

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

Antonio Carlos Duarte Ricciotti

MODULAÇÃO DESCONTÍNUA PARA CONVERSORES
COM PERNAS EM PARALELO MAGNETICAMENTE
ACOPLADAS

Santa Maria, RS, Brasil
2017

Antonio Carlos Duarte Ricciotti

**MODULAÇÃO DESCONTÍNUA PARA CONVERSORES COM PERNAS
EM PARALELO MAGNETICAMENTE ACOPLADAS**

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

Orientador: Prof. Ph.D. Humberto Pinheiro
Coorientadora: Profa. Dra. Fernanda de Moraes Carnielutti

Santa Maria, RS, Brasil
2017

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

Ricciotti, Antonio Carlos Duarte

Modulação Descontínua para Conversores com Pernas em Paralelo Magneticamente Acopladas / Antonio Carlos Duarte Ricciotti - 2017

201 p.; 30 cm

Orientador: Humberto Pinheiro

Coorientador: Fernanda de Moraes Carnielutti

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. Modulação Descontínua com Portadora 2. Conversores *Interleaved* 3. Controle de Corrente Circulante 4. Pernas em Paralelo I. Pinheiro, Humberto II. Carnielutti, Fernanda de Moraes III. Título.

© 2017

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

Endereço: Rua Glauber Rocha, Nº 4640, Bairro Rio Madeira, Porto Velho, RO, Brasil, CEP: 76821-484;

Fone: (69) 4141-0016; Celular: (69) 98167-1717;

Endereço Eletrônico: acdricciotti@gmail.com.

Antonio Carlos Duarte Ricciotti

**MODULAÇÃO DESCONTÍNUA PARA CONVERSORES COM PERNAS
EM PARALELO MAGNETICAMENTE ACOPLADAS**

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

Aprovado em 10 de Março de 2017:

Humberto Pinheiro, Ph.D. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)

Fernanda de Moraes Carnielutti, Dra. (UFSM-Cachoeira do Sul)
(Coorientadora)

Carlos Alberto Tenório de Carvalho Júnior, Dr. (UNIR)



Felipe Bovolini Grigoletto, Dr. (UNIPAMPA)

Felix Alberto Farret, Ph.D. (UFSM)

José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)

**Santa Maria, RS, Brasil
2017**

DEDICATÓRIA

A minha esposa Viviane e aos meus filhos Júlia Vitória, Gabriel Lucas e Pedro Lucas (*in memoriam*) por sempre me amarem, por sempre apoiarem e por sempre acreditarem em mim.

AGRADECIMENTOS

Ao Grande Arquiteto Do Universo que sempre me guarda nos dias bons e maus, que me livra do laço do passarinho e com seu carinho e misericórdia me ajuda a desbastar a pedra bruta.

Meu sincero agradecimento ao professor Humberto Pinheiro, pela sua esplêndida orientação com compreensão e confiança, compartilhando suas ideias, críticas, reflexões e principalmente seu conhecimento que contribuiu de forma ativa aos estudos propostos.

À professora Fernanda de Moraes Carnielutti, por sua dedicação, conselhos e observações.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e principalmente a coordenação do PPGEE por propiciar a oportunidade de acesso ao curso de pós-graduação de alta qualidade. Agradecimento aos professores José Renes Pinheiro, Fabio Ecke Bisogno, Cassiano Rech, Robison Figueiredo de Camargo, Luciano Schuch, Leandro Michels, Vinícius Foletto Montagner, Ghendy Cardoso Junior, Felix Alberto Farret que compartilharam seus conhecimentos e experiências ao longo do curso.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle por fornecer um ambiente e recursos de trabalho que foram essenciais ao desenvolvimento desta tese.

Aos colegas do GEPOC, pelo companheirismo, auxílio técnico e troca de conhecimento imprescindível para a conclusão desta tese.

À Universidade Federal de Rondônia, aos Professores, Júlio Sancho Linhares Militão, Carlos Alberto Tenório de Carvalho Júnior e todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica - Núcleo de Tecnologia - UNIR.

Ao Grupo de Pesquisa em Tecnologia e Inovação (GPTI) por permitir desenvolver ainda mais os conhecimentos para este trabalho.

À TERMONORTE.

À minha esposa e meus filhos pelo amor, apoio, carinho, compreensão e auxílio, principalmente nas estendidas horas de estudo.

*“ -Acabou o combustível. Já tentei tudo.
Sempre há uma saída.
-Já tentei tudo.
Tentou os propulsores de pouso?
-São para pouso.
Pousar é lançar. Não aprendeu no treinamento?
-Não consegui pousar o simulador. Já falei. Mas você sabe como é. Falhei todas as vezes.
Quer voltar ou ficar aqui?
Eu sei, é bacana aqui em cima.
Você pode desligar todos os sistemas. Desligar todas as luzes.
Fechar os olhos e esquecer de tudo. Ninguém pode machucar você aqui. É seguro.
Por que seguir em frente?
Por que viver?
**Seu filho morreu (Pedro in memoriam). Não há nada pior que isso.
Mas a questão é o que vai fazer agora.
Se decidir voltar para a Terra, vá em frente.
Relaxe e aproveite a viagem.
Coloque os pés no chão e comece a viver. ”***

**Gravity (Warner Bros.) -
Legenda em português de
Nícolas e IgoPH da Equipe
InSUBs (2013)**

RESUMO

MODULAÇÃO DESCONTÍNUA PARA CONVERSORES COM PERNAS EM PARALELO MAGNETICAMENTE ACOPLADAS

AUTOR: ANTONIO CARLOS DUARTE RICCIOTTI

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

COORIENTADORA: FERNANDA DE MORAIS CARNIELUTTI

Com o objetivo de contribuir para estratégias de modulação em conversores com pernas paralelas acopladas magneticamente, foi desenvolvida uma nova estratégia de modulação descontínua com portadora para esta classe de conversores. Para esclarecer os pontos fortes e limitações da modulação proposta, foi estruturada uma análise entre a modulação descontínua e a modulação por deslocamento de fase com abordagem geométrica. Para tanto, a tensão de linha de saída equivalente sintetizada de vários níveis, as correntes circulantes entre as pernas paralelas do conversor e as THDs das tensões e correntes são investigadas e comparadas em detalhes. Primeiramente, são apresentados os detalhes da modulação geométrica para conversores com pernas paralelas. Em seguida, é apresentado o desenvolvimento de modulação descontínua com portadora por máquinas de estados. A modulação proposta apresenta bons resultados quando comparada com a estratégia de modulação por deslocamento de fase com portadora em conversores *interleaved*. Resultados de simulação e experimentais demonstram que a estratégia de modulação proposta apresenta as seguintes características: (i) Possibilidade de limitação da corrente circulante; (ii) Reduzida THD da corrente de saída, sem comprometer a sua implementação; (iii) Reduzida THD de tensão de linha de saída; (iv) Redução do esforço de comutação dos interruptores; (v) Facilidade de implementação.

Palavras-chave: Modulação Descontínua com Portadora, Conversores *Interleaved*, Controle de Corrente Circulante, Modulação de Conversores, Pernas em Paralelo.

ABSTRACT

DISCONTINUOUS MODULATION FOR CONVERTER WITH PARALLEL LEGS MAGNETICALLY COUPLED

AUTHOR: ANTONIO CARLOS DUARTE RICCIOTTI
ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO
COADVISOR: FERNANDA DE MORAIS CARNIELUTTI

Aiming to contribute to modulation strategies for converters with magnetically coupled parallel legs, a new strategy of discontinuous carrier modulation is developed for this class of converters. To clarify the strong points and limitations of the proposed modulation, an analysis between the discontinuous modulation and the phase shift carrier modulation with geometric approach is presented. Therefore, the synthesized multilevel equivalent output line voltage, the circulating currents between the parallel legs of the converter and the voltage and current THDs are investigated and compared in detail. First, the details of the geometric modulation for converters with parallel legs are presented. Next, the development of discontinuous carrier modulation by state machines is presented. The proposed modulation shows good results when compared to the phase shift carrier modulation strategy for interleaved converters. Experimental and simulation results show characteristics such as: (i) Limitation of circulating current; (ii) Reduction of THD of the output current; (iii) Reduction of current in switches; (iv) Reduction in the stress of the switching of switches; (v) Ease implementation are achieved by this modulation strategy.

Keywords: Discontinuous Carrier Modulation, Interleaved Converter, Circulating Current Control, Converter Modulation, Parallel Legs.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Capacidade global acumulada de potência eólica em Gigawatts.	32
Figura 1.2	– Evolução das turbinas eólicas de 1980 até 2018.	33
Figura 1.3	– Cenário de topologias de conversão de potência para sistemas eólicos.	33
Figura 1.4	– Conversão eólica e demanda de potência.	34
Figura 1.5	– Exemplo de conversores em paralelo aplicado a turbinas eólicas com conversor pleno.	35
Figura 1.6	– Conversor com pernas em paralelo conectado à rede.	36
Figura 1.7	– Exemplo de um conversor aplicado ao conceito de gerador de indução duplamente alimentado (DFIG).	37
Figura 1.8	– Exemplo de um conversor aplicado a aerogeradores com o conceito de conversor pleno.	37
Figura 1.9	– Conversor com interruptores em paralelo.	38
Figura 1.10	– Exemplo de conversores em paralelo aplicados à aerogeradores com uma corrente circulante.	39
Figura 1.11	– Exemplo de conversores em paralelo aplicados a aerogeradores com duas correntes circulantes.	39
Figura 1.12	– Exemplo de conversor em paralelo aplicado a aerogeradores utilizando gerador com múltiplos enrolamentos separados galvanicamente.	40
Figura 1.13	– Arranjo de conversores em paralelo ligados em um barramento CC comum.	41
Figura 1.14	– Princípio de modulação genérica.	47
Figura 1.15	– Compensação da banda de transmissão no esquema de modulação PD.	48
Figura 2.1	– Inversor de meia ponte com modulação PWM.	51
Figura 2.2	– Circuito comparador utilizado para gerar a modulação PWM com abordagem geométrica em Inversor de meia ponte.	52
Figura 2.3	– Inversor com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas. ...	54
Figura 2.4	– Inversor monofásico com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas.	58
Figura 2.5	– Resultados de simulação do conversor com duas pernas em paralelo acopladas magneticamente: a) Tensão de saída equivalente multinível entre as pernas a e b ; b) Tensão de modo comum; c) Tensão entre as pernas a_1 e a_2 da fase a ; d) Correntes da fase a (i_t , i_{a1} e i_{a2}) e e) Corrente de magnetização do indutor de acoplamento na fase a	59
Figura 2.6	– Destaque da simulação das correntes da fase a (i_t , i_{a1} e i_{a2}) do conversor com duas pernas em paralelo.	60
Figura 2.7	– Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com duas pernas magneticamente acopladas com modulação PSPWM com abordagem geométrica.	61
Figura 2.8	– Inversor monofásico com três pernas em paralelo magneticamente acoplada.	62
Figura 2.9	– Resultados de simulação do conversor com três pernas magneticamente acopladas: a) Tensão equivalente entre as pernas a e b ; b) Tensão de modo comum; c) Tensão entre as pernas em paralelo a_1 e a_2 magneticamente acopladas; d) Correntes (total, i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) e e) Corrente de magnetização do indutor de acoplamento.	63
Figura 2.10	– Destaque da simulação das correntes da fase a (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) do conversor com três pernas em paralelo.	64

Figura 2.11 – Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com três pernas magneticamente acopladas com modulação geométrica.	65
Figura 2.12 – Inversor com quatro pernas em paralelo magneticamente acopladas utilizando modulação PWM e abordagem geométrica.	66
Figura 2.13 – Resultados de simulação do conversor com quatro pernas magneticamente acopladas: a) Tensão equivalente entre as pernas paralelas a e b ; b) Tensão de modo comum; c) Tensão entre as pernas paralelas v_{ag1} e v_{vag2} magneticamente acopladas da fase a ; d) Correntes (total, i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} e i_{a4}) e 3) Corrente de magnetização do indutor de acoplamento.	67
Figura 2.14 – Destaque da simulação das correntes da fase a (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) do conversor com três pernas em paralelo.	68
Figura 2.15 – Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com quatro pernas magneticamente acopladas com modulação geométrica.	69
Figura 2.16 – Inversor com três pernas em paralelo magneticamente acopladas utilizando modulação PWM com abordagem geométrica.	70
Figura 2.17 – Resultados de simulação do conversor com três pernas magneticamente acopladas: a) Tensão equivalente entre as pernas a e b ; b) Tensão de modo comum; c) Tensão entre as pernas em paralelos a_1 e a_2 magneticamente acopladas; d) Correntes (total, i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) e e) Corrente de magnetização do indutor de acoplamento.	72
Figura 2.18 – Destaque da simulação das correntes da fase a (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) do conversor com três pernas em paralelo.	73
Figura 2.19 – Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com três pernas magneticamente acopladas com modulação geométrica.	74
Figura 3.1 – Representação de uma fase do conversor trifásico com três pernas acopladas magneticamente.	76
Figura 3.2 – Circuitos equivalentes da fase a do conversor trifásico com três pernas acopladas magneticamente: (a) Circuito da tensão de saída equivalente da fase a ; (b) Circuito da corrente circulante i_{c1} da fase a e (c) Circuito da corrente circulante i_{c2} da fase a	76
Figura 3.3 – Setores no plano v_{c1} x v_{c2} associados aos máximos e mínimos do conjunto de funções f_1 , f_2 e f_3	78
Figura 3.4 – Máquina de estados válida para $\frac{1}{3} \leq v_{a_eq} \leq \frac{2}{3}$. Estados possíveis são de 1 até 6.	81
Figura 3.5 – Formas de onda referentes aos setores de 1 até 6.	81
Figura 3.6 – Diagrama do plano v_{c1} e v_{c2} para estados válidos para $\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1$. Estados de 7 até 9.	83
Figura 3.7 – Máquina de estados válida para o intervalo de $\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1$. Estados de 7 até 9.	84
Figura 3.8 – Diagrama do plano v_{c1} e v_{c2} para estados válidos para $0 \leq v_{a_eq} \leq \frac{1}{3}$. Estados de 10 até 12.	85
Figura 3.9 – Máquina de estados válida para o intervalo de $0 \leq v_{a_eq} \leq \frac{1}{3}$. Estados de 10 até 12.	86
Figura 3.10 – Sinais modulantes, portadoras e interrupções. (a) Detalhe do sinal modulante descontínuo da perna 1 da fase a (v_{ag1}) e da portadora da região; (b) Sinal modulante descontínuo da perna 1 da fase a (V_{ag1}) com a portadora; (c) interrupções <i>underflow</i> e <i>period match</i> ..	87

Figura 3.11 – Formas de onda da região 1: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	89
Figura 3.12 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na região 1, evidenciando os instantes das interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	90
Figura 3.13 – Formas de onda da região 2 com v_{a_eq} próximo de $\frac{1}{3}$: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	91
Figura 3.14 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na região 2, para v_{a_eq} próximo de $\frac{1}{3}$, evidenciando os instantes das interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	92
Figura 3.15 – Formas de onda da região 2 com v_{a_eq} próximo de $\frac{2}{3}$: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	93
Figura 3.16 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na região 2, para v_{a_eq} próximo de $\frac{2}{3}$, evidenciando os instantes das interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	94
Figura 3.17 – Formas de onda da região 3: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	95
Figura 3.18 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na região 3 evidenciando os instantes das interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	96
Figura 3.19 – Formas de onda da transição entre as regiões 2 e 1: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	98
Figura 3.20 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na transição entre as regiões 2 e 1, evidenciando os instantes das interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	99

Figura 3.21 – Formas de onda da transição entre as regiões 3 e 2: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.;(d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) <i>period match</i> e <i>underflow</i>	100
Figura 3.22 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na transição entre as regiões 3 e 2, evidenciando os instantes das interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	101
Figura 3.23 – Análise dos estados na transição entre as regiões 2 e 3: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) <i>period match</i> e <i>underflow</i>	102
Figura 3.24 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na transição entre as regiões 2 e 3, evidenciando os instantes das interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	103
Figura 3.25 – Formas de onda na transição entre as regiões 1 e 2: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) <i>period match</i> e <i>underflow</i>	104
Figura 3.26 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na transição entre as regiões 1 e 2, evidenciando os instantes das interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i>	105
Figura 3.27 – Formas de onda na transição entre as regiões 2 e 3: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Portadora e sinais modulantes da fase <i>a</i> ; (d) Interrupções de <i>period match</i> e <i>underflow</i> e das comutações na transição de setores.	106
Figura 3.28 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 1 e 2 na interrupção de <i>period match</i> na transição da região 2 para 3.	108
Figura 3.29 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 3 e 4 na interrupção de <i>period match</i> na transição da região 2 para 3.	108
Figura 3.30 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 5 e 6 na interrupção de <i>period match</i> na transição da região 2 para 3.	109
Figura 3.31 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 1 e 6 na interrupção de <i>underflow</i> na transição da região 2 para 3.	109
Figura 3.32 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 2 e 3 na interrupção de <i>underflow</i> na transição da região 2 para 3.	110
Figura 3.33 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 4 e 4 na interrupção de <i>underflow</i> na transição da região 2 para 3.	110
Figura 3.34 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 7 na interrupção de <i>period match</i> na transição da região 3 para 2.	111
Figura 3.35 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 7 na interrupção de <i>underflow</i> na transição da região 3 para 2.	111
Figura 3.36 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 8 na interrupção de <i>period match</i> na transição da região 3 para 2.	112
Figura 3.37 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 8 na interrupção de <i>underflow</i> na transição da região 3 para 2.	112
Figura 3.38 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 9 na interrupção de <i>period match</i> na transição da região 3 para 2.	113

Figura 3.39 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 9 na interrupção de <i>underflow</i> na transição da região 3 para 2.	113
Figura 3.40 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 10 na interrupção de <i>period match</i> na transição da região 1 para 2.	114
Figura 3.41 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 10 na interrupção de <i>underflow</i> na transição da região 1 para 2.	114
Figura 3.42 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 11 na interrupção de <i>period match</i> na transição da região 1 para 2.	115
Figura 3.43 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 11 na interrupção de <i>underflow</i> na transição da região 1 para 2.	115
Figura 3.44 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 12 na interrupção de <i>period match</i> na transição da região 1 para 2.	116
Figura 3.45 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 12 na interrupção de <i>underflow</i> na transição da região 1 para 2.	116
Figura 3.46 – Diagrama do circuito do conversor simulado com três pernas em paralelo magneticamente acopladas.	131
Figura 3.47 – Resultados de simulação do conversor trifásico com três pernas magneticamente acopladas: a) Tensão equivalente entre as pernas <i>a</i> e <i>b</i> ; b) Tensão de modo comum; c) Sinal PWM nas pernas em paralelo magneticamente acopladas da fase "a", indicadas por v_{ag1} , v_{ag2} e v_{ag3} ; d) Corrente total e as correntes de cada perna em paralelo (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}).	132
Figura 3.48 – Pulsos PWM da fase "a" do conversor trifásico com três perna em paralelo acopladas magneticamente.	133
Figura 3.49 – Detalhe da corrente total e das correntes de cada perna em paralelo (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}).	134
Figura 3.50 – Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com três pernas magneticamente acopladas com modulação descontínua.	135
Figura 4.1 – Ambiente de simulação em tempo real HIL.	137
Figura 4.2 – Hardware-in-the-Loop industrial da Typhoon, HIL402.	138
Figura 4.3 – Placa de interface para microrredes, a <i>HIL DSP Interface for microgrid</i>	138
Figura 4.4 – Inversor com três pernas em paralelo magneticamente acopladas. ...	139
Figura 4.5 – Formas de onda da tensão de linha de saída sintetizada equivalente em multinível, v_{abeq} , e do respectivo espectro harmônico de frequência para o conversor trifásico com três pernas em paralelo acoplado magneticamente.	140
Figura 4.6 – Forma de onda das correntes nas pernas da fase "a" bem como a corrente total e seu espectro harmônico de frequências.	141
Figura 4.7 – Forma de onda da tensão diferencial v_{a12} entre as pernas <i>a1</i> e <i>a2</i> da fase "a" do conversor.	142
Figura 4.8 – Formas de onda das correntes circulantes sem controle de corrente entre as pernas <i>a1</i> e <i>a2</i> da fase "a" do conversor.	143
Figura 4.9 – Forma de onda da corrente circulante nos indutores de acoplamento L_{a1} e L_{a2} , nas pernas da fase "a" do conversor.	144
Figura 4.10 – Forma de onda da tensão de modo comum v_{on} as pernas da fase "a" do conversor.	145
Figura 4.11 – Formas de onda da corrente circulante e da tensão de linha v_{abeq} , onde o indutor de acoplamento L_{a2} tem seu valor alterado para 250 μH	146

Figura 4.12 – Formas de onda da corrente circulante, das correntes da fase "a" e da tensão de linha v_{abeq} sem a aplicação do controle da corrente circulante.	147
Figura 4.13 – Formas de onda da corrente circulante, das correntes da fase "a" e da tensão de linha v_{abeq} com a aplicação do controle da corrente circulante.	148
Figura 4.14 – Forma de onda da tensão de linha de saída sintetizada equivalente multinível, v_{abeq}	149
Figura 4.15 – Forma de onda das correntes nos indutores de acoplamento i_{a1} , i_{a2} e i_{a3} , nas pernas da fase "a" do conversor e a corrente total i_a	150
Figura 4.16 – Forma de onda dos pulsos PWM as pernas da fase "a" do conversor.	151
Figura 4.17 – Forma de onda da tensão v_{a12} entre as pernas $a1$ e $a2$ da fase "a" do conversor.	152
Figura 4.18 – Formas de onda das tensões v_{a12} e v_{a23} entre as pernas $a1$ e $a2$, e $a2$ e $a3$ da fase "a" do conversor.	153
Figura 4.19 – Forma de onda da correntes circulantes nos indutores de acoplamento ($i_{a1} - i_{a2}$) e ($i_{a2} - i_{a3}$) nas pernas da fase "a" do conversor.	154
Figura A.1 – (a) Diagrama com dois indutores acoplados. (b) Circuito magnético equivalente.	170
Figura A.2 – Diagrama com 3 indutores acoplados.	171
Figura A.3 – Circuito magnético equivalente com 3 indutores acoplados.	172
Figura A.4 – Circuito magnético equivalente com 3 indutores acoplados.	172
Figura A.5 – Diagrama com mp indutores acoplados.	173
Figura A.6 – Diagrama com mp indutores acoplados.	174
Figura A.7 – (a) Diagrama com dois indutores acoplados. (b) Circuito magnético com dois indutores acoplados.	175
Figura A.8 – Diagrama com 3 indutores acoplados.	177
Figura A.9 – Circuito magnético equivalente com 3 indutores acoplados.	177
Figura A.10– Diagrama com 4 indutores acoplados.	178
Figura A.11– Diagrama com 4 indutores acoplados.	179
Figura A.12– Diagrama com 6 indutores acoplados ligados por 3 fases.	180
Figura A.13– Circuito Magnético com 6 indutores acoplados simplificado para 3 fases.	180
Figura A.14– Diagrama com 6 indutores acoplados sendo 2 a 2 pareados.	181
Figura A.15– Circuito magnético equivalente com 3 indutores acoplados que simplifica os 6 indutores 2 a 2 pareados.	181
Figura B.1 – Diagrama do circuito do conversor simulado com três pernas em paralelo magneticamente acopladas.	183
Figura B.2 – Circuito equivalente trifásico com pernas em paralelo magneticamente acopladas.	191
Figura B.3 – Circuito equivalente trifásico das tensões diferenciais com pernas em paralelo magneticamente acopladas.	192
Figura C.1 – Sinal PWM natural de portadora triangular.	195

