGI, H., A Medium-Voltage Motor Drive With a Modular Multilevel PWM Inverter, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 25, n. 7, p. 1786–1799, 2010.
- HAGIWARA, M.; MAEDA, R. e AKAGI, H., Control and Analysis of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC), *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 26, n. 6, p. 1649–1658, 2011.
- HAGIWARA, M.; HASEGAWA, I. e AKAGI, H., Start-Up and Low-Speed Operation of an Electric Motor Driven by a Modular Multilevel Cascade Inverter, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 49, n. 4, p. 1556–1565, 2013.
- HAMMOND, P. W., A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 33, n. 1, p. 202–208, 1997.
- HARNEFORS, L.; ANTONOPOULOS, A.; NORRGA, S.; ANGQUIST, L. e NEE, H.-P., Dynamic Analysis of Modular Multilevel Converters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 60, n. 7, p. 2526–2537, 2013.
- HARNEFORS, L.; ANTONOPOULOS, A.; ILVES, K. e NEE, H.-P., Global Asymptotic Stability of Current-Controlled Modular Multilevel Converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 30, n. 1, p. 249–258, 2015.
- HE, L.; ZHANG, K.; XIONG, J. e FAN, S., A Repetitive Control Scheme for Harmonic Suppression of Circulating Current in Modular Multilevel Converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 30, n. 1, p. 471–481, 2015.

- ILVES, K.; BESSEGATO, L. e NORRGA, S., Comparison of cascaded multilevel converter topologies for AC/AC conversion, In: *2014 IEEE Int. Power Electron. Conf. (IPEC/ECCE Asia)*, 2014., pp. 1087–1094, IEEE, ISBN 978-1-4799-2705-0.
- IMAN-EINI, H.; SCHANEN, J.-L.; FARHANGI, S. e ROUDET, J., A Modular Strategy for Control and Voltage Balancing of Cascaded H-Bridge Rectifiers, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 23, n. 5, p. 2428–2442, 2008.
- JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, T. M. e DA SILVA, E. R. C., Control of the single-phase three-leg AC/AC converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 53, n. 2, p. 467–476, 2006.
- JACOBINA, C. B.; DE FREITAS, I. S.; OLIVEIRA, T. M. e DA SILVA, E. R. C., AC/AC Single-Phase Three-Leg Dc-Link Converters Based on Three-Level and Two-Level Legs, In: *APEC'09 - Twenty-Fourth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 2009., pp. 1842–1848, IEEE, ISBN 978-1-4244-2811-3.
- JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; MARINUS, N. S. M. L. e DOS SANTOS, E. C., AC-AC single-phase DC-link converter with four controlled switches, In: *APEC'12 - Twenty-Seventh Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 2012., pp. 1927–1932, IEEE, ISBN 978-1-4577-1216-6.
- JACOBINA, C. B.; QUEIROZ, A. D. P. D.; MAIA, A. C. N.; DA SILVA, E. R. C. e OLIVEIRA, A. C., AC-DC-AC multilevel converters based on three-leg converters, In: *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2013., n^o 5, pp. 5312–5319, IEEE, ISBN 978-1-4799-0336-8.
- JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; CARLOS, G. A. A. e DOS SANTOS, E. C., Flexible Series/Parallel AC-DC-AC Motor Drive System, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 51, n. 1, p. 259–270, 2015.
- KALAISELVI, J. e SRINIVAS, S., Bearing Currents and Shaft Voltage Reduction in Dual-Inverter-Fed Open-End Winding Induction Motor With Reduced CMV PWM Methods, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 62, n. 1, p. 144–152, 2015.
- KOLB, J.; KAMMERER, F.; GOMMERINGER, M. e BRAUN, M., Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 30, n. 1, p. 349–357, 2015.
- KONSTANTINOOU, G. S.; CIOBOTARU, M. e AGELIDIS, V. G., Analysis of multi-carrier