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	– Modos de operação em função das tensões v_{c1} e v_{c2} válida para $\frac{1}{3} \leq v_{a_eq} \leq \frac{2}{3}$	80
Tabela 3.2	– Modos de operação em função das tensões das correntes circulantes v_{c1} e v_{c2} válida para $\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1$	82
Tabela 3.3	– Modos de operação em função das tensões v_{c1} e v_{c2} válida para $0 \leq v_{a_eq} \leq \frac{1}{3}$	85
Tabela 3.4	– Estados de condução em função das tensões v_{c1} e v_{c2} válida para $0 \leq v_{a_eq} \leq 1$	97
Tabela 3.5	– Estados de condução em função das correntes circulantes i_{c1} e i_{c2} válida para $0 \leq v_{a_eq} \leq 1$. Onde o símbolo \blacktriangle significa o aumento da corrente circulante, \blacktriangledown significa a redução da corrente circulante e $=$ significa a manutenção da corrente circulante no mesmo valor.	107

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada (<i>Alternate Current</i>)
CC	Corrente Contínua
CPPMA	Conversores com Pernas em Paralelo magneticamente acopladas
CSI	Inversor por Fonte de Corrente (<i>Current Source Inverter</i>)
DFIG	Gerador de Indução Duplamente Alimentado (<i>Doubly Fed Induction Generator</i>)
DPWM	Modulação Descontínua com Portadora (<i>Discontinuous Pulse Width Modulation</i>)
DSP	Processador Digital de Sinal (<i>Digital Signal Processor</i>)
FPGA	Arranjo de Portas Programável em Campo (<i>Field Programmable Gate Array</i>)
HERIC	Conceito de Inversor Altamente Eficiente e Confiável (<i>High Efficient and Reliable Inverter Concept</i>)
LKC	Lei de Kirchhoff das Correntes
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal - Óxido - Semicondutor (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MPPT	Máximo Ponto de Potência (<i>Maximum Power Point Tracker</i>)
NTV	Três Vetores mais Próximos (<i>Nearest Three Vectors</i>)
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PD	Modulação por Disposição de Fase (<i>Phase Disposition Modulation</i>)
POD	Modulação por Disposição de Fase Oposta (<i>Phase Opposite Disposition Modulation</i>)
PSPWM	Modulação por Deslocamento de Fase (<i>Phase Shift Modulation</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SiC	Carbeto de Silício (<i>Silicom Carbide</i>)
SVM	Modulação por Vetores Espaciais (<i>Space Vector Modulation</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
VSI	Inversor por Fonte de Tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)
Vrms	Tensão eficaz ou Tensão média quadrática (<i>Root-Mean-Square Voltage</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta\theta_c$	Variação da Defasagem das Portadoras (rad)
ω_0	Frequência Fundamental (rad/s)
ω_c	Frequência da Portadora (rad/s)
θ_0	Defasagem da Onda Fundamental (rad)
θ_c	Defasagem da Onda da Portadora (rad)
a, b, c	Identificadores das Fases das Pernas do Conversor Trifásico
f_1, f_2, f_3	Funções Relacionando as Tensões Circulantes nas Pernas do Conversor
f_0	Frequência Fundamental (HZ)
f_c	Frequência da Portadora (Hz)
F_c	Transformação Linear das Tensões de Equilíbrio das Correntes
F_{veq}	Transformação Linear das Tensões de Linha Equivalente da Saída do Conversor
i_{a1}	Corrente da Perna da Fase a do Primeiro Conversor (A)
i_{a2}	Corrente da Perna da Fase a do Segundo Conversor (A)
i_{a3}	Corrente da Perna da Fase a do Terceiro Conversor (A)
i_{a4}	Corrente da Perna da Fase a do Quarto Conversor (A)
i_{cX}	Corrente Circulante em uma Perna X (A)
i_t	Corrente Total na Fase a (A)
mp	Número de Pernas em Paralelo
m_a	Índice de Modulação
$v_{a_{eq}}$	Tensão de Saída Equivalente da Fase a do Conversor com Três pernas em Paralelo Acopladas Magneticamente (V)
v_{a12}	Tensão entre as Pernas 1 e 2 da Fase a do Conversor (V)
v_{a23}	Tensão entre as Pernas 2 e 3 da Fase a do Conversor (V)
v_{a34}	Tensão entre as Pernas 3 e 4 da Fase a do Conversor (V)
v_{ag}^*	Tensão do Sinal Modulante (V)
v_{ag1}	Tensão da Perna da Fase a do Primeiro Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{ag2}	Tensão da Perna da Fase a do Segundo Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{ag3}	Tensão da Perna da Fase a do Terceiro Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{ag4}	Tensão da perna da fase a do Quarto Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{abeq}	Tensão de Saída de Linha Sintetizada Equivalente à multinível do Conversor (V)
v_{bg1}	Tensão da Perna da Fase b do Primeiro Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{bg2}	Tensão da Perna da Fase b do Segundo Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)

LISTA DE SÍMBOLOS

v_{bg3}	Tensão da Perna da Fase b do Terceiro Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{bg4}	Tensão da Perna da Fase b do Quarto Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{c1}	Tensão Circulante da Fase a entre as Pernas do Primeiro e do Segundo Conversor (V)
v_{c2}	Tensão Circulante da Fase a entre as Pernas do Segundo e do Terceiro Conversor (V)
v_{cg1}	Tensão da Perna da Fase c do Primeiro Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{cg2}	Tensão da Perna da Fase c do Segundo Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{cg3}	Tensão da Perna da Fase c do Terceiro Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_{cg4}	Tensão da Perna da Fase c do Quarto Conversor em relação ao negativo do barramento CC (V)
v_o	Tensão de Saída do Conversor de Modo Comum (V)
v_{ref}	Tensão do Sinal Modulante (V)
v_{S_x}	Tensão do Sinal PWM de acionamento do IGBT $_x$ (V)
v_{trig}	Tensão da Portadora (V)
x	Variável independente X
y	Variável independente Y

LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – CONJUNTO CONSTRUTIVO DOS INDUTORES DE ACOPLAMENTO	169
Apêndice B – MODELAGEM INVERSOR TRIFÁSICO COM TRÊS PERNAS EM PARALELO	183
Apêndice C – INTEGRAL DUPLA DE FOURIER	193

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	31
1.1 INTRODUÇÃO GERAL	31
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	37
1.3 OBJETIVO	49
1.4 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	49
1.5 ORGANIZAÇÃO DA TESE	49
2 MODULAÇÃO GEOMÉTRICA COM PORTADORA PARA CONVERSORES COM PERNAS EM PARALELO	51
2.1 INTRODUÇÃO	51
2.2 CANCELAMENTO DE HARMÔNICAS EM CONVERSORES COM PERNAS EM PA- RALELO UTILIZANDO MODULAÇÃO PSPWM COM ABORDAGEM GEOMÉ- TRICA	53
2.2.1 Cancelamento de harmônicas em conversores monofásicos com 2 pernas em paralelo magneticamente acopladas	57
2.2.2 Cancelamento de harmônicas em conversores monofásicos com 3 pernas em paralelo magneticamente acopladas	61
2.2.3 Cancelamento de harmônicas em conversores monofásicos com 4 pernas em paralelo magneticamente acopladas	65
2.3 SIMULAÇÃO DO CANCELAMENTO DE HARMÔNICAS EM CONVERSOR TRIFÁSICO COM 3 PERNAS EM PARALELO MAGNETICAMENTE ACOPLADAS	69
2.4 CONCLUSÃO	74
3 MODULAÇÃO DESCONTÍNUA COM PORTADORA PARA CONVERSOR COM PERNAS EM PARALELO	75
3.1 INTRODUÇÃO	75
3.2 MODULAÇÃO DESCONTÍNUA COM PORTADORA	75
3.3 TRANSFERÊNCIA ENTRE SETORES DE REGIÕES DIFERENTES	88
3.4 MAPA DA TRAJETÓRIA DOS VETORES DAS CORRENTES CIRCULANTES NO ESPAÇO DAS CORRENTES CIRCULANTES	106
3.5 CONTROLE DAS CORRENTES CIRCULANTES	117
3.5.1 Controle da Corrente Circulante para a região 1	117
3.5.2 Controle da Corrente Circulante para a região 2 e Estados 1, 2, 3, 4, 5 e 6	120
3.5.3 Controle da Corrente Circulante para a região 3	126
3.5.4 Implementação	130
3.6 SIMULAÇÃO	130
3.7 CONCLUSÃO	135
4 ANÁLISE E RESULTADOS DAS MODULAÇÕES PRO- POSTAS	137

4.1 INTRODUÇÃO	137
4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA MODULAÇÃO PSPWM	139
4.3 RESULTADOS EM TEMPO REAL DO CONVERSOR TRIFÁSICO COM 3 PER- NAS EM PARALELO MAGNETICAMENTE ACOPLADAS UTILIZANDO MODULAÇÃO DPWM	148
4.4 CONCLUSÃO	154
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	155
5.1 CONCLUSÃO	155
5.1.1 Propostas de Investigações Futuras	156
5.1.2 Artigos em Congresso	156
5.1.3 Artigo em Revista	157
REFERÊNCIAS	159
APÊNDICES	167

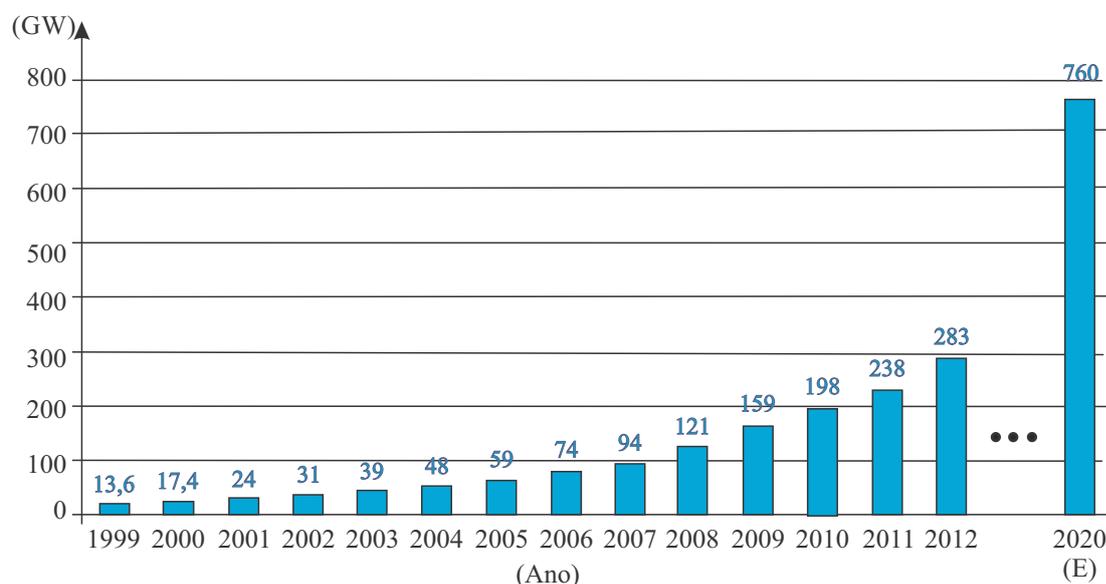
1 INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

Nas últimas décadas a popularização dos sistemas de geração distribuída vem ampliando exponencialmente. Tal fato apoia-se na utilização de fontes de energias renováveis, por exemplo, fontes oriundas de biomassa, solar, eólica, entre outras, e têm como uma das principais características o baixo impacto ao meio ambiente (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUES, 2011). Este crescimento também é impulsionado por outros fatores. Em linhas gerais, estes fatores relacionam-se ao amadurecimento das tecnologias associadas aos conversores, em que pode ser citado: (i) Novas topologias de conversores dedicados à integração de fontes renováveis à rede elétrica, por exemplo, Conceito de Inversor Altamente Eficiente e Confiável (HERIC) que interliga o conversor à rede sem necessidade de transformador; (ii) Novas gerações de dispositivos semicondutores que apresentam maior eficiência, suporte à grandes correntes, maior frequência de comutação, entre outras características, por exemplo, diodos e transistores de efeito de campo metal - óxido - semicondutor (MOSFET), diodos e IGBTs de carbeto de silício (SIC); (iii) Avanços nos processadores digitais de sinais (DSPs) que permitem o controle e supervisão dos conversores de potência (FRANQUELO; LEON; DOMINGUEZ, 2010) e (KOURO et al., 2010), e conseqüentemente, a expansão dos sistemas de geração distribuída está intrinsecamente ligada com o avanço das tecnologias empregadas nos conversores de potência, que permitem interconexões flexíveis e eficientes entre as diferentes plantas de geração renovável, por exemplo, geração eólica, e o sistema elétrico de potência.

A Figura 1.1 exibe o crescimento exponencial da capacidade instalada de potência eólica mundial em GW. Por outro lado, a operação em baixa tensão é uma característica usual dos aerogeradores. Isto se deve ao fato que no início da operação dos aerogeradores, na década de 80, as turbinas eólicas operarem em baixa potência. Assim, as tensões trifásicas de saída geralmente são de 400 Vrms ou de 690 Vrms. Atualmente, a potência dos aerogeradores está na ordem de 2 MW até 6 MW (comercial), sendo que a potência estimada para 2018 alcançará a faixa dos 10 MW (CARRASCO et al., 2006), (LISERRE et al., 2011), (BLAABJERG; MA, 2013) e (GOHIL et al., 2016b). Sendo assim, altas potências e baixa tensão implicam em altas correntes que devem ser processadas pelos conversores que realizam a interligação da fonte de energia à rede.

Figura 1.1 – Capacidade global acumulada de potência eólica em Gigawatts.

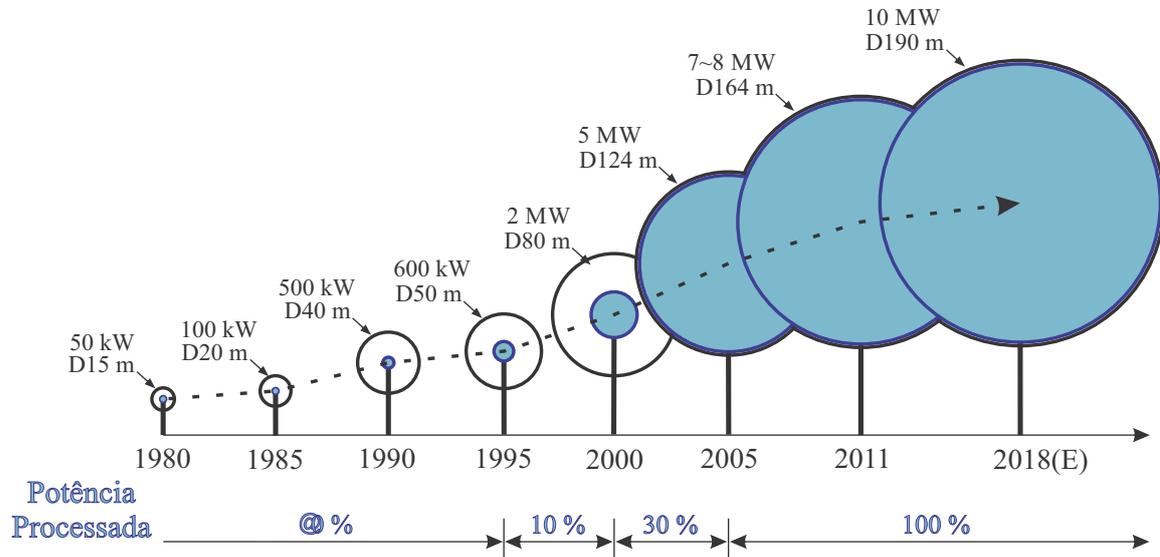


Fonte: (BLAABJERG; MA, 2013).

Segundo Teodorescu, Liserre e Rodrigues (2011), o aumento gradativo das potências das turbinas eólicas de algumas centenas de kW para algumas unidades de MW, nas últimas décadas, conforme demonstra a Figura 1.2, requer uma maior complexidade das topologias e dos conversores. Neste contexto, os autores apresentam na Figura 1.3 algumas soluções possíveis de projetos para sistemas eólicos, onde a energia mecânica de fonte variável pode ser transferida ao gerador por acoplamento direto no eixo ou por caixa de engrenagens. O gerador, por sua vez, pode ser uma máquina síncrona ou de indução. Assim, pode-se utilizar as tecnologias de conversão, tanto do lado gerador bem como do lado da rede, para a energia eólica ser entregue à rede.

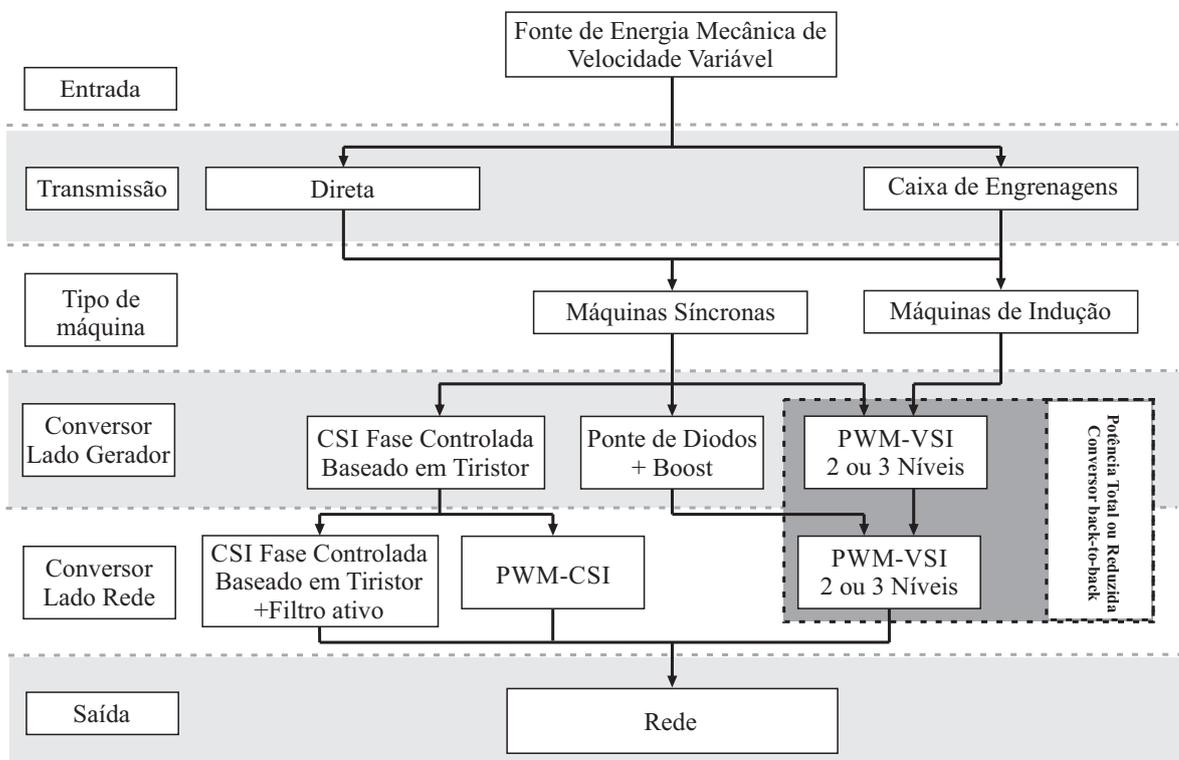
Mesmo que os novos projetos de sistemas de geração eólica, na faixa de algumas dezenas de MW, apontem para conversores que operam em média tensão, como por exemplo, os conversores multinível com ponto neutro grampeado, conversores com capacitor flutuante, conversores multinível de ponte H cascadeado entre outros ((RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002),(FRANQUELO et al., 2008), (MALINOWSKI et al., 2010), (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981), (MEYNARD; FOCH, 1992), (KALVENAGE; AUBIN, 2002), (LESNICAR; MARQUARDT, 2003), (KOURO et al., 2010), (RODRIGUES et al., 2007), (MEYNARD, 2010) e (LEON et al., 2011)), as correntes processadas pelos conversores são elevadas. O emprego dos conversores com pernas ou módulos em paralelo mostrou-se ser uma boa alternativa (RODRIGUES et al., 2009) e (BLAABJERG; MA, 2013), uma vez que as correntes são elevadas e os requisitos de acesso à rede colocam restrições quanto às harmônicas injetadas na rede pelos conversores e ao desempenho da dinâmica

Figura 1.2 – Evolução das turbinas eólicas de 1980 até 2018.



Fonte: (BLAABJERG; MA, 2013).

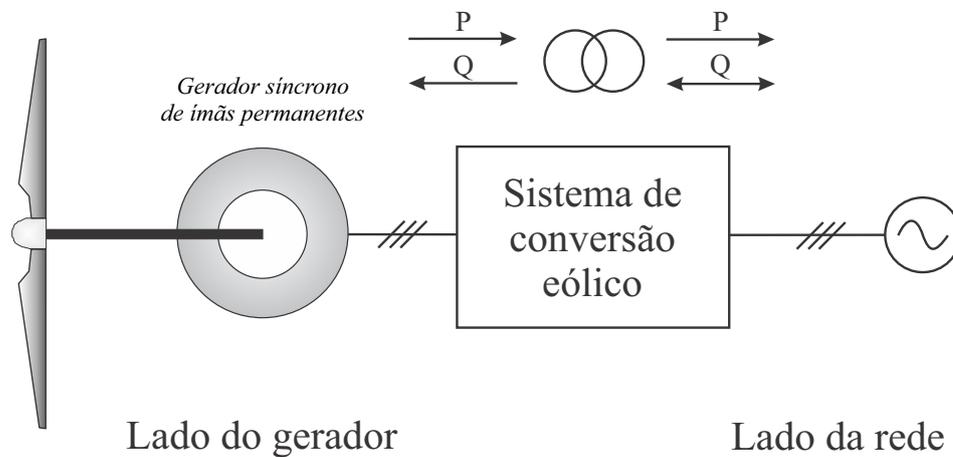
Figura 1.3 – Cenário de topologias de conversão de potência para sistemas eólicos.



Fonte: (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUES, 2011).

dos inversores.

Figura 1.4 – Conversão eólica e demanda de potência.

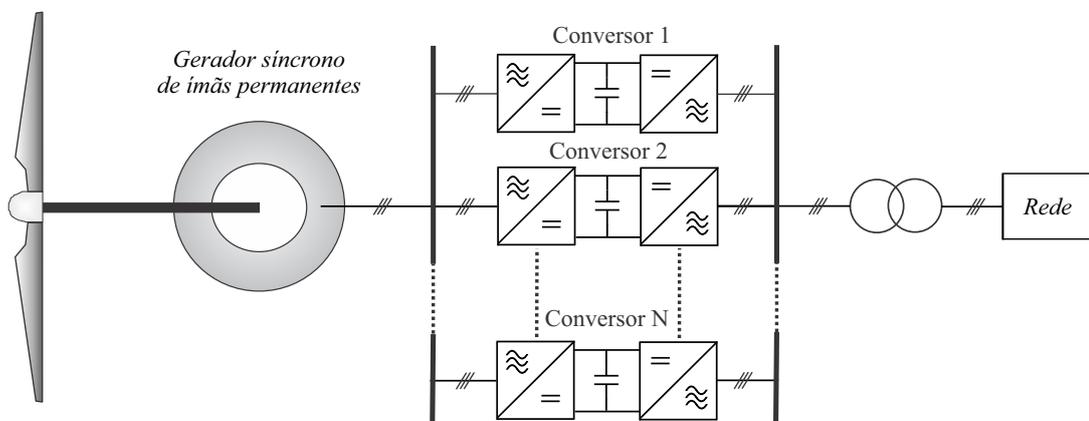


Fonte: (BLAABJERG; LISERRE; MA, 2012)

Sendo assim, os conversores de potência devem satisfazer determinados requisitos de acesso à rede básica de energia elétrica (Figura 1.4). Tais requisitos de acesso à rede vêm sendo constantemente atualizados e estes, por exemplo, limitam os harmônicos de corrente injetados pelos conversores e definem o suporte de reativos durante faltas na rede, levando à necessidade de projetos e controles específicos para estes conversores. Assim, os conversores devem atender normas e recomendações, entre as quais pode-se citar: (i) Norma IEC 61400-12-2 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). INTERNATIONAL STANDARD, 2013) para o desempenho do sistema de geração de energia do aerogerador; (ii) A recomendação IEEE 1547 (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2003) que se refere à interconexão dos recursos de geração com o sistema elétrico de potência, e, no Brasil, a regulamentação de acesso à rede definida pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) para a conexão de acessantes com características não lineares, como é o caso da geração eólica; (iii) Os Procedimentos de Rede (PROREDE), mais especificamente, no submódulo 2.8, que define a obrigatoriedade da realização de campanhas de medições do conteúdo harmônico nestas instalações, bem como da realização de estudos computacionais para a avaliação do impacto harmônico decorrente do acesso de novos aerogeradores (BRASIL. OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO - ONS, 2011); (iv) A norma regulamentadora de distribuição (PRODIST), módulo 8, de qualidade e energia em sistemas é aplicada, principalmente, no quesito de geração distribuída (BRASIL. AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL, 2013). Desta forma, o atendimento das normas e procedimentos de acesso à rede é imposto aos sistemas de geração distribuída

conectados à rede. Recentemente, em vários países, os requisitos de acesso tem exigido de novos sistemas eólicos o suporte ao controle da potência reativa no caso de falta no sistema elétrico de potência interligado (TSILI; PAPATHANASSIOU, 2009), ALTIN et al. e (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUES, 2011). No entanto, algumas topologias podem apresentar características mais vantajosas em relação a outras no que se refere ao acesso à rede e também a participação ativa no controle do sistema de potência ao qual o aerogerador está conectado (BLAABJERG; MA, 2013).

Figura 1.5 – Exemplo de conversores em paralelo aplicado a turbinas eólicas com conversor pleno.

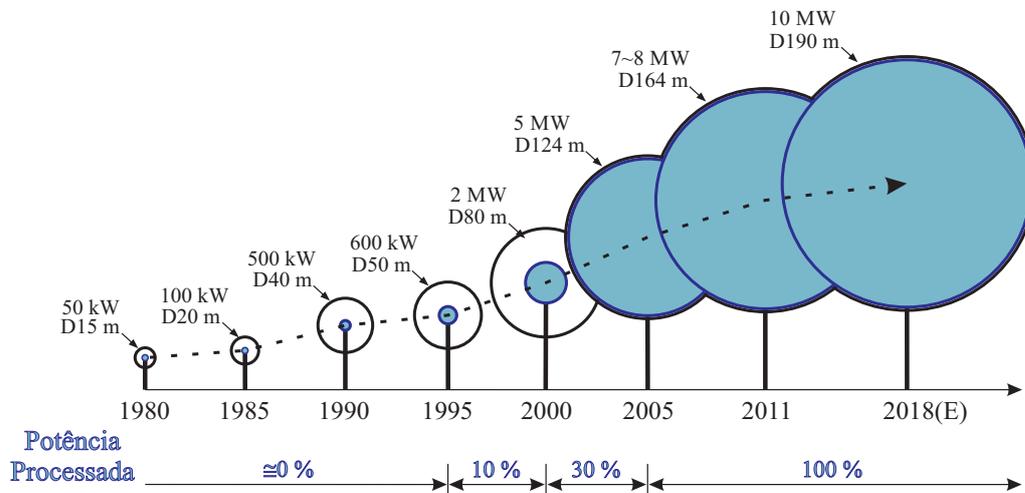


Fonte: Próprio autor.

Sob o ponto de vista das topologias de conversores que podem evidenciar tais vantagens, destaca-se o arranjo de conversores em paralelo, como o exibido na Figura 1.5 que apresenta as seguintes características: (i) Alta confiabilidade, uma vez que no caso de falha em um módulo este pode ser desativado; (ii) Quando a potência processada é uma fração da nominal, alguns módulos podem ser desligados, o que aumenta a eficiência do conversor, uma vez que o fator de capacidade de turbinas eólicas, dependendo do local onde está instalada, varia na faixa de 0,25 até 0,55; (iii) Aumento da corrente processada sem aumento da potência dos interruptores; (iv) A redução da distorção harmônica total (THD) das tensões (RODRIGUES et al., 2009) e (MALINOWSKI et al., 2010). Outra topologia que apresenta as vantagens de reduzir a THD, incrementar a corrente processada pelos conversores e diminuir o custo com os dispositivos semicondutores é a topologia de conversores com pernas em paralelo ou conversores *interleaved*. A topologia *interleaved* apresenta uma tensão de saída sintetizada equivalente multinível a qual depende do número de pernas em paralelo (JASKULSKI; PINHEIRO; MARIOTTO, 2007), (GABE et al., 2007), (GOHIL et al., 2014), (CAPELLA et al., 2014), (CAPELLA et al., 2015),

(GOHIL et al., 2015), (GOHIL et al., 2016b) e (BEDE et al., 2016). A Figura 1.6 exhibe uma topologia de conversor trifásico com pernas em paralelo acopladas magneticamente conectada à rede. Em contrapartida, para a topologia de conversores *interleaved* sintetizar a tensão de saída equivalente em multinível, são necessários esquemas de modulações diferenciados. É importante lembrar que em baixa condição de vento a eficiência do sistema de geração pode ser aumentada com o uso de conversores em paralelo com pernas em paralelo.

Figura 1.6 – Conversor com pernas em paralelo conectado à rede.



Fonte: Próprio autor.

Algumas modulações podem ser aplicadas em conversores *interleaved*, entre as principais, pode-se citar: (i) Modulação com portadora *Phase Shift* (PS); (ii) Modulação *Space Vector* (SVM); (iii) Modulação com portadora *Phase Disposition* (PD), entre outras (GOHIL et al., 2016b).

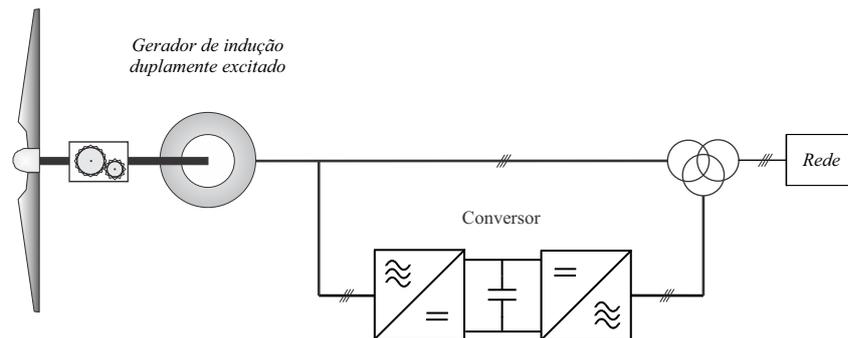
Cabe ressaltar que existem desafios na implementação de conversores *interleaved*: (i) Limitação da corrente circulante; (ii) Redução da THD da corrente de saída; (iii) Redução da corrente direta nos interruptores; (iv) Redução no estresse da comutação dos interruptores; (v) Redução das ondulações de corrente; (vi) Facilidade de implementação, entre outros.

A principal motivação desta Tese é a proposta de uma nova estratégias de modulação para os conversores com pernas em paralelo acopladas magneticamente visando mitigar os desafios mencionados anteriormente, além de contribuir para investigação da qualidade da energia em conversores empregados em sistemas de geração distribuída com geração eólica.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

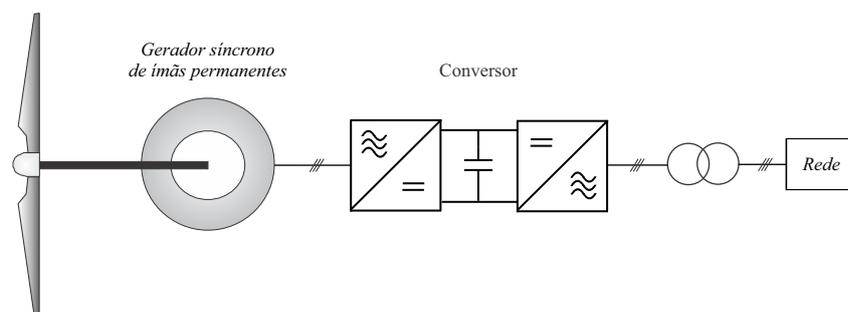
As turbinas eólicas atuais de grande porte operam com velocidade variável e seus projetos visam a melhoria da eficiência da conversão de energia eólica em energia elétrica, a redução das cargas relacionadas e a redução das fadigas dos materiais. Dois conceitos de conversão são usualmente utilizados, o conceito de conversores com gerador de indução duplamente alimentado (DFIG), em que os conversores do lado da rede e do rotor processam em torno de um terço da potência total da turbina (Figura 1.7), e o conceito de conversor pleno em que toda a potência do aerogerador é processada pelos conversores (Figura 1.8) e entregue à rede. Devido à redução de custos dos semicondutores e à constante atualização dos requisitos de acesso à rede elétrica, o conceito de conversor pleno tem dominado os novos desenvolvimentos, uma vez que este desacopla as dinâmicas do gerador das dinâmicas da rede (BLAABJERG; LISERRE; MA, 2012).

Figura 1.7 – Exemplo de um conversor aplicado ao conceito de gerador de indução duplamente alimentado (DFIG).



Fonte: Próprio autor.

Figura 1.8 – Exemplo de um conversor aplicado a aerogeradores com o conceito de conversor pleno.

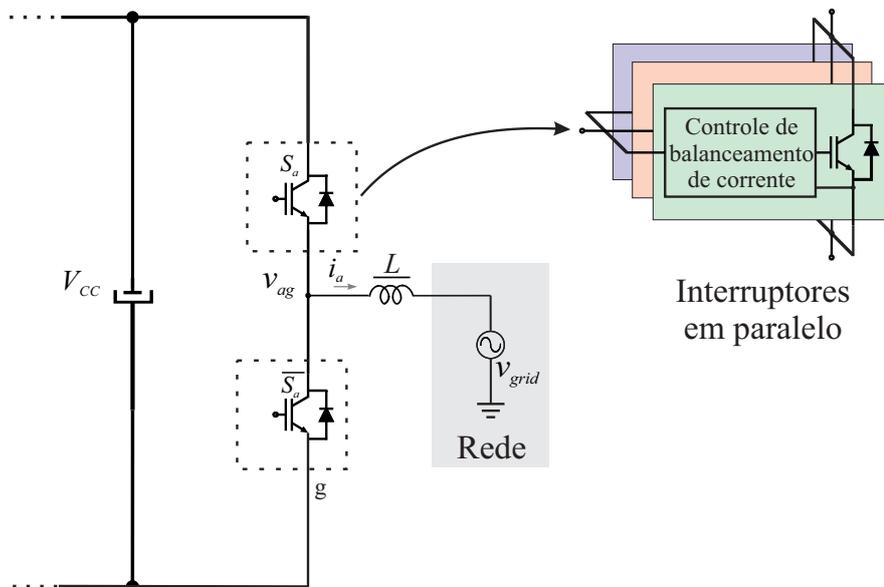


Fonte: Próprio autor.

Seguindo a linha dos conversores plenos, Carrasco et al. (2006) relatam que em geral os conversores dos sistemas eólicos operam em alta potência e baixa tensão. Como resultado, as correntes exigidas dos dispositivos semicondutores podem superar a capacidade dos disponíveis no mercado. Para contornar este obstáculo e incrementar a potência, existem várias alternativas que são propostas na literatura. Tais propostas, em linhas gerais, sugerem topologias que utilizam interruptores, pernas ou conversores em paralelo.

Em conversores com interruptores em paralelo, os trabalhos de (HOFER; KARRER, 1999), (NELSON; VENKATARAMANAN; BEIHOFF, 2002), (MUSUMECI et al., 2002) e (HUAWEI et al., 2014) propõem métodos para controle das correntes entre os interruptores. Neste aspecto, Hofer, Karrer e Gerster (1996) e Hofer e Karrer (1999) propõem um comando de porta inteligente para IGBTs/Diodos em paralelo para controlar o desbalanceamento das correntes entre os dispositivos de potência, alterando o sinal de disparo a fim de equilibrar as correntes dos semicondutores ligados em paralelo. Não obstante, deve-se complementar que esta técnica não se popularizou devido à complexidade dos controles de corrente propostos. A Figura 1.9 exibe um exemplo de um conversor com interruptores em paralelo, semelhante ao proposto por Hofer e Karrer (1999). Entretanto, Grigoletto (2013) alerta para o uso dispositivos de potência em paralelo pois, devido à natureza intrínseca dos semicondutores, pode ocorrer distribuição de corrente desigual, levando a perdas adicionais nos dispositivos ou até a destruição dos mesmos.

Figura 1.9 – Conversor com interruptores em paralelo.

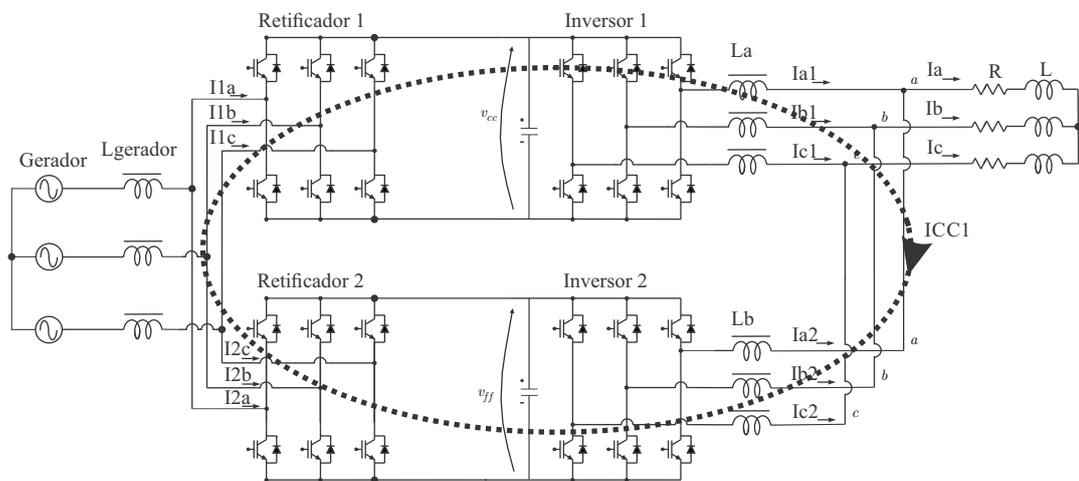


Fonte: Próprio autor.

Na operação de conversores em paralelo, quando não há isolamento do barramento CC ou do lado da rede, poderão haver um ou mais caminhos para as correntes circulantes

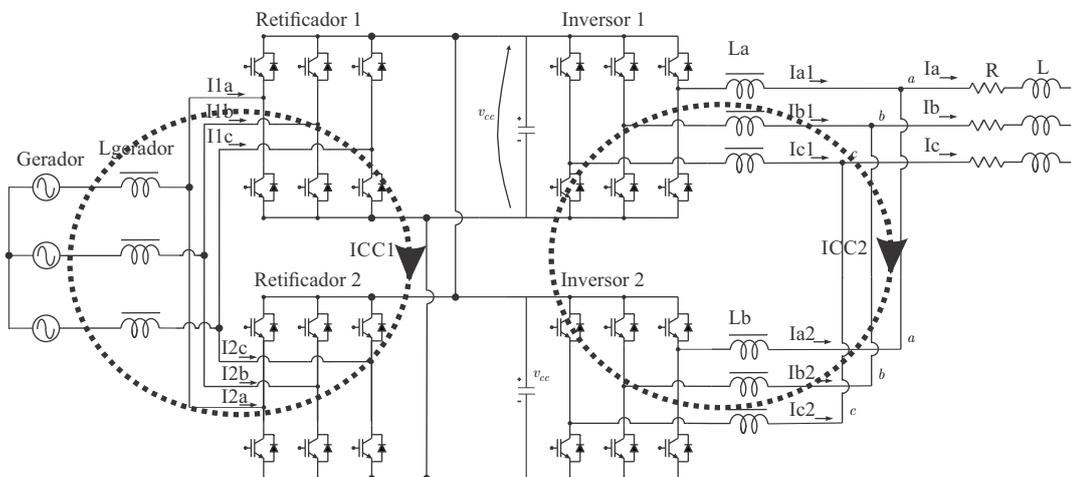
entre os conversores (ROCHA, 2010) e (GRIGOLETTO, 2013). Portanto, existe a necessidade de introduzir controle para a limitação destas correntes circulantes (LIANGLIANG; LAN; YANGGUANG, 2003), (CHEN, 2006), (BIRK; ANDRESEN, 2007), (ZHANG et al., 2011), (XU et al., 2012), (MAHESHWARI et al., 2015), (ZHANG; ZHANG, 2016) e (GOHIL et al., 2016b). As Figuras 1.10 e 1.11 ilustram exemplos onde há formação de caminhos da corrente circulante nos conversores em paralelo. A diferença básica entre os dois exemplos é a conexão direta entre os barramentos CC.

Figura 1.10 – Exemplo de conversores em paralelo aplicados à aerogeradores com uma corrente circulante.



Fonte: (ROCHA, 2010).

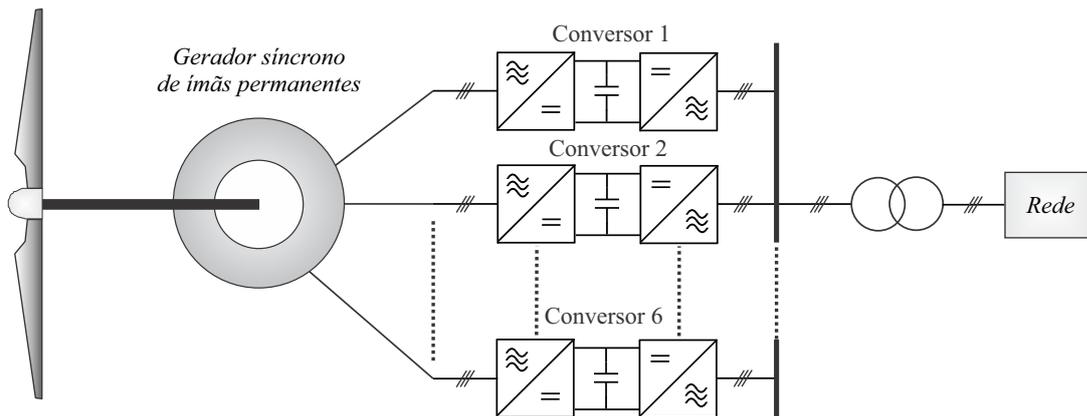
Figura 1.11 – Exemplo de conversores em paralelo aplicados a aerogeradores com duas correntes circulantes.



Fonte: (ROCHA, 2010).

Com o surgimento de uma ou mais correntes circulantes, Dixon e Ooi (1989) e Birk e Andresen (2007) sugerem como solução os caminhos de sequência zero o uso de transformadores isoladores e/ou geradores com enrolamentos separados (Figura 1.12), a fim de evitar a formação destes caminhos.

Figura 1.12 – Exemplo de conversor em paralelo aplicado a aerogeradores utilizando gerador com múltiplos enrolamentos separados galvanicamente.



Fonte: (BIRK; ANDRESEN, 2007).

Ye et al. (2002) afirmam que uma potencial corrente circulante de sequência zero é característica de conversores ligados em paralelo, e que através de uma variável de controle associada à um dos vetores nulos da modulação SVM foi possível obter um novo modelo médio de tensões. Desta forma, o controle da corrente circulante foi implementado.

Outra alternativa para mitigar as correntes circulantes é usar os próprios conversores controlando as tensões de sequência zero, como o apresentado por (ASIMINOAEI et al., 2008), onde um controle da razão cíclica dos vetores nulos da modulação SVM dos conversores ligados em paralelo e um modelo médio baseado na relação entre a razão cíclica do vetor nulo central e o total do período em sequência nula possibilitaram o controle das correntes circulantes de sequência zero. Por outro lado, (LI; XU, 2013) propõem um controle de sequência zero para limitar as correntes circulantes baseado nas rotas de correntes circulantes e no modelo médio de fontes de tensão e correntes utilizando uma modulação por deslocamento de fase (PSPWM) em conversores em paralelo.