- PWM methods for back-to-back HVDC systems based on modular multilevel converters, In: *IECON'11 - 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2011., pp. 4391–4396, IEEE, ISBN 978-1-61284-972-0.
- KONSTANTINOOU, G. S.; POU, J.; CEBALLOS, S. e AGELIDIS, V. G., Active Redundant Submodule Configuration in Modular Multilevel Converters, *IEEE Trans. Power Deliv.*, v. 28, n. 4, p. 2333–2341, 2013.
- KOURO, S.; MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; POU, J.; FRANQUELO, L. G.; WU, B.; RODRÍGUEZ, J.; PEREZ, M. A. e LEON, J. I., Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010.
- KOURO, S.; RODRÍGUEZ, J.; WU, B.; BERNET, S. e PEREZ, M. A., Powering the Future of Industry: High-Power Adjustable Speed Drive Topologies, *IEEE Ind. Appl. Mag.*, v. 18, n. 4, p. 26–39, 2012.
- LESNICAR, A. e MARQUARDT, R., A new modular voltage source inverter topology, In: *EPE'03 - 10th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2003., Toulouse, France.
- LESNICAR, A. e MARQUARDT, R., New concept for high voltage – Modular Multilevel Converter, In: *PESC'04 - 2004 IEEE 35th Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 2004., Aachen, Germany.
- LI, X.; SONG, Q.; LIU, W.; RAO, H.; XU, S. e LI, L., Protection of Nonpermanent Faults on DC Overhead Lines in MMC-Based HVDC Systems, *IEEE Trans. Power Deliv.*, v. 28, n. 1, p. 483–490, 2013a.
- LI, Z.; WANG, P.; CHU, Z.; ZHU, H.; LUO, Y. e LI, Y., An Inner Current Suppressing Method for Modular Multilevel Converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 28, n. 11, p. 4873–4879, 2013b.
- LIN, B. R. e CHEN, D. J., Implementation of a single-phase three-leg AC/AC converter with neutral-point diode-clamped scheme, *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, v. 149, n. 6, p. 423, 2002.
- LIN, B. R. e HUANG, C. H., Single-phase AC/DC/AC converter based on capacitor clamped topology, *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, v. 152, n. 3, p. 464, 2005.

- LUNA, B. E. O. B.; JACOBINA, C. B. e OLIVEIRA, A. C., A new PLL structure for single-phase grid-connected systems, In: *IECON'11 - 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2011., pp. 1081–1084, IEEE, ISBN 978-1-61284-972-0.
- MAIA, A. C. N.; JACOBINA, C. B.; FREITAS, N. B. e VITORINO, M. A., Investigation of Three-Phase AC–DC–AC Multilevel Nine-Leg Converter, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 52, n. 5, p. 4156–4169, 2016.
- MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; RODRIGUEZ, J. e PEREZ, M. A., A Survey on Cascaded Multilevel Inverters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, 2010.
- MARQUARDT, R.; LESNICAR, A. e HILDINGER, J., Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen, In: *ETG Conf.*, 2002., Bad Nauheim.
- MATHEW, J.; RAJEEVAN, P. P.; MATHEW, K.; AZEEZ, N. A. e GOPAKUMAR, K., A Multilevel Inverter Scheme With Dodecagonal Voltage Space Vectors Based on Flying Capacitor Topology for Induction Motor Drives, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 28, n. 1, p. 516–525, 2013.
- MERLIN, M. M. C.; GREEN, T. C.; MITCHESON, P. D.; TRAINER, D. R.; CRITCHLEY, R.; CROOKES, W. e HASSAN, F., The Alternate Arm Converter: A New Hybrid Multilevel Converter With DC-Fault Blocking Capability, *IEEE Trans. Power Deliv.*, v. 29, n. 1, p. 310–317, 2014.
- MONDAL, G.; GOPAKUMAR, K.; TEKWANI, P. N. e LEVI, E., A Reduced-Switch-Count Five-Level Inverter With Common-Mode Voltage Elimination for an Open-End Winding Induction Motor Drive, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 54, n. 4, p. 2344–2351, 2007.
- NAMI, A.; LIANG, J.; DIJKHUIZEN, F. e DEMETRIADES, G. D., Modular Multilevel Converters for HVDC Applications: Review on Converter Cells and Functionalities, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 30, n. 1, p. 18–36, 2015.
- OKAZAKI, Y.; MATSUI, H.; HAGIWARA, M. e AKAGI, H., Research trends of modular multilevel cascade inverter (MMCI-DSCC)-based medium-voltage motor drives in a low-speed range, In: *2014 IEEE Int. Power Electron. Conf. (IPEC/ECCE Asia)*, 2014., pp. 1586–1593, IEEE, ISBN 978-1-4799-2705-0.
- OTA, J. I. Y.; SHIBANO, Y. e AKAGI, H., A Phase-Shifted PWM D-STATCOM Using

- a Modular Multilevel Cascade Converter (SSBC)—Part II: Zero-Voltage-Ride-Through Capability, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 51, n. 1, p. 289–296, 2015.
- PARK, H.-W.; PARK, S.-J.; PARK, J.-G. e KIM, C.-U., A novel high-performance voltage regulator for single-phase AC sources, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 48, n. 3, p. 554–562, 2001.
- PENG, F. Z.; LAI, J.-S.; MCKEEVER, J. W. e VANCOEVERING, J., A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 32, n. 5, p. 1130–1138, 1996.
- PEREDA, J. e DIXON, J., High-Frequency Link: A Solution for Using Only One DC Source in Asymmetric Cascaded Multilevel Inverters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 58, n. 9, p. 3884–3892, 2011.
- PEREZ, M. A.; BERNET, S.; RODRÍGUEZ, J.; KOURO, S. e LIZANA, R., Circuit Topologies, Modelling, Control Schemes and Applications of Modular Multilevel Converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 30, n. 1, p. 4–17, 2015.
- QIN, J.; SAEEDIFARD, M.; ROCKHILL, A. e ZHOU, R., Hybrid Design of Modular Multilevel Converters for HVDC Systems Based on Various Submodule Circuits, *IEEE Trans. Power Deliv.*, v. 30, n. 1, p. 385–394, 2015.
- REDDY, B. V. e SOMASEKHAR, V. T., A Dual Inverter Fed Four-Level Open-End Winding Induction Motor Drive With a Nested Rectifier-Inverter, *IEEE Trans. Ind. Informatics*, v. 9, n. 2, p. 938–946, 2013.
- ROCHA, N., *Associação em Paralelo de Conversores Estáticos com Barramento CC*, Federal University of Campina Grande (UFCG), 2010., Doctoral thesis (in portuguese).
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S. e PENG, F. Z., Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 49, n. 4, p. 724–738, 2002.
- RODRÍGUEZ, J.; FRANQUELO, L. G.; KOURO, S.; LEON, J. I.; PORTILLO, R. C.; PRATS, M. A. M. e PEREZ, M. A., Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications, *Proc. IEEE*, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, 2009.
- ROHNER, S.; BERNET, S.; HILLER, M. e SOMMER, R., Modelling, simulation and analysis of a Modular Multilevel Converter for medium voltage applications, In: *2010 IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, 2010., pp. 775–782, IEEE, ISBN 978-1-4244-5695-6.

- SAEEDIFARD, M. e IRAVANI, R., Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System, *IEEE Trans. Power Deliv.*, v. 25, n. 4, p. 2903–2912, 2010.
- DOS SANTOS, E. C., *Sistemas de Conversão Estático com Número Reduzido de Componentes*, Federal University of Campina Grande (UFCG), 2007., Doctoral thesis (in portuguese).
- SANTOS, W. R. N., *Filtros Ativos Monofásicos e Sistemas UPS com Redução de Componentes*, Federal University of Campina Grande (UFCG), 2010., Doctoral thesis.
- SIEMASZKO, D.; ANTONOPOULOS, A.; ILVES, K.; VASILADIOTIS, M.; ANGQUIST, L. e NEE, H.-P., Evaluation of control and modulation methods for modular multilevel converters, In: *2010 IEEE Int. Power Electron. Conf.*, 2010., Sapporo, pp. 746–753, IEEE, ISBN 978-1-4244-5394-8.
- DA SILVA, E. R. C.; DOS SANTOS, E. C. e JACOBINA, C. B., Pulsewidth Modulation Strategies, *IEEE Ind. Electron. Mag.*, v. 5, n. 2, p. 37–45, 2011.
- DA SILVA, I. R. F. M. P., *Estudo de Conversores Multiníveis Modulares em Cascata Dupla-Estrela Baseados em Células Chaveadas Aplicados a Sistemas de Conversão*, Federal University of Campina Grande (UFCG), 2013., Masters thesis (in portuguese).
- DA SILVA, I. R. F. M. P.; OLIVEIRA, A. C.; JACOBINA, C. B. e GEHRKE, C. S., Unidirectional rectifier based on hybrid modular multilevel cascade converter - Double-star chopper-cells, In: *COBEP'13 - 12th Brazilian Power Electron. Conf.*, 2013a., pp. 141–146, ISBN 978-1-4799-0272-9.
- DA SILVA, I. R. F. M. P.; OLIVEIRA, A. C.; JACOBINA, C. B.; GEHRKE, C. S. e MELO, V. F. M. B., Active Power Line Conditioner based on Modular Multilevel Cascade Converter - Double-Star Chopper-Cells, In: *IECON'13 - 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2013b., Vienna, Austria, pp. 8510–8515, ISBN 978-1-4799-0224-8.
- DA SILVA, I. R. F. M. P.; OLIVEIRA, A. C. e JACOBINA, C. B., Single-Phase AC-AC Double-Star Chopper-Cells (DSCC) Converter Without Common DC-Link Capacitor, In: *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2014., Pittsburgh, PA, pp. 548–555, IEEE, ISBN 978-1-4799-5776-7.
- DA SILVA, I. R. F. M. P.; JACOBINA, C. B. e OLIVEIRA, A. C., 2015a. Modular converters, In: A. M. Trzynadlowski, ed., *Power Electron. Convert. Syst. Front. Appl.*, vol. 74