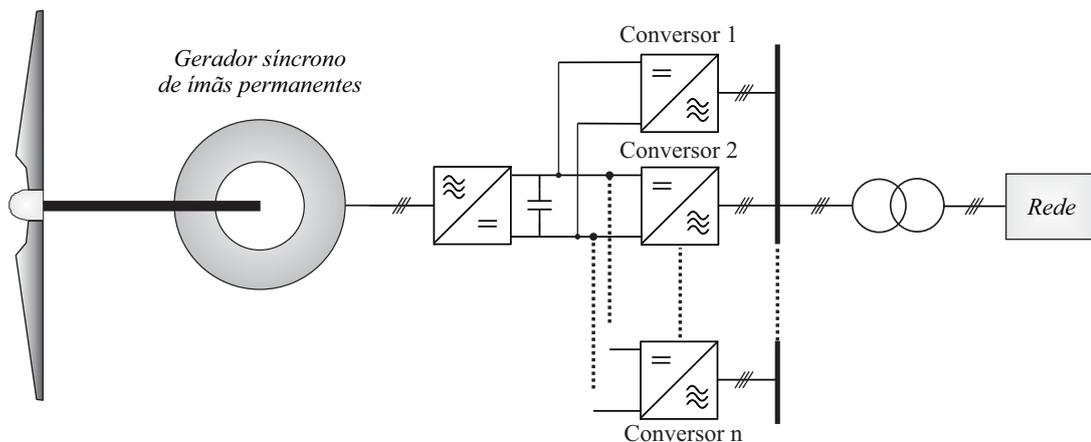
Ainda no tema de controle de correntes circulantes, utilizando uma FPGA, um DSP e uma modulação PWM descontínua, Chen (2006), propôs um método para controlar a corrente circulante de sequência zero em inversores trifásicos ligados em paralelo, onde o DSP controla o conversor mestre por modulação descontínua com portadora (DPWM) e o conversor seguidor (escravo) é controlado pela modulação DPWM implementada na FPGA.

Em (MAHESHWARI et al., 2015), os autores investigaram o tempo morto dos

DSPs e perceberam que em aplicações com inversores ligados em paralelo, a corrente circulante é afetada. Os autores perceberam também que a tensão de modo comum é a causa da corrente circulante. Assim, utilizando a média da corrente circulante sobre em um período de comutação e forçando a corrente circulante ser zero quando a tensão de referência for zero em ambos os conversores, conseguiram reduzir a corrente circulante entre os inversores.

Além do controle de correntes circulantes nos conversores em paralelo, diversos autores analisaram outras características, como: (i) Confiabilidade e tolerância a falhas; (ii) Filtros indutivos para interfaceamento com a rede; (iii) Harmônicas injetadas na rede; (iv) Volume dos conjuntos magnéticos; (v) Melhoria de respostas dinâmicas de sistemas (vi) Cancelamento de harmônicas, entre outras. Assim, um arranjo de conversores em paralelo foi proposto por (HJORT, 2009), que embora utilize uma topologia modular na interligação dos conversores, apresenta problema em termos de confiabilidade, pois todos os módulos foram ligados em um barramento CC comum, e desta forma, havendo uma falha neste barramento, todo o sistema fica comprometido (GRIGOLETTO, 2013).

Figura 1.13 – Arranjo de conversores em paralelo ligados em um barramento CC comum.



Fonte: (HJORT, 2009).

Wobben (2005) propôs um arranjo de múltiplos retificadores e múltiplos inversores em paralelo interligados por meio de chaves que possam ser comutadas. Desta forma, é possível excluir um ou mais módulos que apresentem alguma falha. Assim, os outros conversores passam a processar a potência que foi comprometida, pois estes módulos são sobredimensionados. Além disto, este arranjo é interligado a um único gerador síncrono com múltiplos estatores isolados galvanicamente, pois o objetivo desta topologia é a redução do tempo perdido entre a falha e o seu reparo. No caso de tolerância a falhas é comum a adoção da topologia modular. Com a modularidade dos conversores pode-se diminuir os custos com a reposição e facilitar a substituição de módulo, visto que, com o uso módulos padrão a disponibilidade é facilitada (ANDERSEN; BIRK, 2007) e (ZHANG;

ZAIN, 2010).

A tensão e a corrente de saída dos conversores devem estar em conformidade com as normas e regulamentações para o interfaceamento com a rede elétrica. A fim de atender os requisitos de conexão quanto ao conteúdo harmônico torna-se necessário a utilização de filtros indutivos. Devido à natureza dos sistemas eólicos, que requerem alta potência e baixa tensão, tais filtros são de elevado volume, o que, por sua vez força uma limitação do recurso de tensão do sistema de conversão. Note que, se a tensão do barramento CC for elevada, o conteúdo harmônico também será. Desta maneira, (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005) propuseram uma solução utilizando filtros de terceira ordem aplicados à conversores em paralelo, pois atenuam de sobremaneira o conteúdo harmônico das correntes injetadas na rede, além de reduzir o reativo indutivo, reduzindo a queda da tensão de saída.

Segundo Li, Sullivan e Schultz (2002), o uso de indutores acoplados pode melhorar o desempenho dinâmico do sistema formado com conversores em paralelo. Desta maneira, vários autores pesquisaram diferentes aplicações utilizam indutores acoplados, como, por exemplo:

- Filtros ativos de potência (ASIMINOAEI et al., 2008);
- Acionamento de máquinas (OGASAWARA et al., 1992);
- Conversores CC-CC (WONG et al., 2001), (GUO; WANG; LI, 2013);
- Módulos reguladores de tensão QSW VRM (WONG et al., 2000);
- Fontes CA (BOILLAT; KOLAR, 2012);
- Aero geradores (XU et al., 2012), (GOHIL et al., 2016b) e (BEDE et al., 2016);
- Módulos fotovoltaicos (ZHANG; ZHANG, 2016).

Com o intuito de reduzir as harmônicas injetadas na rede, Jian-lin et al. (2008) sugerem o uso de conversores CA-CC-CA em paralelo com barramentos separados. Neste método o retificador PWM é responsável pelo controle da tensão no barramento CC, enquanto o inversor mantém a potência constante para a velocidade do vento acima da nominal utilizando um algoritmo de rastreamento do máximo ponto de potência (MPPT).

Outra característica das unidades conversoras em paralelo foi reportada por Kamel e Ortmeyer (1989) e por Casablanca e Sun (2006), onde o cancelamento das harmônicas de corrente injetadas na rede foi obtido por meio de uma modulação senoidal PWM (SPWM) e acoplamento magnético. Já Cougo, Meynard e Gateu (2011) traçaram um comparativo com diferentes estratégias de modulação PWM, contínuas e descontínuas, para conversores multinível em paralelo. Como resultado, apresentaram uma alternativa que reduziu as ondulações de fluxo e as perdas no ferro dos indutores de acoplamento.

Contudo, os autores não abordaram a THD da tensão de saída resultante na estratégia de modulação.

Vafakhah, Salmon e Knight (2009) desenvolveram um método de modulação vetorial descontínua multinível para um inversor alimentado por fonte de tensão (VSI) trifásico a três níveis com indutor de acoplamento com derivação central e verificaram que os resultados eram promissores quanto à THD da tensão de saída. Entretanto, não há uma redução das correntes circulantes sobre os semicondutores.

(XU et al., 2012) propõem uma estratégia de controle para turbinas eólicas baseadas em geradores síncronos de ímãs permanentes operando com conversores em paralelo. Utilizando uma modulação SVM descontínua modificada por uma portadora PWM e um modelo médio de retificador trifásico de dois níveis, foi possível implementar um controle de corrente circulante em coordenadas dqo , e desta forma, reduzir as correntes circulantes nos conversores em paralelo.

Gohil et al. (2015) propõem uma modulação descontínua para redução do filtro de corrente de saída em conversores em paralelo. Esta modulação permite a redução do valor máximo do fluxo concatenado dos indutores de acoplamento e a redução das perdas no núcleo destes indutores. Usando duas sequências de vetores da SVM com DPWM, os autores relatam que a modulação proposta apresentou redução da THD na corrente de fase, redução da THD na corrente de modo comum e redução da THD na corrente de linha quando comparada com as modulações SVM e a DPWM em vários índices de modulação.

Uma comparação entre diferentes estratégias de modulação para dois conversores multi-MW em paralelo conectados à rede é apresentada por (GOHIL et al., 2016a). Como resultado, a modulação descontínua com PSPWM e PD resultou em componentes indutivos com volume menor. No entanto, as perdas de energia são maiores quando comparadas com as estratégias de modulação de PWM contínuo, que utilizam SVM. A perda de energia é 14,6 % menor quando a modulação descontínua DPWM com deslocamento de fase é comparada com a DPWM com disposição de fase.

Diversas configurações monofásicas e trifásicas de conversores em paralelo, com ou sem barramento CC independente, foram investigadas por Rocha (2010). Para estas configurações, são propostas estratégias de controle e modulação analisando as correntes circulantes e a taxa de distorção harmônica das correntes de saída. Entretanto, deve-se salientar que o uso de pernas em paralelo é conceitualmente diferente de paralelismo de módulos conversores.

Embora o uso de módulos em paralelo seja uma possibilidade para aumentar a confiabilidade, eficiência e qualidade da energia da conversão, as correntes processadas pelos módulos ainda são elevadas. Assim, o uso de conversores com pernas em paralelo é uma alternativa atrativa, pois a corrente processada é dividida entre as pernas do conversor (JASKULSKI; PINHEIRO; MARIOTTO, 2007), (GABE et al., 2007), (GOHIL et al.,

2014), (CAPELLA et al., 2014), (CAPELLA et al., 2015), (GOHIL et al., 2015), (GOHIL et al., 2016b) e (BEDE et al., 2016). Além disto, a qualidade da energia processada pode ser incrementada pela redução da corrente circulante, redução da THD da corrente, redução das ondulações de corrente, redução do conjunto magnético, pela aplicação de diversas estratégias de modulação, que compõem um conjunto significativo de estudos, deste a década de noventa até os dias atuais e pela aplicação de conversores com pernas em paralelo, acopladas ou não magneticamente.

Os trabalhos de (KELLER; TADROS, 1993), (HOFER; KARRER; GERSTER, 1996), (HOFER; KARRER, 1999) e (ALVAREZ; FINKAND; BERNET, 2010) propuseram métodos de controle de tensão e corrente circulante em conversores com pernas em paralelo visando uma melhor qualidade da energia convertida. Ueda et al. (1995), versando sobre o tema de qualidade de energia, investigaram múltiplas pernas em paralelo acopladas aos pares e determinaram que havia um aumento do número de níveis da tensão de linha equivalente de saída, bem como redução dos esforços de corrente sobre os semicondutores.

Sobre o controle da corrente circulante, Capella et al. (2014) desenvolveram uma técnica de balanceamento da corrente circulante em conversores com pernas em paralelo. Os autores chamam a atenção para o fato de que as correntes circulantes que surgem pelo caminho fechado criado pelas pernas em paralelo produzem perdas e estresses nos interruptores de potência e que estas perdas podem ser controladas e minimizadas. Esta ação de controle somente precisa de cálculos simples, pois é fundamentada em um modelo de correntes balanceadas onde indutores são desacoplados, isto é, onde a indutância mútua M é igual a zero. Já (ZHANG; ZHANG, 2016) criaram um método de controle baseado em um modelo das correntes circulantes nos conversores em paralelo utilizando coordenadas abc e dqo , baseado em um sistema mestre-escravo e utilizando dois DSPs sincronizados em uma única modulação PWM com portadora. Os autores observaram um aumento da taxa de potência na saída do conversor devido a redução das perdas de conversão.

Em se tratando de ondulações de corrente, para Zumel et al. (2005) e Wong et al. (2001) no desenvolvimento de conversores multinível, a comutação intercalada (*interleaving*) é geralmente escolhida ou pelo menos considerada. Quando os sinais de comutação das pernas em paralelo são intercalados, ocorre a redução da ondulação da corrente de saída e a melhora do desempenho dinâmico do conversor. Zhang et al. (2011) analisaram os impactos do *interleaving* nas ondulações de corrente no lado CC de dois conversores trifásicos ligados em paralelo. Na análise, levaram em consideração as estratégias de modulação, o índice de modulação, fator de potência e os ângulos de defasagem das portadoras dos conversores *interleaved* e, desta forma, perceberam que o ângulo de *interleaving* afeta o valor da ondulação total de corrente. Assim, mudando a estratégia de modulação nos conversores com pernas em paralelo, pode-se reduzir o filtro indutivo, devido ao fato de possibilitar o cancelamento de harmônicos resultante de cada tipo de modulação.

Por outro lado, aumentar em demasia as pernas em paralelo com indutores discretos reduz o valor da indutância, e assim pode causar elevadas ondulações de corrente entre as pernas do conversor (COUGO; MEYNARD; GATEU, 2011). Desta forma, pode-se reduzir as ondulações de corrente utilizando indutores acoplados, uma vez que a indutância mútua coopera para a mitigação destas ondulações de correntes (LIANGLIANG; LAN; YANGGUANG, 2003).

(GOHIL et al., 2014) e (GOHIL et al., 2015), desenvolveram uma metodologia para o projeto de filtros LCL para aplicações em conversores com pernas em paralelo interligados à rede. Nesta situação, os componentes do filtro e as magnitudes das harmônicas de tensão foram reduzidas. O trabalho proposto por (GOHIL et al., 2015) utiliza dois conversores em conjunto com o paralelismo das pernas, no qual foi proposta uma modulação descontínua com portadora que reduziu o volume do filtro de saída. Já os autores Gohil et al. (2014), utilizando conversores *interleaved*, projetaram um filtro de saída LCL para sistemas de energia eólica de 2 MW operando em 690 Vrms, que utilizava uma modulação tipo SVM assimétrica e regularmente amostrada. Desta forma, demonstraram que é possível reduzir os filtros de saída e ainda atender os requisitos de acesso à rede. Assim, a partir da expressão analítica das correntes de saída de um conversor em paralelo conectado à rede, Yoon, Jeong e Lee (2010) projetaram um filtro de terceira ordem LCL para atenuar o conteúdo harmônico injetado na rede. No entanto, não se atentaram para a defasagem na modulação dos conversores, de tal maneira que impossibilitou o cancelamento das componentes harmônicas de corrente de saída. Se a defasagem fosse levada em consideração, o projeto do filtro LCL poderia ser reduzido.

Salmon, Ewanchuk e Knight (2009) estudaram um conversor com pernas em paralelo e indutor de acoplamento que utiliza dois interruptores e quatro diodos e verificaram que não era necessário tempo morto para o acionamento dos interruptores de mesma perna. Assim, os autores eliminam as possíveis não linearidades motivadas pelo tempo morto nos interruptores. Entretanto, esta topologia limita-se a aplicações de baixa potência, pois as correntes internas resultantes da operação em um determinado quadrante do indutor de acoplamento são unidirecionais.

Um grande fator de impacto nas topologias baseadas em pernas em paralelo é a modulação empregada, que pode produzir cancelamentos das harmônicas injetadas na rede, redução da THD de tensão e corrente de saída, diminuição das correntes circulantes, atenuação do número de comutações, mitigação das ondulações no fluxo magnético e perdas no ferro. Assim, Grigoletto (2013) afirmou que os cancelamentos de harmônicas injetadas podem ser executados por uma estratégia de modulação apropriada, além de um bom projeto do filtro de saída.

Gabe et al. (2007) exploram a estratégia de modulação vetorial (SVM) inicialmente para um conversor monofásico com N pernas em paralelo. Após isso, a estratégia foi estendida para um conversor trifásico. Assim, uma técnica de controle vetorial unificada

foi desenvolvida com o objetivo de se obter um padrão de comutação capaz de diminuir a THD de tensão e igualar as correntes entre as pernas adjacentes do conversor. No entanto, esta técnica permitiu também a redução do número de comutações e a atenuação da THD das correntes circulantes internas. Além disso, as componentes de alta frequência das correntes internas do conversor foram reduzidas, devido à técnica de modulação empregada.

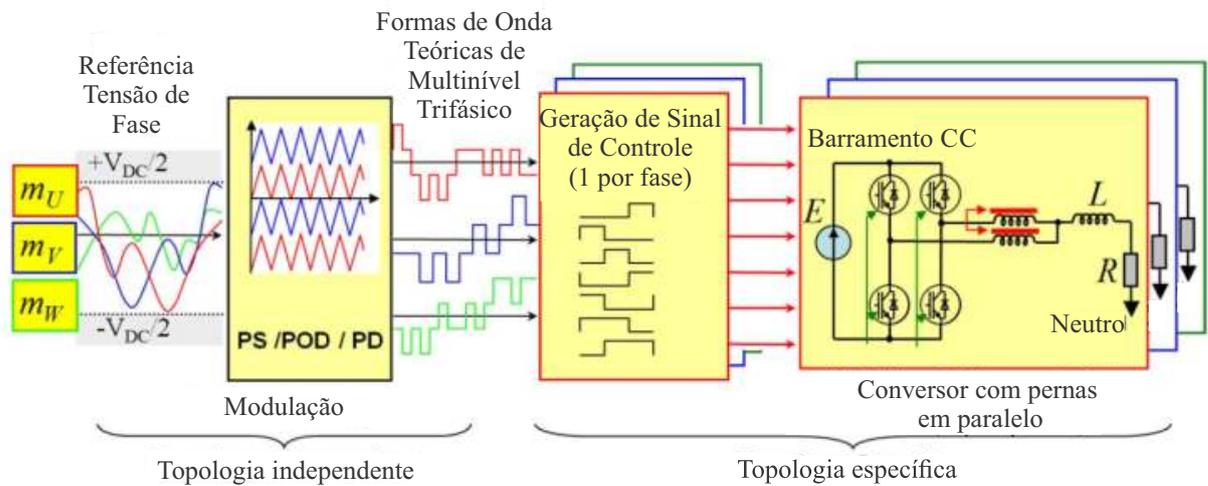
Hausmann e Barbi (2009) desenvolveram um inversor trifásico bidirecional com três pernas em paralelo com indutores acoplados magneticamente. Deve-se ressaltar que a tensão de saída de linha sintetizada não utilizava os vetores mais próximos, o que é evidenciado pelo resultado de tensão de linha apresentado pelos autores. Assim, com este indicativo é possível reduzir a THD da corrente de saída utilizando uma modulação que adota os vetores mais próximos.

Uma implementação PWM, com dois conjuntos de ângulos de deslocamento de portadoras, que melhora a qualidade da tensão de saída de linha com pernas em paralelo é sugerida por (CAPELLA et al., 2015). Os autores afirmam que a tensão de linha de saída melhora com a modulação PD com os deslocamentos de fase da portadora e um MUX que é acionado quando uma zona ímpar ou par é detectada. Porém se esta modulação é aplicada a pernas não adjacentes a THD aumenta. O método em questão só é aplicado às pernas adjacentes.

Bede et al. (2016), criaram uma metodologia ressonante proporcional para controle das correntes circulantes baseado no método de varal de forças, em que a corrente das pernas é dividida pela interligação dos indutores de acoplamento entre os conversores com pernas em paralelo, onde são utilizados quatro conversores em paralelo com modulação PWM. Assim, os autores verificaram a redução das harmônicas fundamentais das correntes circulantes

Cougo et al. (2012) propõem um sistema composto por três inversores trifásicos com pernas em paralelo acopladas magneticamente, como ilustrada a Figura 1.14. Os autores afirmam que a interligação das células de comutação em paralelo pode surgir pelas seguintes necessidades: (i) Aumento de potência que pode ser causada pelo aumento da planta; (ii) Uso de módulos de potência padrão que facilita a manutenção; (iii) Aumento de eficiência do conjunto acionando os módulos de acordo com a potência; (iv) Redução das ondulações da corrente de saída, melhorando a qualidade da energia elétrica e a melhoria do desempenho dinâmico do conversor, entre outras. Assim, o objetivo dos autores é a adaptação de estratégias originalmente desenvolvidas para conversores multinível ligados em série para conversores com pernas em paralelo, principalmente as estratégias associadas ao equilíbrio das correntes entre as células de comutação. Desta forma, para este equilíbrio os autores sugerem a utilização de uma máquina de estados, implementada em hardware externo, que pode ser aplicada na saída do modulador, atuando de forma independente do tipo de modulação.

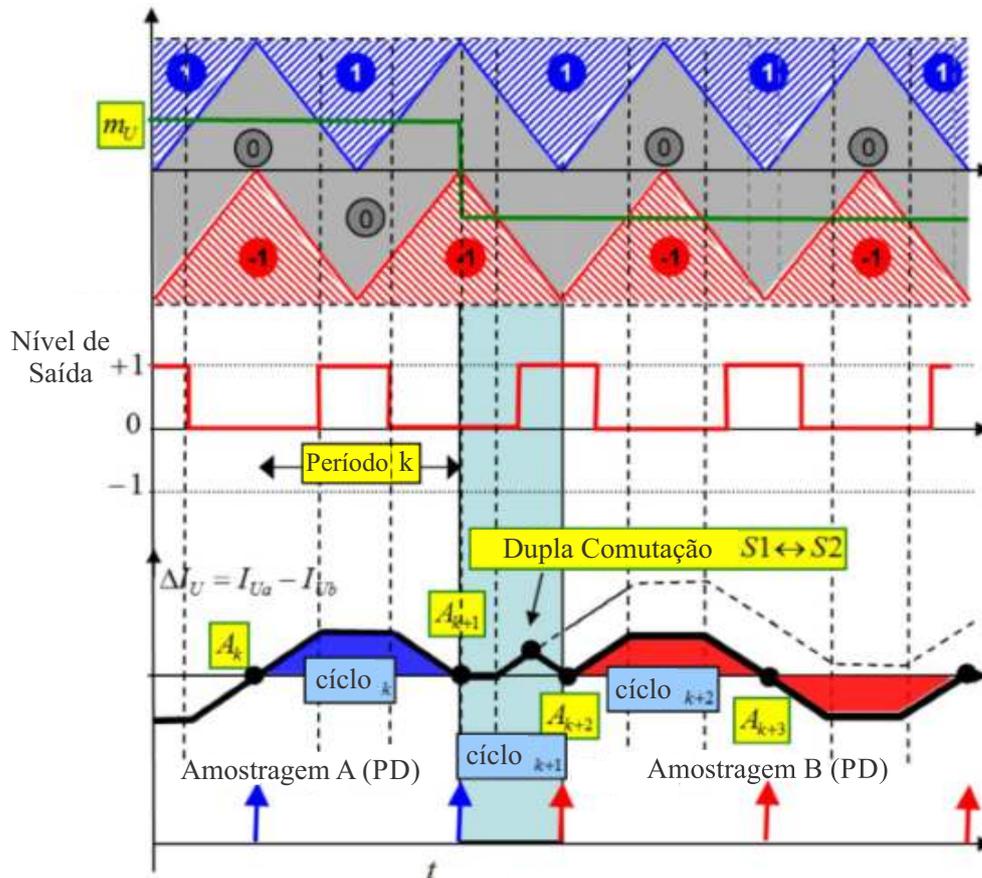
Figura 1.14 – Princípio de modulação genérica.



Fonte: (COUGO et al., 2012).