- de *IET Power and Energy Series*, cap. 4, pp. 111–146, Institution of Engineering and Technology (IET), 1^o edic., ISBN 9781849198264.
- DA SILVA, I. R. F. M. P.; JACOBINA, C. B. e OLIVEIRA, A. C., Single-Phase AC–AC Double-Star Chopper Cells (DSCC) Converter Without Common DC-Link Capacitor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 51, n. 6, p. 4642–4652, 2015b.
- DA SILVA, I. R. F. M. P.; JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, A. C.; de Almeida Carlos, G. A. e CORRÊA, M. B. R., Hybrid multilevel inverter system for Open-End Winding (OEW) induction motor drive based on Double-Star Chopper-Cells (DSCC) converter, In: *2015 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 2015c., pp. 2380–2386, IEEE, ISBN 978-1-4799-6735-3.
- DA SILVA, I. R. F. M. P.; OLIVEIRA, A. C. e JACOBINA, C. B., Hybrid single-phase AC–AC Double-Star Chopper-Cells (DSCC) converters with modulation and dc-link voltage ripple improvement, In: *2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2015d., pp. 5938–5945, IEEE, ISBN 978-1-4673-7151-3.
- DA SILVA, I. R. F. M. P.; JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, A. C.; CARLOS, G. A. A. e CORRÊA, M. B. R., Hybrid Modular Multilevel DSCC Inverter for Open-End Winding Induction Motor Drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. PP, n. 99, p. 1–1, 2016.
- DA SILVA, I. R. F. M. P.; JACOBINA, C. B. e OLIVEIRA, A. C., Hybrid Single-Phase AC–AC Modular Multilevel DSCC Converters With Modulation and DC-Link Voltage Ripple Improvement, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 53, n. 1, p. 261–272, 2017.
- SIVAKUMAR, K.; DAS, A.; RAMCHAND, R.; PATEL, C. e GOPAKUMAR, K., A Hybrid Multilevel Inverter Topology for an Open-End Winding Induction-Motor Drive Using Two-Level Inverters in Series With a Capacitor-Fed H-Bridge Cell, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 57, n. 11, p. 3707–3714, 2010.
- SOLAS, E.; ABAD, G.; BARRENA, J. A.; AURTENETXEA, S.; CARCAR, A. e ZAJAC, L., Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts—Part II: Experimental Validation and Comparison for HVDC Application, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 60, n. 10, p. 4536–4545, 2013.
- SON, G. T.; LEE, H.-J.; NAM, T. S.; CHUNG, Y.-H.; LEE, U.-H.; BAEK, S.-T.; HUR, K. e PARK, J.-W., Design and Control of a Modular Multilevel HVDC Converter With

- Redundant Power Modules for Noninterruptible Energy Transfer, *IEEE Trans. Power Deliv.*, v. 27, n. 3, p. 1611–1619, 2012.
- DE SOUSA, G. J. M. e HELDWEIN, M. L., Three-phase unidirectional modular multilevel converter, In: *EPE'13 - 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2013., nº Dcc, pp. 1–10, IEEE, ISBN 978-1-4799-0116-6.
- TU, Q.; XU, Z. e XU, L., Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters, *IEEE Trans. Power Deliv.*, v. 26, n. 3, p. 2009–2017, 2011.
- WANG, F., Motor shaft voltages and bearing currents and their reduction in multilevel medium-voltage PWM voltage-source-inverter drive applications, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 36, n. 5, p. 1336–1341, 2000.
- WU, D.; WU, X.; SU, L.; YUAN, X. e XU, J., A Dual Three-Level Inverter Based Open-end Winding Induction Motor Drive with Averaged Zero-Sequence Voltage Elimination and Neutral-Point Voltage Balance, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 63, n. 8, p. 4783 – 4795, 2016.
- ZENG, R.; XU, L.; YAO, L. e WILLIAMS, B. W., Design and Operation of a Hybrid Modular Multilevel Converter, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 30, n. 3, p. 1137–1146, 2015.
- ZENG, R.; XU, L.; YAO, L. e FINNEY, S. J., Analysis and Control of Modular Multilevel Converters under Asymmetric Arm Impedance Conditions, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 63, n. 1, p. 71–81, 2016.
- ZHANG, M.; HUANG, L.; YAO, W. e LU, Z., Circulating Harmonic Current Elimination of a CPS-PWM-Based Modular Multilevel Converter With a Plug-In Repetitive Controller, *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 29, n. 4, p. 2083–2097, 2014.

A

Apêndice A

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de um protótipo experimental de baixa escala desenvolvido para testes em laboratório, conforme ilustrado na Figura A.1. Em suma, o protótipo é constituído por 16 por chaves de potência do tipo IGBT (SKM50GB123D), 16 *drivers* (SKHI 22B R), 16 capacitores eletrolíticos de 450 V/4,7 mF, 20 sensores de tensão (LV 20-P), 12 sensores de corrente (LTS 15-NP) e 1 processador digital de sinais (*digital signal processor*) (DSP) (TMS320F28335). Além disso, a fonte de alimentação primária é desempenhada via um variador de tensão — varivolt — de 14,55 kVA. Em função dos limites de potência de alguns elementos passivos e do protótipo, pode-se realizar experimentos trifásicos até 10 kVA e 380 V em 60 Hz. Para gerenciar os 32 sensores via os 16 canais analógico-digitais (ADs) do DSP bem como os padrões de pulso PWM gerados pelos periféricos do DSP, implementou-se um esquema de demultiplexação e multiplexação dos sinais medidos e de gatilhos, respectivamente. Por último, todos os valores de nível de THD apresentados nesta seção foram obtidos a partir do osciloscópio digital Tektronix TPS2024, enquanto as curvas experimentais foram obtidas pelo osciloscópio digital Agilent DSO7034A. Nos experimentos do sistema modular de conversão CA-CC-CA monofásica, a carga não-linear foi emulada pela carga CA programável de 3 kW (série 3091LD da California Instruments), ilustrada na Figura A.2(a). Nos experimentos do sistema híbrido-modular, o acionamento do MIT OEW foi realizado conforme a configuração experimental ilustrada na Figura A.2(b).

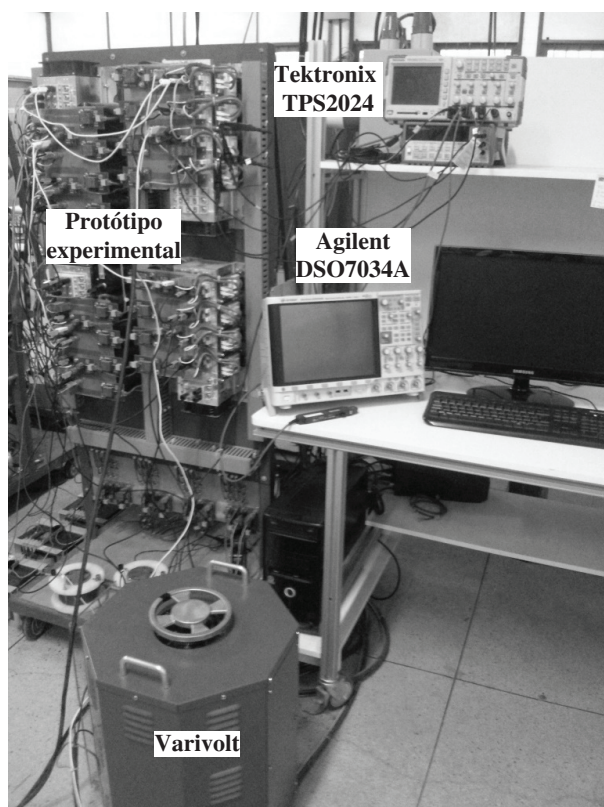
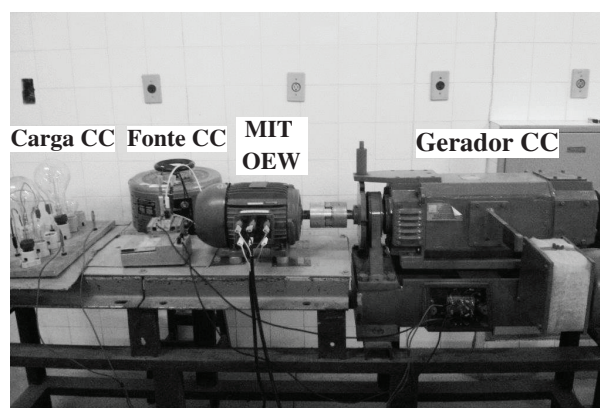


Figura A.1: Fotografia do protótipo utilizado nos experimentos dos sistemas propostos.



(a)



(b)

Figura A.2: Fotografia da (a) carga CA programável de 3 kW utilizada nos experimentos dos conversores CA-CC-CA monofásicos e da (b) configuração experimental para o acionamento da máquina OEW.