Nos estados em que as pernas ligadas em paralelo estão conectadas nos terminais do barramento CC de forma oposta, existe a influência do modo diferencial, assim, o tempo de utilização de cada um destes estados deve ser idêntico. Após uma análise das estratégias de modulação por disposição por fase (PD) e disposição por fase oposta (POD), os autores chegaram à conclusão de que a amostragem na POD deve ocorrer nos picos de cima da portadora e o sincronismo da amostragem escolhida deve ser iniciado nos picos máximos da portadora de baixo. Como na estratégia POD, a estratégia PD é utilizada, porém, esta causa perturbações em baixa frequência entre as tensões de fase, consequentemente nas correntes de fase, e precisa ser compensada. A compensação é feita pela modificação da máquina de estados proposta pelos autores. Assim, esta modificação durante a transição dos estados, que é uma adição de uma dupla comutação com dobro da frequência, não perturba a tensão de saída, desde que estes estados representem o mesmo nível de saída e deve ser inserida na metade do período seguindo a sinalização da modulação do sinal. A Figura 1.15 mostra o efeito da dupla comutação, onde a correção ocorre em $k+1$ em que ΔI_U é o mesmo em $A_{(k+1)}$ e $A_{(k+2)}$.

Figura 1.15 – Compensação da banda de transmissão no esquema de modulação PD.



Fonte: (COUGO et al., 2012).

Cougo et al. (2012) concluem que o dobro da comutação na PD gera perdas de chaveamento extras, porém a ondulação total é reduzida, permitindo redução do núcleo dos indutores de acoplamento, e é superior em termos de redução das harmônicas de saída.

Finalmente, entre as diversas estratégias de modulação estudadas por ((COUGO; MEYNARD; GATEAU, 2011), (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003), (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1998), (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999), (MCGRATH, 2002), (GATEAU; MEYNARD, 2009), (HUANG; CORZINE, 2006), (MCGRATH; HOLMES, 2009b), (MCGRATH; HOLMES, 2009a), (SMIDA; AMMAR, 2010)), entre outros, resultam em diversas opiniões sobre a atenuação da corrente circulante por meio variáveis introduzidas para serem utilizadas como grau de liberdade em conversores em paralelo. Assim, o uso racional de conversores em paralelo é um fator que aumenta a eficiência do sistema eólico, principalmente em condições de baixo vento (GONZALEZ; ANDRESEN; BIRK, 2008).

1.3 OBJETIVO

Este trabalho visa contribuir com as estratégias de modulação de conversores com pernas em paralelo magneticamente acopladas mono e trifásicos cujo foco principal é o desenvolvimento de uma nova estratégia de modulação para esta classe de conversores. Além disto, com a comparação entre as modulações com portadora *Phase Shift* com abordagem geométrica e a modulação descontínua com portadora proposta, esclarece-se os pontos fortes e limitações destas modulações. Para tanto, a tensão de linha de saída equivalente sintetizada em multinível, as correntes entre as pernas em paralelo do conversor e a THD são investigadas e comparadas em detalhes.

1.4 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os principais objetivos específicos desta Tese são:

- Estudo da modulação com portadora e abordagem geométrica em conversores com pernas em paralelo acopladas magneticamente;
- Desenvolvimento da modulação PWM com portadora e abordagem geométrica para conversores com pernas em paralelo monofásico e trifásico;
- Demonstração experimental do desenvolvimento da modulação geométrica trifásica;
- Proposição da modulação descontínua com portadora para conversores trifásicos com pernas em paralelo acopladas magneticamente utilizando máquinas de estado;
- Demonstração experimental do desenvolvimento da modulação descontínua com portadora trifásica para conversores com três pernas em paralelo;
- Comparação das estratégias propostas.

1.5 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Os capítulos desta Tese estão organizados da seguinte forma. O Capítulo 1 apresenta a motivação e os objetivos da Tese, além de uma revisão bibliográfica sobre o tema, a fim de contextualizar a tese na realidade atual.

No Capítulo 2 é apresentada a modulação *Phase-Shift* com portadoras deslocadas e abordagem geométrica, que utiliza o método de cancelamentos de harmônicas em conversores monofásicos e trifásicos com pernas em paralelo acopladas magneticamente.

No Capítulo 3 é proposta a modulação descontínua com portadora para os conversores multinível trifásicos com pernas em paralelo acopladas magneticamente.

No Capítulo 4, os resultados de simulação e experimentais são analisados para cada estratégia de modulação, determinando seus pontos fortes e limitações, além de suas principais características.

O Capítulo 5 reporta as considerações finais e as sugestões para trabalhos futuros.

O Apêndice A avalia os aspectos construtivos, sob o ponto de vista geométrico e circuito equivalente, de alguns formatos dos indutores de acoplamento e, desta forma, pode-se escolher o mais adequado para cada projeto com N pernas em paralelo.

No Apêndice B é apresentado o modelo no tempo contínuo para um conversor trifásico com três pernas em paralelo acopladas magneticamente a três fios conectados à rede através de um filtro LCL.

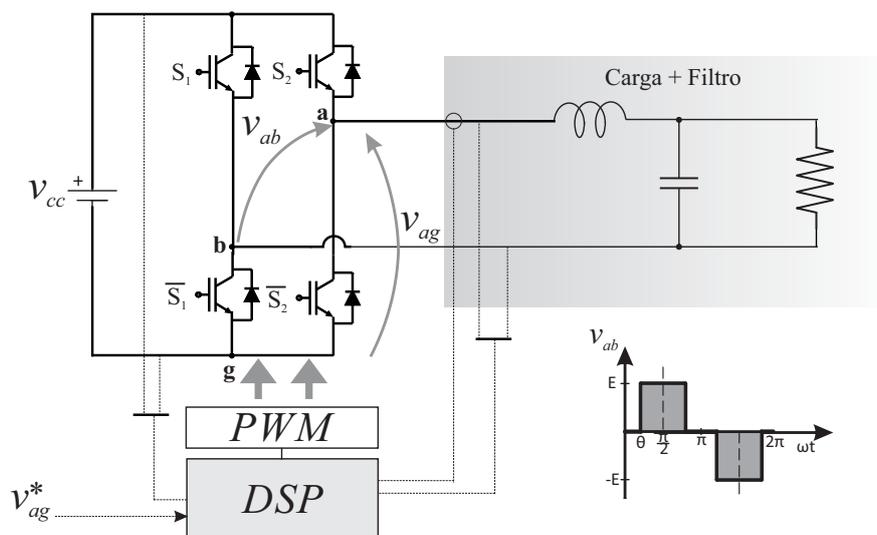
No Apêndice C é apresentada a integral dupla de Fourier como conceito essencial para a análise do conteúdo espectral de um sinal.

2 MODULAÇÃO GEOMÉTRICA COM PORTADORA PARA CONVERSORES COM PERNAS EM PARALELO

2.1 INTRODUÇÃO

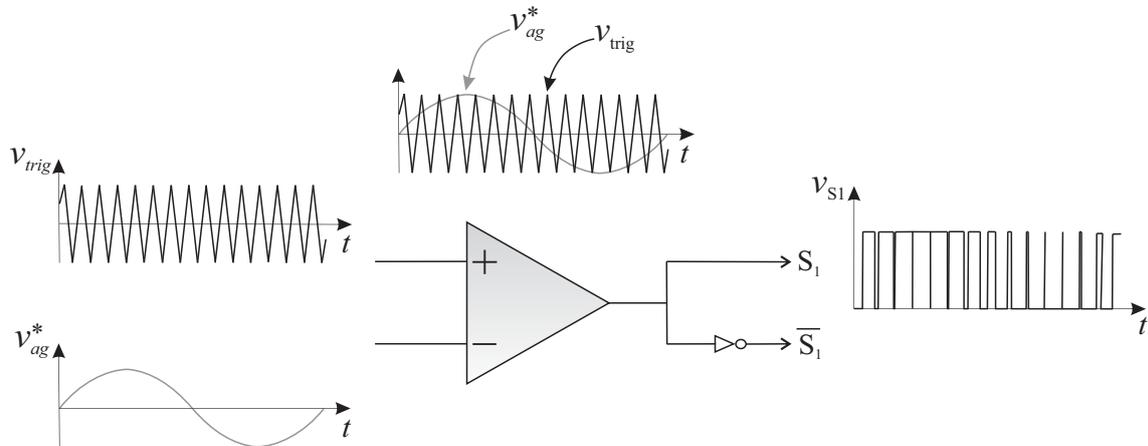
Este capítulo trata da modulação por largura de pulso com deslocamento de fase (PSPWM), conhecida como modulação *Phase-Shift*. A PSPWM apresenta, como principais características: (i) Desempenho satisfatório, relacionado à THD das correntes; (ii) Facilidade de implementação; (iii) Custo mínimo de processamento, além deste método ser largamente utilizado (PINHEIRO et al., 2005) e (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999). Nesta modulação, a portadora é tipicamente uma onda triangular ou dente de serra, e é comparada com um sinal modulante (referência), que contém a informação da tensão que se deseja sintetizar na saída do conversor. Assim, para um melhor entendimento é utilizada a Figura 2.1 de um inversor em meia ponte. Note que os interruptores são nomeados como S_1 e $\overline{S_1}$ e recebem um sinal modulado formado pela comparação de uma portadora (v_{trig}) com um sinal modulante (v_{ag}^*), como exibido na Figura 2.2. Desta forma, quando o sinal modulante tiver uma amplitude maior que a portadora o sinal, PWM (v_{S_1}) assume um valor constante, por exemplo um, caso contrário, o sinal PWM será zero. Convém lembrar, que os valores assumidos dependem da lógica do drive de acionamento dos interruptores, que podem ser ativo em alto ou em baixo.

Figura 2.1 – Inversor de meia ponte com modulação PWM.



Fonte: (PINHEIRO et al., 2005).

Figura 2.2 – Circuito comparador utilizado para gerar a modulação PWM com abordagem geométrica em Inversor de meia ponte.



Fonte: (SHEPHERD; HULLEY; LIANG, 1995).

O sinal modulado da PSPWM define o estado de condução das pernas do inversor. Desta forma, quando o sinal que estiver sendo aplicado ao interruptor S_1 for um, este conduz, enquanto o interruptor $\overline{S_1}$ encontra-se aberto. De forma oposta, quando o sinal PWM for zero, o interruptor S_1 está aberto e o interruptor $\overline{S_1}$ irá conduzir. Portanto, os interruptores S_1 e $\overline{S_1}$ utilizam uma comutação de forma complementar. Note que, com a comutação complementar de S_1 e $\overline{S_1}$, a tensão v_{ag} de cada perna do conversor possui uma forte correlação com o sinal PWM, ou seja, quando o sinal PWM for um a tensão v_{ag} será igual à tensão do barramento CC, e quando o sinal PWM for zero a tensão v_{ag} será zero. Deve ser ressaltado que as não idealidades de um interruptor real, como quedas diretas, tempos de comutação e tempo morto não serão consideradas para esta Tese. Ainda, o estado de condução onde ambos S_1 e $\overline{S_1}$ encontram-se aberto geralmente não é utilizado pois, a tensão v_{ag} neste estado depende da polaridade da corrente de carga. Assim, a tensão de saída v_{ao} é senoidal devido a esta forte correlação e, portanto, o sinal modulante é senoidal, pois não depende do PWM e pode ser expresso como:

$$v_{ag1}^* = m_a \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (2.1)$$

onde m_a é o índice de modulação de amplitude, a razão entre a amplitude do sinal modulante (v_{ag1}^*) e a amplitude do sinal da portadora (v_{trig}), ω_0 é a frequência fundamental do sinal modulante em (rad/s) e θ_0 é sua fase.

Uma vez que a portadora exibida na Figura 2.2 é triangular e periódica, pode ser expressa por:

$$v_{trig} = \begin{cases} -1 - \frac{2\omega_c t}{\pi} & \text{para } -\pi < \omega_c t < 0 \\ -1 + \frac{2\omega_c t}{\pi} & \text{para } 0 < \omega_c t < \pi \end{cases} \quad (2.2)$$

onde v_{trig} é a tensão da portadora e ω_c é a frequência da portadora em (rad/s).

Como consequência, pode-se definir a tensão v_{ag} , dada por:

$$v_{ag} = \begin{cases} E = V_{cc} & \text{para } v_{ag}^* > v_{trig} \\ 0 & \text{para } v_{ag}^* \leq v_{trig} \end{cases} \quad (2.3)$$

onde v_{ag} é a tensão de fase inversor.

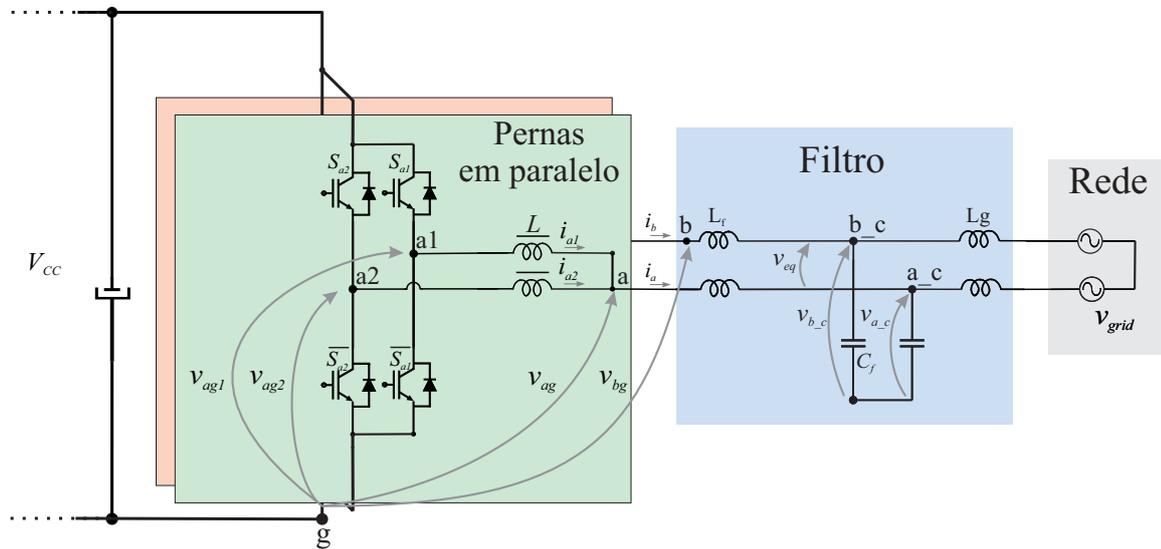
Espera-se então que a tensão na perna do conversor v_{ag} contenha uma componente proporcional à tensão do sinal modulante (v_{ag1}^*). Tal componente, devido às comutações dos interruptores, carrega em si conteúdos harmônicos que podem comprometer a THD da tensão de saída do conversor. Assim, em conversores estáticos o interesse na determinação do conteúdo harmônico dos sinais modulados por largura de pulso é motivado pela possibilidade de cancelamento de harmônicas. Os primeiros trabalhos que tratam da determinação do conteúdo do espectro harmônicos de sinais PWM foram aplicados a sistemas de comunicação e utilizavam a integral dupla de Fourier para determinação deste conteúdo, (BENNETT, 1933), (KRETZMER, 1947) e (BLACK, 1953). O Apêndice C trata da extração do conteúdo espectral pela expansão em série de Fourier.

2.2 CANCELAMENTO DE HARMÔNICAS EM CONVERSORES COM PERNAS EM PARALELO UTILIZANDO MODULAÇÃO PSPWM COM ABORDAGEM GEOMÉTRICA

Com o objetivo de obter o cancelamento de harmônicas em inversores com pernas em paralelo magneticamente acopladas, pode-se utilizar a abordagem geométrica que possibilita mapear o espaço das tensões de interesse no espaço dos vetores das pernas do conversor. A abordagem geométrica para modulação de conversores PWM foi desenvolvida por (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999). Consiste em uma transformação linear que relaciona o espaço das tensões de saída do conversor que se deseja sintetizar com o espaço das tensões de fase. Assim, a tensão de modo comum do conversor adiciona um grau de liberdade que representa a injeção de harmônicas no conversor. A Figura 2.3 exibe

um conversor monofásico com duas pernas em paralelo onde pode-se analisar a tensão de saída equivalente relacionada as tensões de fase.

Figura 2.3 – Inversor com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas.



Fonte: Próprio Autor.

Ao analisar a Figura 2.3 notam-se as seguintes relações:

$$v_{eq} = v_{ab} = v_{a_c} - v_{b_c} \quad (2.4)$$

onde v_{eq} é a tensão de linha entre as fases a e b , v_{a_c} é a tensão de fase a de saída do filtro, v_{b_c} é a tensão de fase b de saída do filtro.

A tensão v_{eq} também é uma relação das tensões médias fornecidas pelas pernas em paralelo de cada fase (v_{ag} e v_{bg}) e, é dada por:

$$v_{eq} = \frac{(v_{ag} - v_{bg})}{mp} \quad (2.5)$$

onde mp é o número de pernas em paralelo por fase, neste exemplo $mp = 2$.

Por sua vez, as tensões nas pernas de cada fase do conversor podem ser escritas, como:

$$v_{ag} = v_{ag1} + v_{ag2} \quad (2.6)$$

e

$$v_{bg} = v_{bg1} + v_{bg2} \quad (2.7)$$

Substituindo (2.6) e (2.7) em (2.5), pode-se obter:

$$v_{eq} = \frac{((v_{ag1} + v_{ag2}) - (v_{bg1} + v_{bg2}))}{2} \quad (2.8)$$

A tensão de modo comum pode ser escrita como a média das tensões nas pernas em paralelo acopladas magneticamente, e é dada por:

$$v_o = \frac{1}{4}(v_{ag1} + v_{ag2} + v_{bg1} + v_{bg2}) \quad (2.9)$$

Os vetores das tensões das pernas a e b do conversor podem ser escritos como:

$$v_{a12} = v_{ag1} - v_{ag2} \quad (2.10)$$

e

$$v_{b12} = v_{bg1} - v_{bg2} \quad (2.11)$$

rescrevendo (2.8), (2.9), (2.10) e (2.11) na forma matricial, temos:

$$\begin{bmatrix} v_{eq} \\ v_o \\ v_{a12} \\ v_{b12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & -0,5 & -0,5 \\ 0,25 & 0,25 & 0,25 & 0,25 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{bg1} \\ v_{bg2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Para o cancelamento de harmônicas em conversores monofásicos alimentados por tensão com múltiplas pernas em paralelo magneticamente acopladas pode ser obtido quando se exploram os graus de liberdade associados à fase da portadora e do sinal

modulante. Assim, a tensão equivalente de saída em conversores com pernas paralelas magneticamente acopladas é dada por:

$$v_{eq} = \frac{v_{ag1} + v_{ag2} + \dots + v_{agmp} - v_{bg1} - v_{bg2} - \dots - v_{bgmp}}{mp} \quad (2.13)$$

ou

$$v_{eq} = \frac{(v_{ag1} - v_{bg1}) + (v_{ag2} - v_{bg2}) + \dots + (v_{agmp} - v_{bgmp})}{mp} \quad (2.14)$$

com base em (2.14) pode-se generalizar para:

$$v_{eq} = \sum_{i=1}^{mp} \left(\frac{v_{agi} - v_{bgi}}{mp} \right) \quad (2.15)$$

O termo $(v_{agi} - v_{bgi})$ pode ser interpretado como um conversor monofásico em ponte completa e mp o número de pernas em paralelo na mesma fase.

Com base neste conversor equivalente pode-se utilizar sinais modulantes em contra fase para o cancelamento do primeiro grupo de harmônicas que aparece em torno do múltiplo da frequência da portadora em cada conversor equivalente monofásico. O acoplamento magnético das pernas do conversor resulta em uma associação série equivalente, como pode ser visto em (2.14).

As portadoras de cada conjunto $v_{agi} - v_{bgi}$ devem ser defasadas de:

$$\Delta\theta_c = \frac{\pi}{mp} \quad (2.16)$$

onde mp é o número de pernas em paralelo que resulta no cancelamento de harmônicas em torno do dobro da frequência da portadora.

A equação (2.17), baseado no Apêndice C, expressa os valores da tensão PWM v_{ag} , e cada parcela pode ser identificada pelos termos de adição, onde, respectivamente, têm-se: (i) Parcela CC contida no sinal; (ii) Parcela relativa à frequência fundamental e suas harmônicas; (iii) Parcela das harmônicas múltiplas da portadora; (iv) Parcela das bandas laterais da portadora. Desta forma, aplicando a defasagem nas portadoras do

conversor, obtêm-se o cancelamento de harmônicas.

$$v_{ag} = \frac{E}{2} + m_a \frac{E}{2} \cos(\omega_0 t + \theta_0) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2E J_0(m \frac{\pi}{2} m_a) \sin(m \frac{\pi}{2})}{m\pi} \cos(m(\omega_c t + \theta_c)) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left[\frac{2E J_n(m \frac{\pi}{2} m_a) \sin((m+n) \frac{\pi}{2})}{m\pi} \cos((n\omega_0 + m\omega_c)t + n\theta_0 + m\theta_c) \right] \quad (2.17)$$

Note que por (2.17), as frequências ímpares da portadora também são canceladas.

Esta seção descreve a metodologia utilizada em conversores com 2, 3 e 4 pernas em paralelo magneticamente acopladas. Resultados de simulação são apresentados para validar as expressões desenvolvidas. Sem perder a generalização, pode-se simular diversas condições que são utilizadas em inversores monofásicos com mp pernas em paralelo magneticamente acopladas. Neste capítulo, optou-se por um sistema de geração distribuída baseado em turbinas eólicas com a seguinte característica: (i) Tensão de saída de 690 Vrms; (ii) Frequência de 50 Hz (pela facilidade dos cálculos); (iii) Potência trifásica de 750 kW; (iv) Frequência de comutação dos interruptores de 2 kHz. Inicialmente será apresentado o sistema para duas pernas em paralelo, na sequência para três e quatro pernas em paralelo magneticamente acopladas. Em seguida são apresentados resultados de simulação e experimental para um conversor trifásico com três pernas em paralelo.

2.2.1 Cancelamento de harmônicas em conversores monofásicos com 2 pernas em paralelo magneticamente acopladas

Para obter os sinais modulantes utilizando a abordagem geométrica, onde uma transformação linear relaciona unicamente as tensões de saída com as tensões modulantes do conversor, é utilizado o inversor monofásico com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas, mostrado na Figura 2.4. Aqui, as tensões de saída são agrupadas em vetores, como:

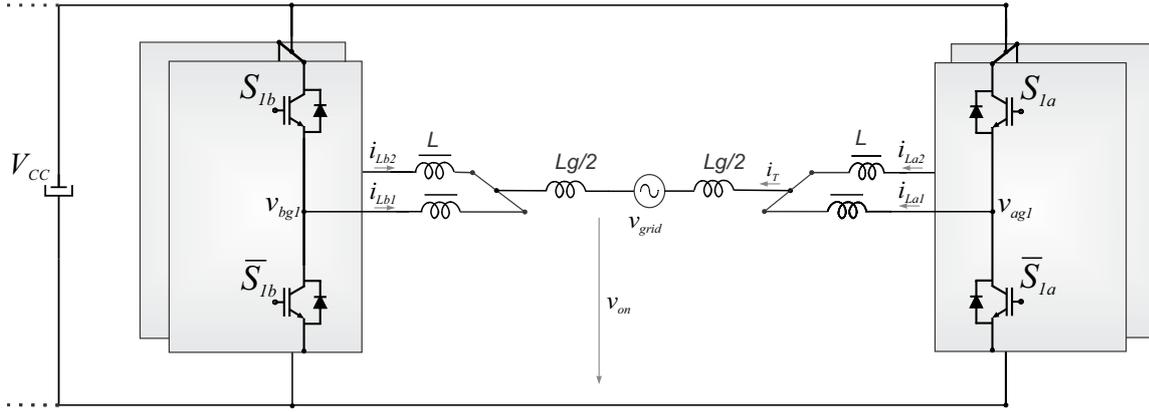
$$\begin{bmatrix} v_{eq} & v_o & v_{a12} & v_{b12} \end{bmatrix}' \quad (2.18)$$

onde v_{eq} é a tensão de linha, e é dada por (2.13), v_o é a tensão de modo comum dada por (2.19), (2.10) e (2.11) são respectivamente, os vetores das tensões das pernas a e b do

conversor.

$$v_o = \frac{1}{4}(v_{ag1} + v_{ag2} + v_{bg1} + v_{bg2}) \quad (2.19)$$

Figura 2.4 – Inversor monofásico com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas.



Fonte: Próprio Autor.

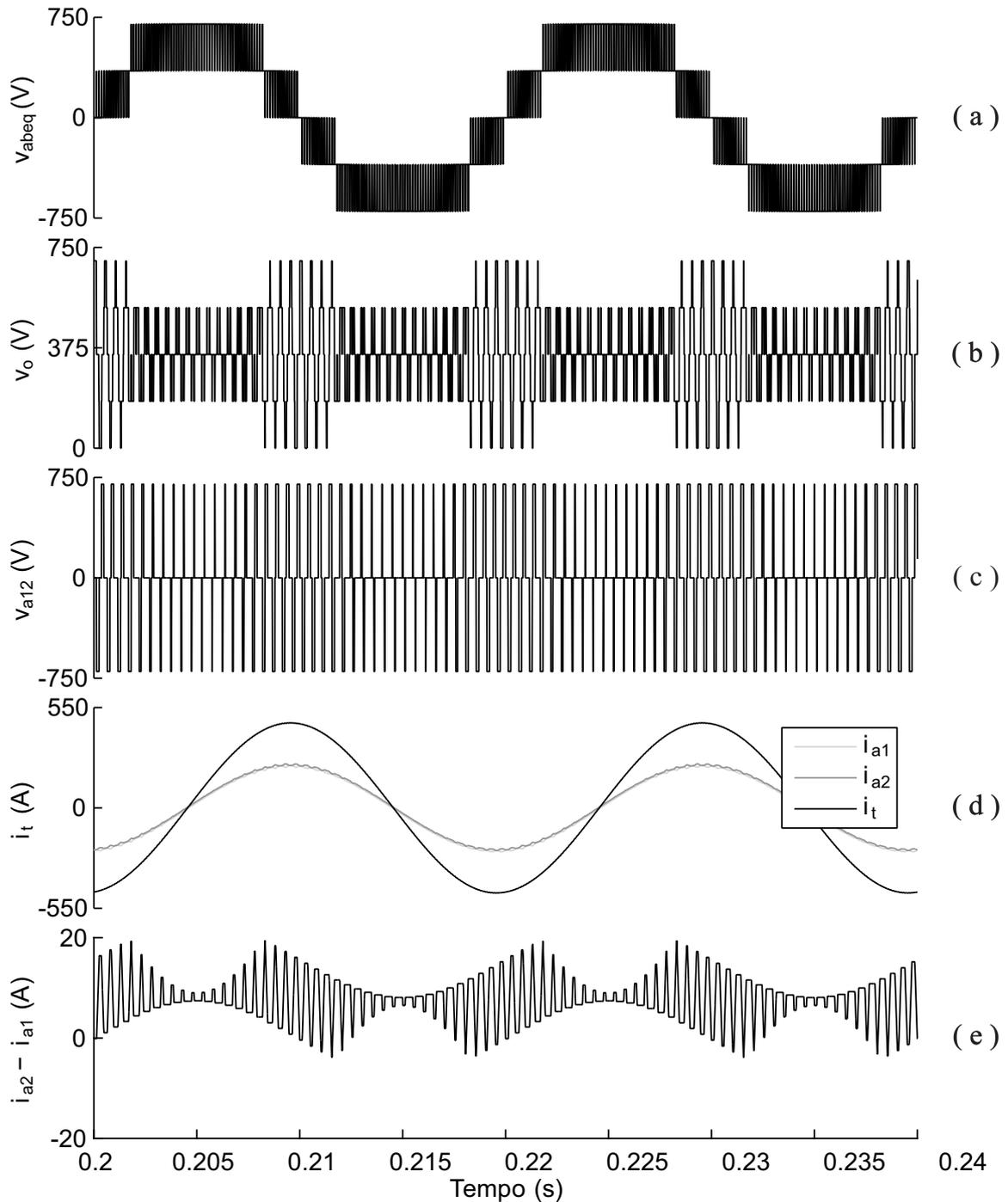
$$\begin{bmatrix} v_{eq} \\ v_o \\ v_{a12} \\ v_{b12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & -0,5 & -0,5 \\ 0,25 & 0,25 & 0,25 & 0,25 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{bg1} \\ v_{bg2} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Como a matriz das tensões é não-singular, é possível obter a matriz inversa que fornece o seguinte resultado:

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{bg1} \\ v_{bg2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,5 & 1 & 0,5 & 0 \\ 0,5 & 1 & -0,5 & 0 \\ -0,5 & 1 & 0 & 0,5 \\ -0,5 & 1 & 0 & -0,5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{eq} \\ v_o \\ v_{a12} \\ v_{b12} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Os vetores das tensões das pernas podem ser utilizados para o equilíbrio das correntes entre as pernas do conversor. Na Figura 2.5 percebe-se que a tensão de saída equivalente multinível v_{abeq} entre os pares de pernas a e b exibe cinco níveis. A THD de tensão saída resulta em 30,35 % e a THD de corrente saída resulta em 0,16 %.

Figura 2.5 – Resultados de simulação do conversor com duas pernas em paralelo acopladas magneticamente: a) Tensão de saída equivalente multinível entre as pernas a e b ; b) Tensão de modo comum; c) Tensão entre as pernas a_1 e a_2 da fase a ; d) Correntes da fase a (i_t , i_{a1} e i_{a2}) e e) Corrente de magnetização do indutor de acoplamento na fase a .



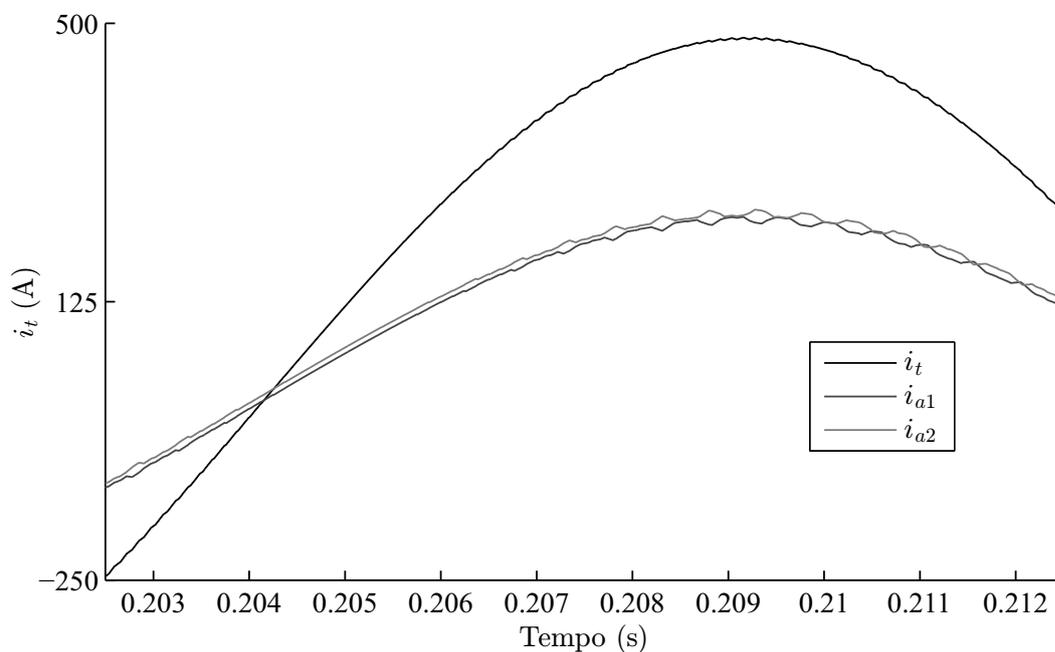
Fonte: Próprio autor.

Da diferença das correntes nas pernas do conversor i_{a2} e i_{a1} pode-se observar a relação da corrente de magnetização do indutor de acoplamento magnético, além de notar-

se uma pequena desigualdade provocada pela falta de controle da corrente circulante que reduza tal desequilíbrio, pois o sistema se encontra em malha aberta. Em regime permanente, essa diferença entre as máximas das correntes tende a reduzir, devido ao amortecimento do circuito. Convém ressaltar que $i_t = i_{a1} + i_{a2}$, onde i_t é a corrente total que sai dos indutores L.

Para uma melhor visualização, a Figura 2.6 exibe o detalhe das correntes da fase a (i_t , i_{a1} e i_{a2}) no intervalo de tempo de 0.2025 até 0.2125 s, onde nota-se a diferença entre as correntes i_{a1} e i_{a2} .

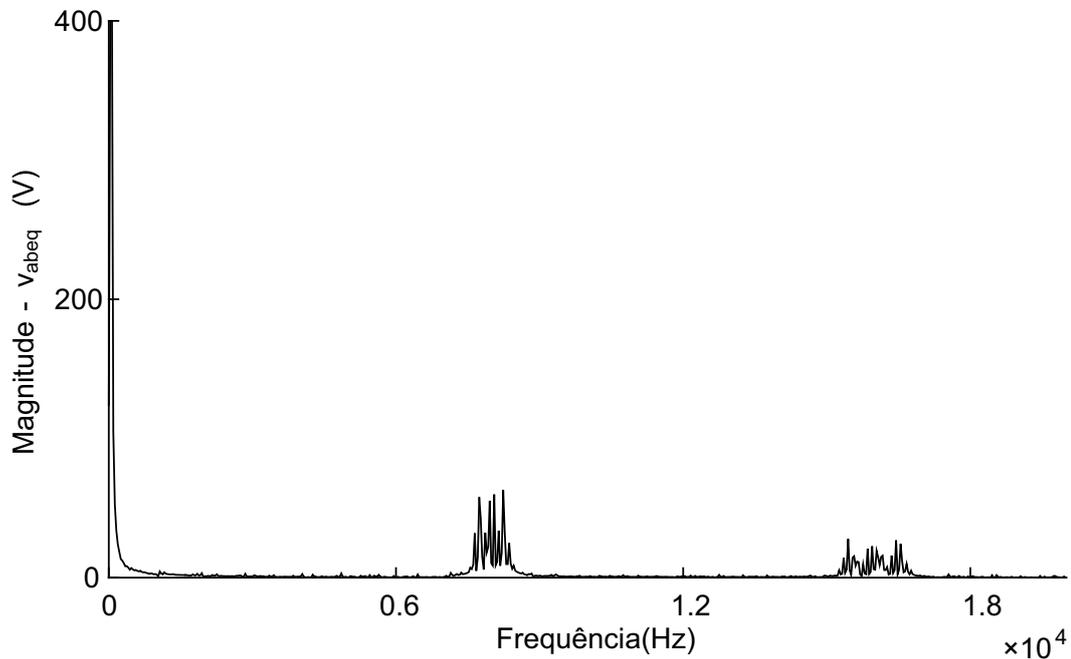
Figura 2.6 – Destaque da simulação das correntes da fase a (i_t , i_{a1} e i_{a2}) do conversor com duas pernas em paralelo.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 2.7 demonstra o cancelamento de harmônicas, onde pode-se perceber que as frequências das harmônicas produzidas pela comutação dos interruptores só surge a partir de quatro vezes a frequência de comutação de 2 kHz e suas múltiplas. Assim, a faixa das harmônicas produzidas será 8 kHz, 16 kHz, 24 kHz, entre outras.

Figura 2.7 – Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com duas pernas magneticamente acopladas com modulação PSPWM com abordagem geométrica.



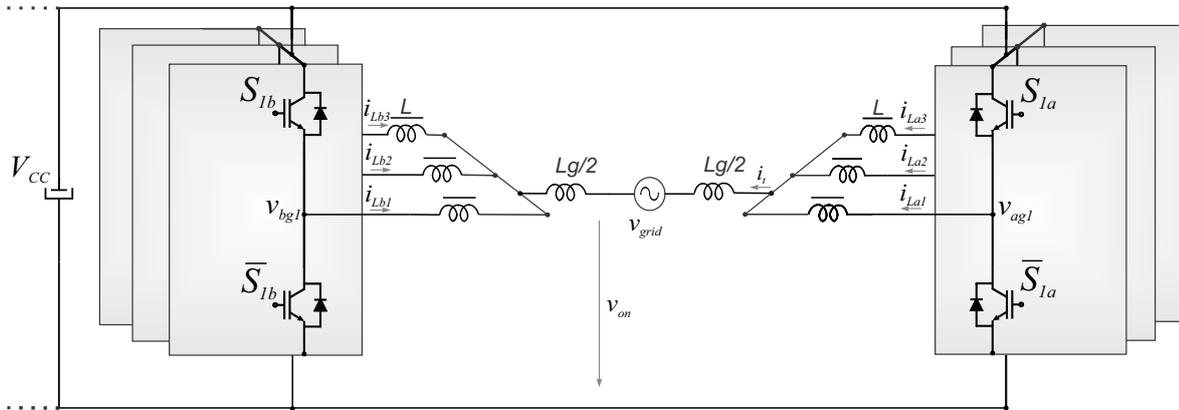
Fonte: Próprio Autor.

Cabe destacar que cada perna em paralelo é responsável por uma parte da potência entregue à carga. Nesta simulação, a potência total fornecida está na faixa de 174 kW.

2.2.2 Cancelamento de harmônicas em conversores monofásicos com 3 pernas em paralelo magneticamente acopladas

Como na simulação anterior, a Figura 2.8 exibe o circuito de um conversor monofásico com três pernas magneticamente acopladas. Ao observar a figura, percebe-se a potencialidade de escalonamentos das pernas em paralelo, tantos quanto forem necessários para o projeto. Observa-se que há transformações lineares que também são escalonáveis, como mostra (2.22) e (2.23).

Figura 2.8 – Inversor monofásico com três pernas em paralelo magneticamente acoplada.



Fonte: Próprio autor.

$$\begin{bmatrix} v_{eq} \\ v_o \\ v_{a12} \\ v_{a23} \\ v_{b12} \\ v_{b23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & 1/3 & 1/3 & -1/3 & -1/3 & -1/3 \\ 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \\ v_{bg1} \\ v_{bg2} \\ v_{bg3} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

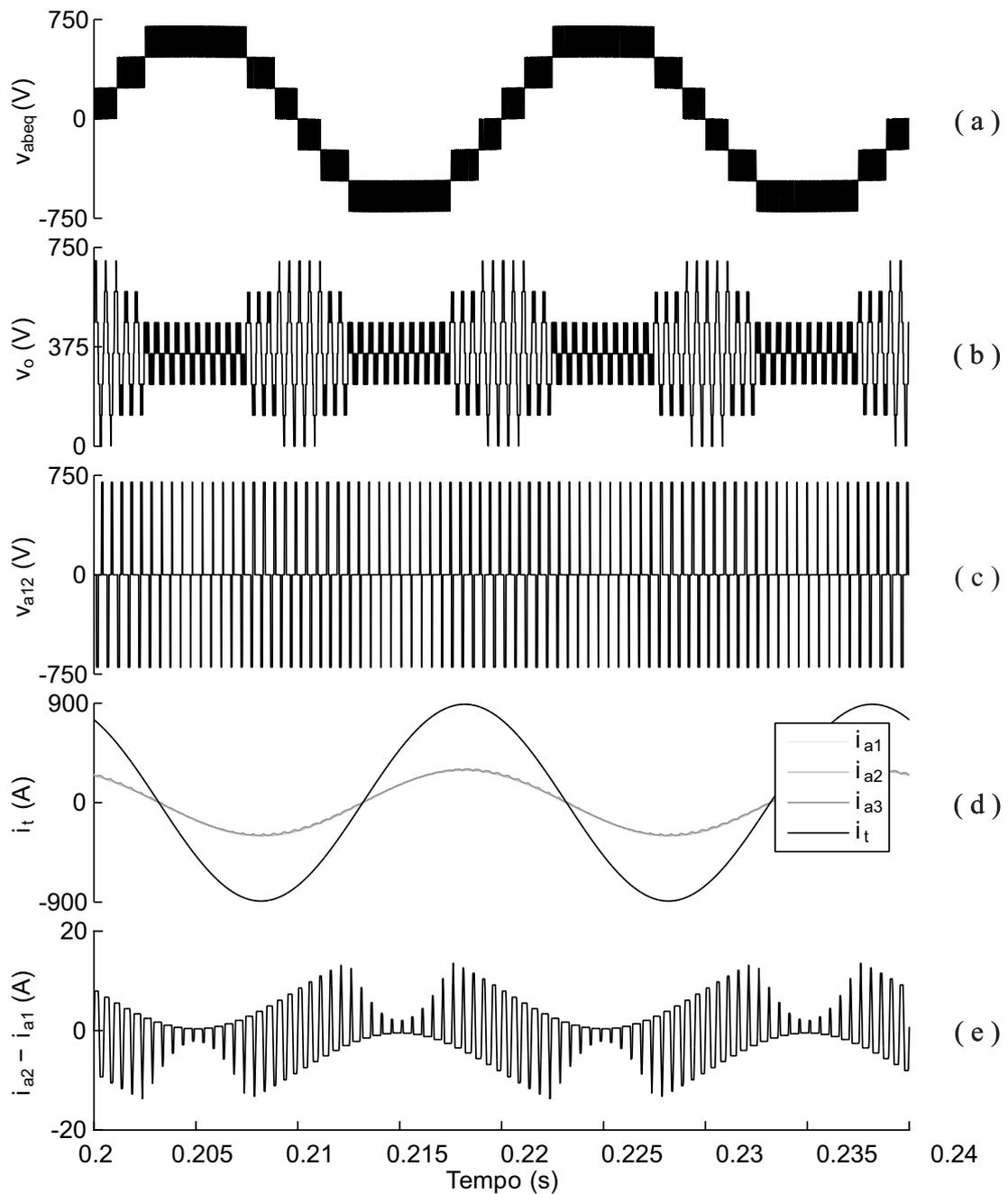
Como a matriz das tensões é não-singular, pode-se fazer a inversão da matriz, resultando em:

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \\ v_{bg1} \\ v_{bg2} \\ v_{bg3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,5 & 1 & 2/3 & 1/3 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1 & -1/3 & 1/3 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1 & -1/3 & -2/3 & 0 & 0 \\ -0,5 & 1 & 0 & 0 & 2/3 & 1/3 \\ -0,5 & 1 & 0 & 0 & -1/3 & 1/3 \\ -0,5 & 1 & 0 & 0 & -1/3 & -2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{eq} \\ v_o \\ v_{a12} \\ v_{a23} \\ v_{b12} \\ v_{b23} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Na Figura 2.9 pode-se observar que a tensão de saída equivalente multinível v_{abeq} entre as pernas a e b do conversor possui sete níveis de tensão, resultando em uma THD de tensão 20,67 %, e uma THD de corrente 0,086 %. Assim, da diferença das correntes nas pernas do conversor i_{a3} , i_{a2} e i_{a1} pode-se observar a relação da corrente de magnetização do indutor de acoplamento magnético. Como o circuito está em malha aberta, isto,

sem controle de correntes circulantes, existe uma pequena desigualdade, como pode ser verificado no item *e* da Figura 2.9. Por outro lado, em regime permanente, estas diferenças entre as máximas da corrente tendem a reduzir, devido ao amortecimento do circuito.

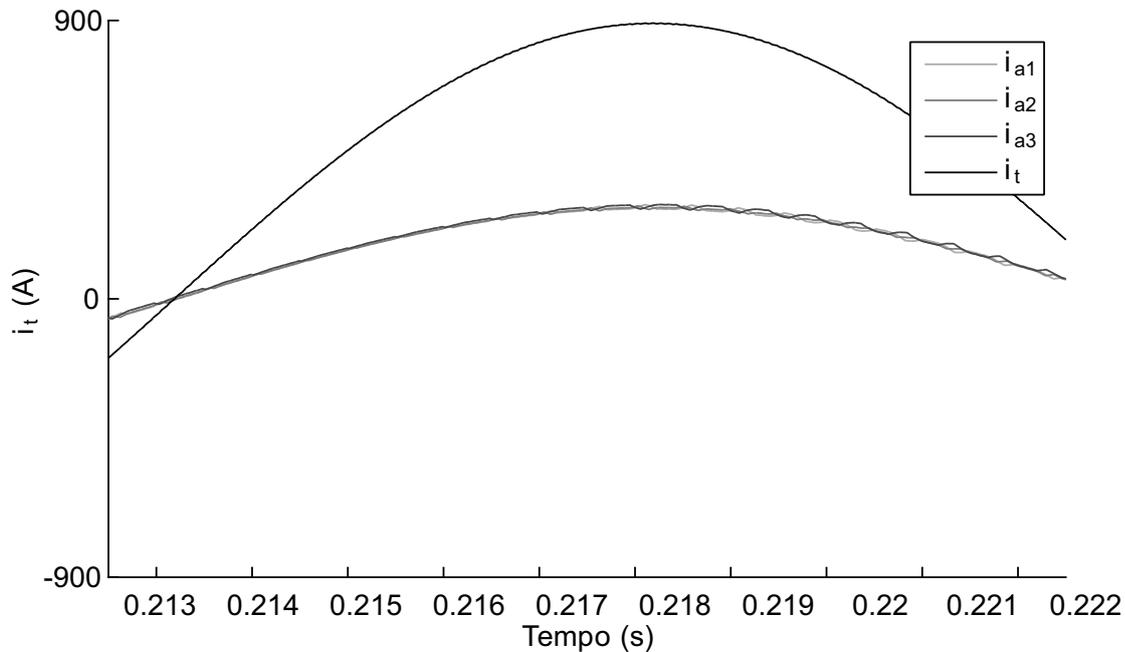
Figura 2.9 – Resultados de simulação do conversor com três pernas magneticamente acopladas: a) Tensão equivalente entre as pernas *a* e *b*; b) Tensão de modo comum; c) Tensão entre as pernas em paralelo *a*₁ e *a*₂ magneticamente acopladas; d) Correntes (total, *i*_{a1}, *i*_{a2} e *i*_{a3}) e e) Corrente de magnetização do indutor de acoplamento.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 2.10 exibe o detalhe das correntes da fase a (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) no intervalo de tempo de 0.2125 até 0.2225 s, onde nota-se a diferença entre as correntes i_{a1} , i_{a2} e i_{a3} .

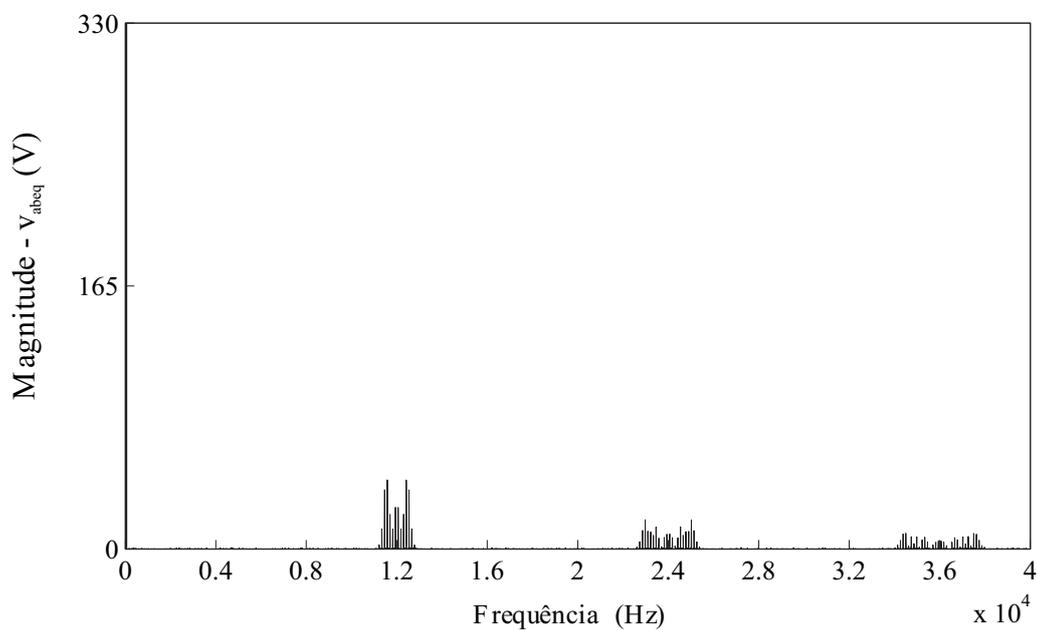
Figura 2.10 – Destaque da simulação das correntes da fase a (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) do conversor com três pernas em paralelo.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 2.11 exibe o cancelamento de harmônicas, onde pode-se perceber que a frequência das harmônicas produzidas pela comutação dos interruptores só surge a partir de seis vezes a frequência de comutação, que é de 2 kHz, e as harmônicas múltiplas desta frequência de comutação, ou seja, em 12 kHz, 18 kHz, 24 kHz entre outras. Pode-se notar que somente há as bandas laterais do espectro da tensão equivalente de saída (v_{abeq}).

Figura 2.11 – Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com três pernas magneticamente acopladas com modulação geométrica.

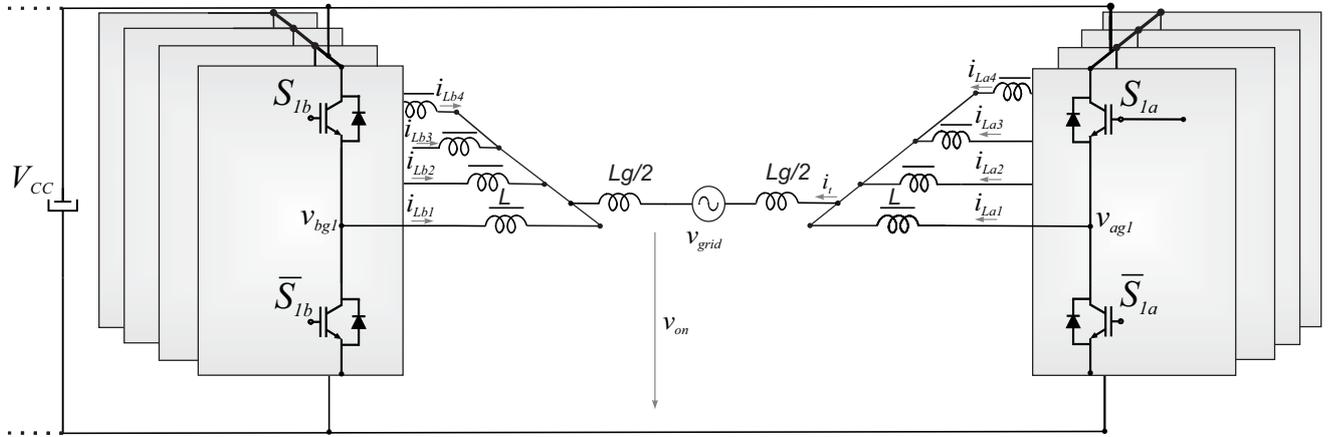


Fonte: Próprio Autor.

2.2.3 Cancelamento de harmônicas em conversores monofásicos com 4 pernas em paralelo magneticamente acopladas

Como nas simulações anteriores, a Figura 2.12 exibe o circuito de um conversor monofásico com quatro pernas magneticamente acopladas. Observa-se que as transformações lineares também podem ser escalonáveis, como demonstrado em (2.24) e (2.25).

Figura 2.12 – Inversor com quatro pernas em paralelo magneticamente acopladas utilizando modulação PWM e abordagem geométrica.



Fonte: Próprio Autor.

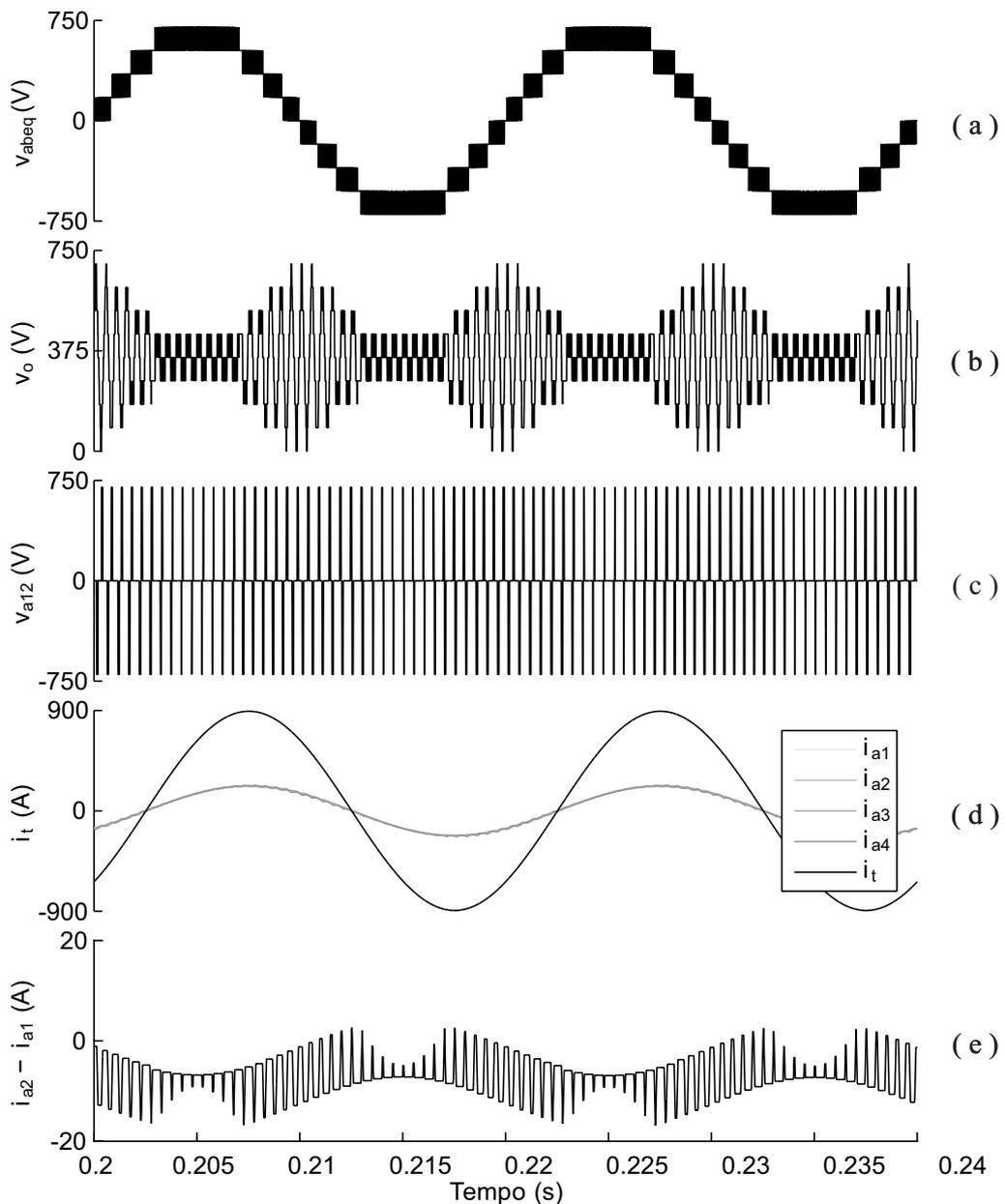
$$\begin{bmatrix} v_{eq} \\ v_o \\ v_{a12} \\ v_{a23} \\ v_{a34} \\ v_{b12} \\ v_{b23} \\ v_{b34} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/4 & 1/4 & 1/4 & 1/4 & -1/4 & -1/4 & -1/4 & -1/4 \\ 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \\ v_{ag4} \\ v_{bg1} \\ v_{bg2} \\ v_{bg3} \\ v_{bg4} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Como a matriz das tensões é não-singular, é possível fazer a inversão da matriz, resultando em:

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \\ v_{ag4} \\ v_{bg1} \\ v_{bg2} \\ v_{bg3} \\ v_{bg4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,5 & 1 & 3/4 & 2/4 & 1/4 & 0 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1 & -1/4 & 2/4 & 1/4 & 0 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1 & -1/4 & -2/4 & 1/4 & 0 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1 & -1/4 & -2/4 & -3/4 & 0 & 0 & 0 \\ -0,5 & 1 & 0 & 0 & 0 & 3/4 & 2/4 & 1/4 \\ -0,5 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1/4 & 2/4 & 1/4 \\ -0,5 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1/4 & -2/4 & 1/4 \\ -0,5 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1/4 & -2/4 & -3/4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{eq} \\ v_o \\ v_{a12} \\ v_{a23} \\ v_{a34} \\ v_{b12} \\ v_{b23} \\ v_{b34} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Ao observar a Figura (2.13), pode-se perceber que a tensão equivalente v_{abeq} entre as pernas a e b , conta com nove níveis de tensão, e resulta em uma THD de Tensão de saída 15,53 % e uma THD de corrente de saída de 0,073 % . Na diferença das correntes nas pernas do conversor i_{a4} , i_{a3} , i_{a2} e i_{a1} pode-se observar a relação da corrente de magnetização do indutor de acoplamento magnético.

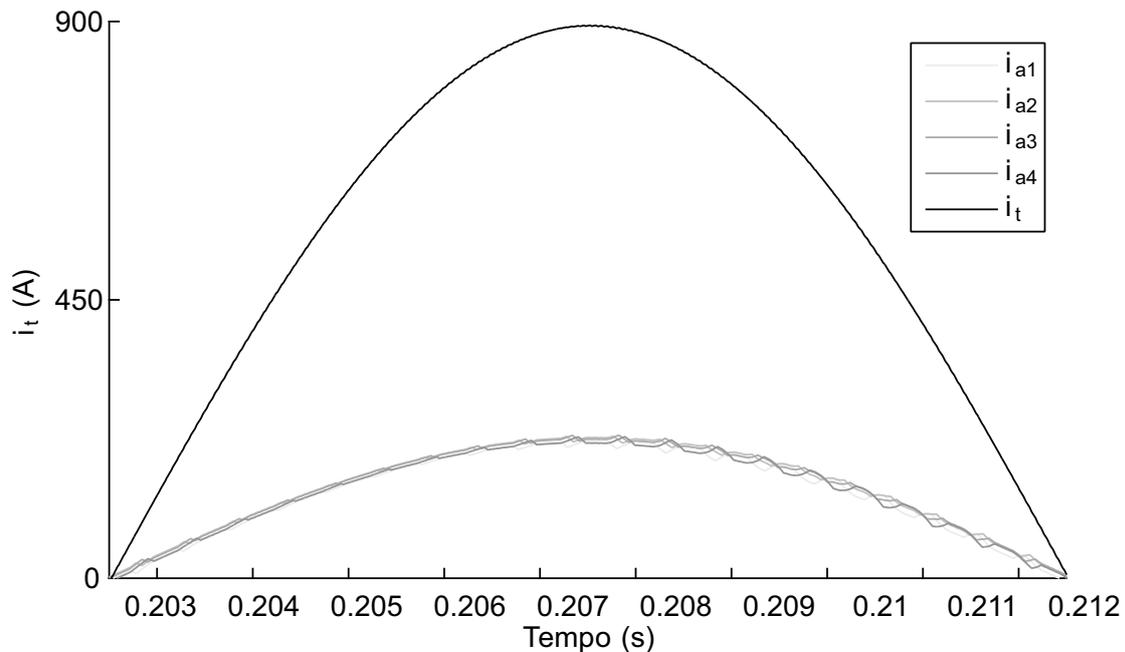
Figura 2.13 – Resultados de simulação do conversor com quatro pernas magneticamente acopladas: a) Tensão equivalente entre as pernas paralelas a e b ; b) Tensão de modo comum; c) Tensão entre as pernas paralelos v_{ag1} e v_{vag2} magneticamente acopladas da fase a ; d) Correntes (total, i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} e i_{a4}) e 3) Corrente de magnetização do indutor de acoplamento.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 2.14 exibe o detalhe das correntes da fase a (i_t , i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} e i_{a4}) no intervalo de tempo de 0.2025 até 0.2125 s, onde nota-se a diferença entre as correntes.

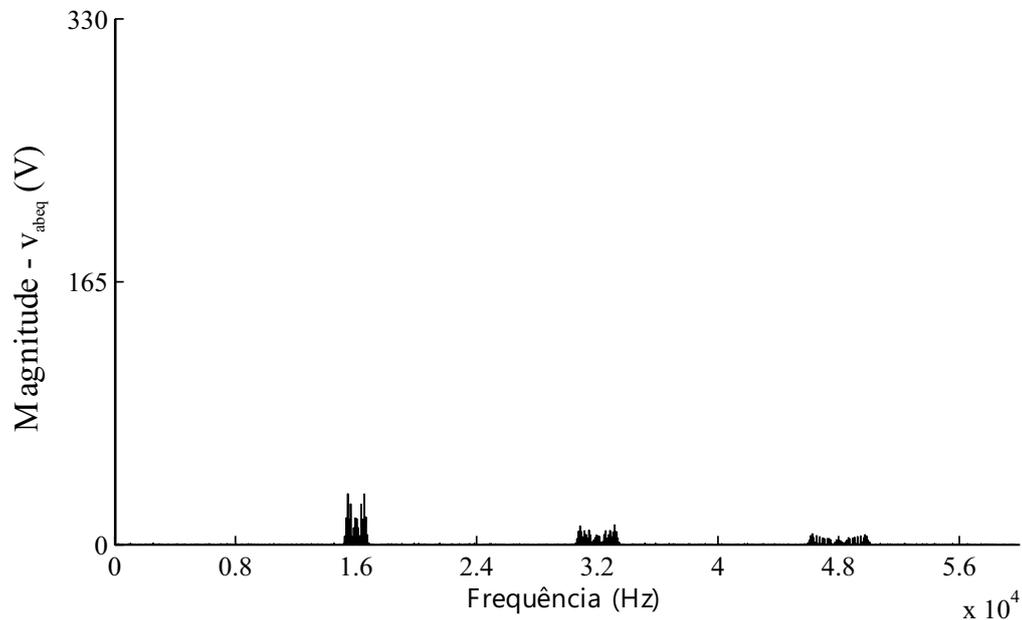
Figura 2.14 – Destaque da simulação das correntes da fase a (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) do conversor com três pernas em paralelo.



Fonte: Próprio autor.

A Figura (2.15) exibe o cancelamento de harmônicas, onde pode-se perceber que as frequências das harmônicas produzidas pela comutação dos interruptores surgem a partir de oito vezes a frequência de comutação (2 kHz). Assim, as harmônicas são de 16 kHz, 32 kHz, 48 kHz e assim em diante. Aqui também nota-se a existência somente das bandas laterais do espectro da tensão equivalente de saída (v_{abeq}).

Figura 2.15 – Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com quatro pernas magneticamente acopladas com modulação geométrica.

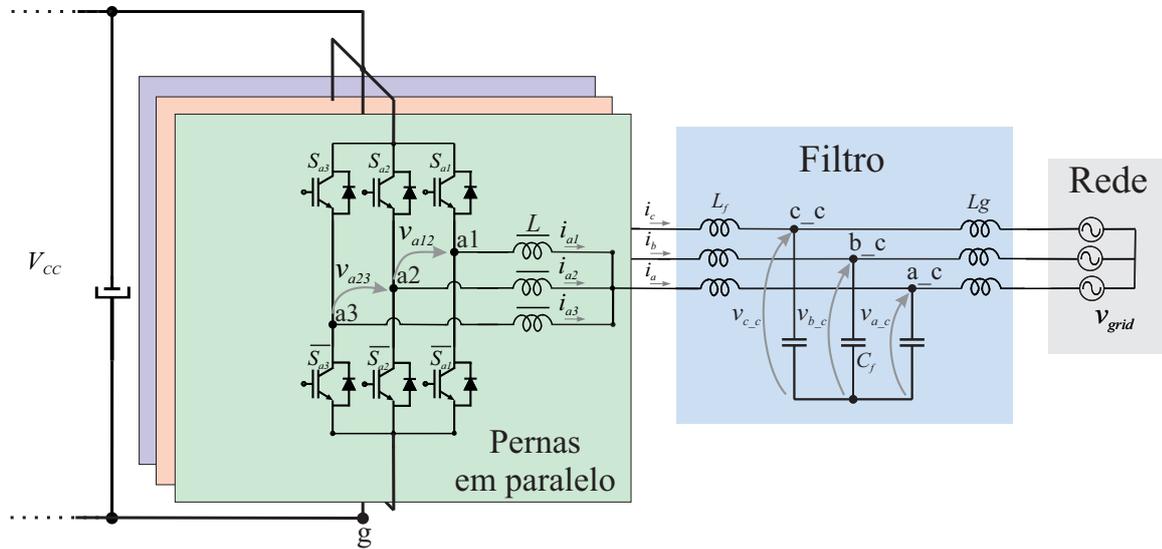


Fonte: Próprio Autor.

2.3 SIMULAÇÃO DO CANCELAMENTO DE HARMÔNICAS EM CONVERSOR TRIFÁSICO COM 3 PERNAS EM PARALELO MAGNETICAMENTE ACOPLADAS

A Figura 2.16 exibe o circuito de um conversor trifásico com três pernas em paralelo. Neste caso, pode-se definir a relação entre a tensão equivalente de saída de fase a do conversor e as tensões circulantes entre os indutores de acoplamento das pernas em paralelo 1 e 2 e das pernas em paralelo 2 e 3 com as tensões das pernas em paralelo de mesma fase. A fim de gerar graus de liberdade para possibilitar o equilíbrio das correntes circulantes, pode-se definir:

Figura 2.16 – Inversor com três pernas em paralelo magneticamente acopladas utilizando modulação PWM com abordagem geométrica.



Fonte: Próprio autor.

As tensões v_{a_eq} , v_{a12} e v_{a23} são obtidas a partir da solução do circuito da Figura 2.16, descritas no Apêndice B desta Tese, e são expressas por:

$$v_{a_eq} = \frac{v_{ag1} + v_{ag2} + v_{ag3}}{3} \quad (2.26)$$

$$v_{a12} = v_{ag1} - v_{ag2} \quad (2.27)$$

$$v_{a23} = v_{ag2} - v_{ag3} \quad (2.28)$$

onde v_{a_eq} é a tensão de saída de linha equivalente sintetizada em multinível da fase a do conversor com três pernas em paralelo acopladas magneticamente, v_{a12} é a tensão entre as pernas 1 e 2 da fase a do conversor e v_{a23} é a tensão entre as pernas 2 e 3 da fase a do conversor.

Reescrevendo (2.26), (2.27) e (2.28) na forma matricial, têm-se:

$$\begin{bmatrix} v_{a_eq} \\ v_{a12} \\ v_{a23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

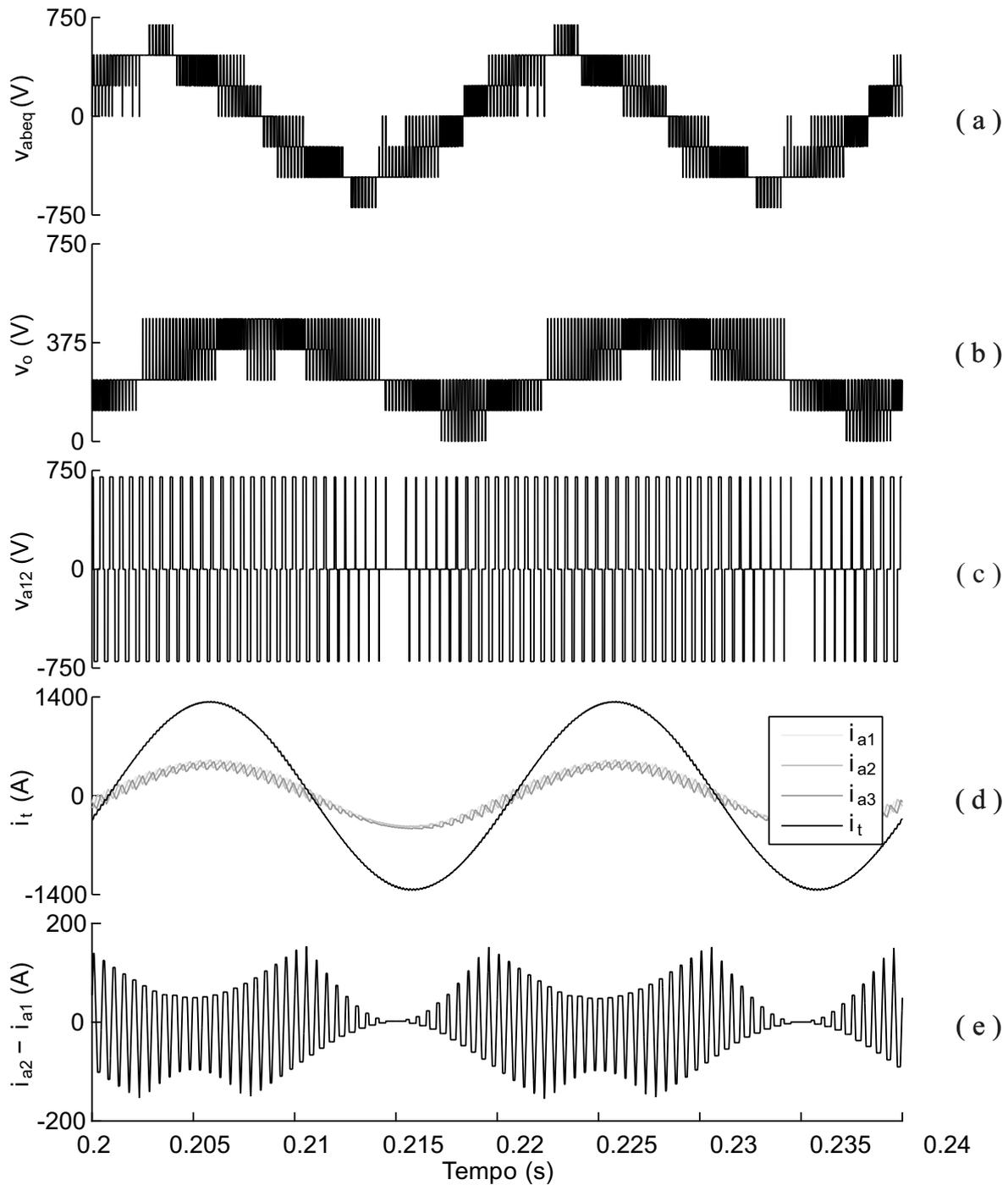
Em (2.29) pode-se notar que o equacionamento do conversor trifásico e que as fases do conversor são tratadas separadamente. Assim, para as demais fases, pode-se definir o

mesmo modelo, que relaciona a tensão de saída com as tensões circulantes entre as pernas adjacentes do conversor. Sendo assim, para a fase "a", pode ser calculada a inversão da matriz de tensões, pois esta é não-singular, e resulta em:

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 2/3 & 1/3 \\ 1 & -1/3 & 1/3 \\ 1 & -1/3 & -2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a_eq} \\ v_{a12} \\ v_{a23} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Para a simulação da fase "a", as seguintes características foram adotadas: i) Tensão do barramento CC de 700 Vcc; ii) Índice de modulação de 0,95; iii) Indutores de acoplamento magnético de 0,5 mH; iv) Resistência da carga de 0,2 Ω . Portanto, estas características permitem que a potência simulada esteja na faixa dos 500 kW e para potências maiores basta utilizar os módulos conversores em paralelo. Na Figura 2.17, percebe-se que a tensão de linha de saída equivalente multinível v_{abeq} entre os pares de pernas a e b do conversor possui sete níveis de tensão de saída, a THD de tensão de saída resulta em 31,26 % e a THD de corrente de saída 0,76 %, porém utilizando esta abordagem é possível perceber que não são utilizados os vetores mais próximos no espaço das tensões de saída. A não utilização dos vetores é devido as componentes que relacionam a frequência do sinal modulante com a frequência da portadora de (2.17), pode-se observar a relação da corrente de magnetização do indutor de acoplamento magnético. Assim, como o circuito está em malha aberta, isto é, sem controle de correntes circulantes, existe uma desigualdade, como pode ser verificado no item e da Figura 2.17. Por outro lado, em regime permanente, esta diferença entre as máximas da corrente tende a se reduzir devido ao amortecimento do circuito.

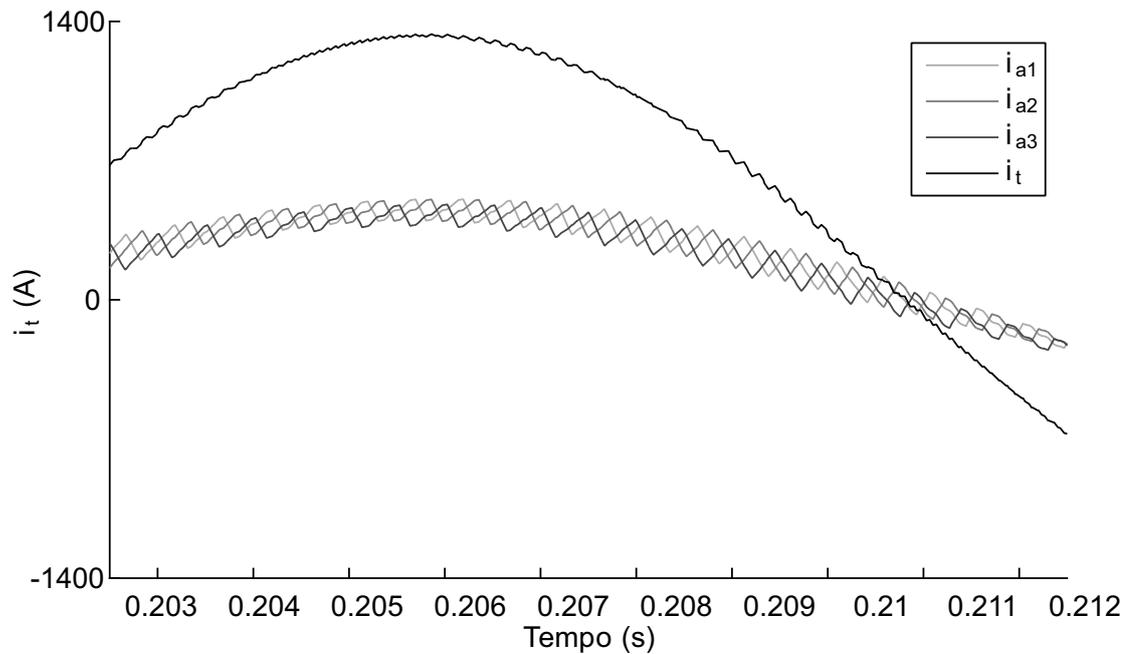
Figura 2.17 – Resultados de simulação do conversor com três pernas magneticamente acopladas: a) Tensão equivalente entre as pernas a e b ; b) Tensão de modo comum; c) Tensão entre as pernas em paralelos a_1 e a_2 magneticamente acopladas; d) Correntes (total, i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) e e) Corrente de magnetização do indutor de acoplamento.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 2.18 exibe o detalhe das correntes da fase a (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) no intervalo de tempo de 0.2025 até 0.2125 s, onde nota-se a diferença entre as correntes i_{a1} , i_{a2} e i_{a3} .

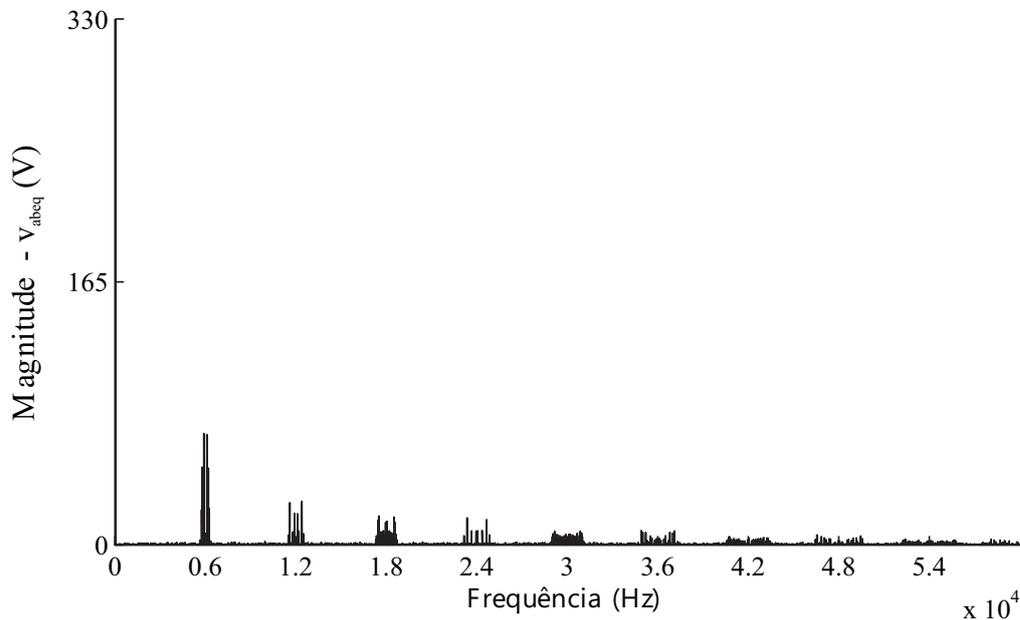
Figura 2.18 – Destaque da simulação das correntes da fase a (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}) do conversor com três pernas em paralelo.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 2.19 exibe o cancelamento de harmônicas, onde pode-se perceber que a frequência das harmônicas produzidas pela comutação dos interruptores só surge a partir de seis vezes a frequência de comutação, que é de 2 kHz, e as múltiplas harmônicas da frequência de comutação, ou seja, em 6kHz, 12 kHz, 18 kHz, 24 kHz e sucessivamente. Pode-se notar, unicamente, as bandas laterais do espectro da tensão equivalente de saída (v_{abeq}).

Figura 2.19 – Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com três pernas magneticamente acopladas com modulação geométrica.



Fonte: Próprio Autor.

2.4 CONCLUSÃO

Este estudo e as simulações mostram que é possível a utilização da modulação com abordagem geométrica em conversores monofásicos com pernas paralelas magneticamente acopladas, e que o comportamento da tensão de saída equivalente é multinível e que os níveis aumentam em função do número de pernas na proporção de $2mp + 1$, onde mp é o número de pernas em paralelo. Outro fato relevante é que a tensão de modo comum varia nos limites máximos da tensão do barramento CC, o que pode induzir correntes nas capacitâncias parasitas do sistema. Para conversores monofásicos é possível perceber que as harmônicas múltiplas da frequência de comutação não estão presentes, mas suas bandas laterais são verificadas, conforme demonstrado pelo estudo de cancelamentos de harmônicas neste capítulo. Por outro lado, as simulações mostram que é possível a utilização da modulação com abordagem geométrica em conversores trifásicos com pernas paralelas magneticamente acopladas, porém é possível notar que a tensão de linha v_{abeq} é comprometida com harmônicas de baixa ordem, e produz uma THD de tensão de 31,26 %. Desta forma, observa-se que, apesar da simplicidade da modulação geométrica, esta não é a melhor opção.

3 MODULAÇÃO DESCONTÍNUA COM PORTADORA PARA CONVERSOR COM PERNAS EM PARALELO

3.1 INTRODUÇÃO

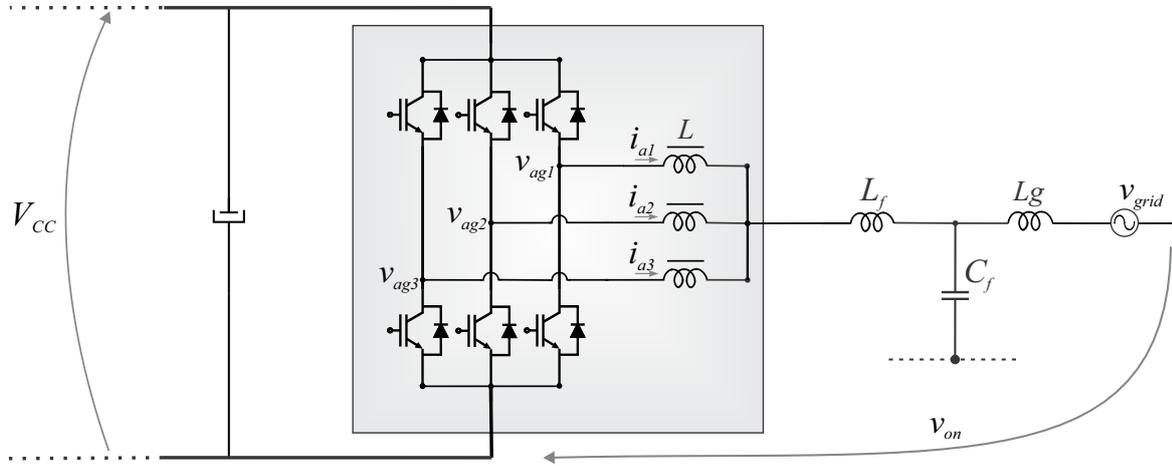
No capítulo anterior percebeu-se que em conversores trifásicos com pernas em paralelo a modulação PSPWM não é a mais apropriada. Este capítulo desenvolve a modulação descontínua com portadora (DPWM) para conversores trifásicos com pernas em paralelo magneticamente acopladas. Tais conversores podem ser utilizados, por exemplo, em aerogeradores que operam em baixa tensão e em altas correntes. Assim, conversores com pernas em paralelo possibilitam a redução de esforços de corrente nos semicondutores de potência, a redução da THD das tensões de linha de saída e das correntes do conversor. Neste trabalho, é proposta uma estratégia de controle a fim de equilibrar as correntes circulantes entre as pernas em paralelo, bem como para minimizar a taxa de distorção harmônica das correntes de saída sem comprometer o número de comutações utilizando uma modulação descontínua com portadora. Dentre os méritos desta abordagem, têm-se: (i) Simplicidade, uma vez que trata o problema da modulação por fase; (ii) Facilidade de implementação, uma vez que utiliza uma portadora; (iii) Não necessita de hardware externo; (iv) Minimização das perdas na comutação, devido a distribuição parcimoniosa da comutação. Entre os desafios encontra-se o controle da corrente circulante e a determinação da sequência de estados da máquina de estados implementada para a transição entre as regiões da modulação descontínua. Neste capítulo estes aspectos serão abordados em detalhes.

3.2 MODULAÇÃO DESCONTÍNUA COM PORTADORA

A fim de desenvolver a modulação proposta, considera-se apenas uma fase do conversor trifásico com três pernas em paralelo magneticamente acopladas, como mostrado no circuito da Figura 3.1.

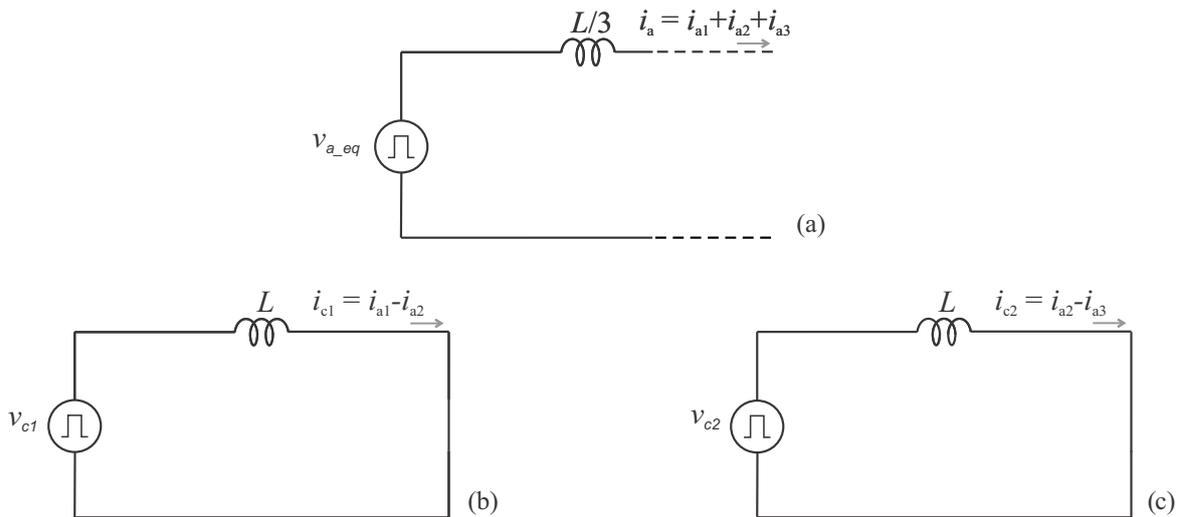
Aplicando as Leis de Kirchhoff na fase a do conversor mostrado na Figura 3.1, pode-se obter a tensão equivalente da fase do conversor. Por outro lado, as correntes circulantes da solução são obtidas dos circuitos equivalentes, conforme demonstra a Figura 3.2.

Figura 3.1 – Representação de uma fase do conversor trifásico com três pernas acopladas magneticamente.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.2 – Circuitos equivalentes da fase *a* do conversor trifásico com três pernas acopladas magneticamente: (a) Circuito da tensão de saída equivalente da fase *a*; (b) Circuito da corrente circulante i_{c1} da fase *a* e (c) Circuito da corrente circulante i_{c2} da fase *a*.



Fonte: Próprio autor.

As tensões v_{a_eq} , v_{c1} e v_{c2} são obtidas a partir da solução do circuito da Figura 3.1, descritas no Apêndice B desta Tese, e são expressas por:

$$v_{a_eq} = \frac{v_{ag1} + v_{ag2} + v_{ag3}}{3} \quad (3.1)$$

$$v_{c1} = v_{ag1} - v_{ag2} \quad (3.2)$$

$$v_{c2} = v_{ag2} - v_{ag3} \quad (3.3)$$

As Equações (3.1), (3.2) e (3.3) podem ser reescritas na forma matricial, ou seja:

$$\begin{bmatrix} v_{a_eq} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

como (3.4) é não-singular, têm-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 \\ 3 & -1 & 1 \\ 3 & -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a_eq} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

A operação na região linear, onde há uma proporcionalidade entre a tensão média sintetizada pelo conversor num período de amostragem e o índice de modulação. Convém destacar que a região é linear porque o índice de modulação e as amplitudes das tensões de linha de saída seguem uma relação linear. Assim, para a operação na região linear, as seguintes desigualdades devem ser satisfeitas:

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{ag1} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{ag2} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{ag3} \leq 1 \end{aligned} \quad (3.6)$$

Associando (3.5) com (3.6) e fatorando as tensões v_{c1} e v_{c2} , obtém-se:

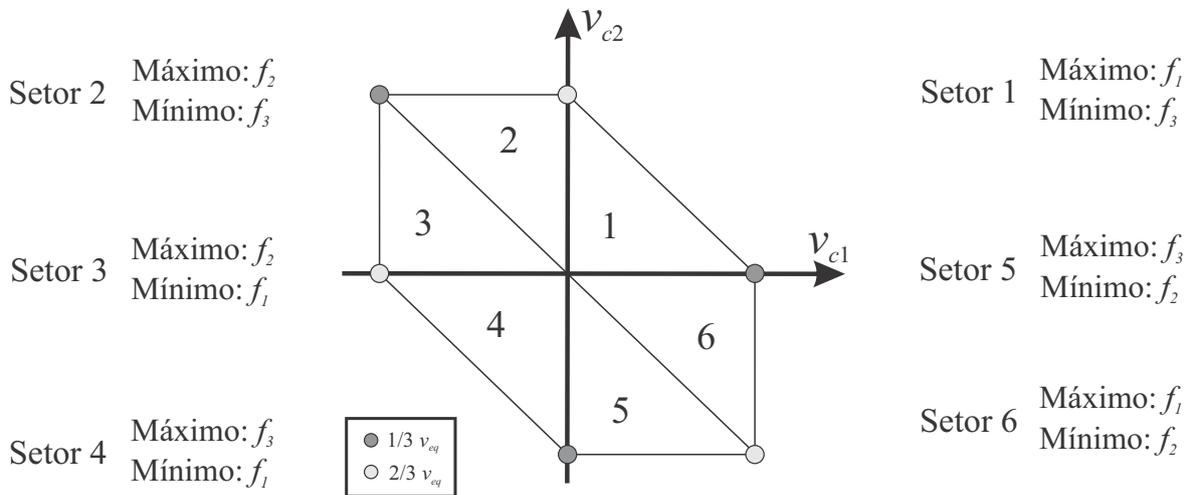
$$\begin{aligned} -3v_{a_eq} &\leq f_1 \leq 3 - 3v_{a_eq} \\ -3v_{a_eq} &\leq f_2 \leq 3 - 3v_{a_eq} \\ -3v_{a_eq} &\leq f_3 \leq 3 - 3v_{a_eq} \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde f_1 , f_2 e f_3 são:

$$\begin{aligned} f_1 &= 2v_{c1} + v_{c2} \\ f_2 &= -v_{c1} + v_{c2} \\ f_3 &= -v_{c1} - 2v_{c2} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Uma das possíveis formas de solucionar estas desigualdades é dividir o plano v_{c1} x v_{c2} em setores, onde no interior de cada setor o máximo e mínimo do conjunto f_1 , f_2 e f_3 é bem definido. Desta forma, seis setores são encontrados e exibidos pela Figura 3.3.

Figura 3.3 – Setores no plano v_{c1} x v_{c2} associados aos máximos e mínimos do conjunto de funções f_1 , f_2 e f_3 .



Fonte: Próprio autor.

Logo, se o vetor de tensões $[v_{c1} \ v_{c2}]^T$ se encontra no setor 1 do plano v_{c1} x v_{c2} , as desigualdades associadas à operação na região linear do conversor são expressas por:

$$\begin{aligned} f_1 &\leq 3 - 3v_{a_eq} \\ f_3 &\geq -3v_{a_eq} \end{aligned} \quad (3.9)$$

ou

$$\begin{aligned} 2v_{c1} + v_{c2} &\leq 3 - 3v_{a_eq} \\ -v_{c1} - 2v_{c2} &\geq -3v_{a_eq} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Com o objetivo de obter uma modulação descontínua que concentre a energia das harmônicas nas frequências múltiplas da portadora, onde não há dependência da fase do sinal modulante, as soluções de interesse são obtidas nos limites das desigualdades, ou

seja:

$$\begin{aligned} 2v_{c1} + v_{c2} &= 3 - 3v_{a_eq} \\ -v_{c1} - 2v_{c2} &= -3v_{a_eq} \end{aligned} \quad (3.11)$$

e solucionando (3.11), obtêm-se:

$$\begin{aligned} v_{c1} &= 2 - 3v_{a_eq} \\ v_{c2} &= 3v_{a_eq} - 1 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Note que (3.12) só é válida para o setor 1 do plano v_{c1} x v_{c2} , onde:

$$\begin{aligned} v_{c1} \geq 0 \quad \text{ou} \quad 2 - 3v_{a_eq} \geq 0 \\ v_{c2} \geq 0 \quad \text{ou} \quad 3v_{a_eq} - 1 \geq 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

e portanto, o intervalo válido de v_{a_eq} é dado por:

$$\frac{1}{3} \leq v_{a_eq} \leq \frac{2}{3} \quad (3.14)$$

Um procedimento semelhante ao exposto pode ser adotado para os demais setores do plano v_{c1} x v_{c2} . Como resultado, obtêm-se as tensões v_{c1} e v_{c2} que resultam em uma modulação descontínua. As tensões v_{c1} e v_{c2} obtidas para os seis setores do plano v_{c1} x v_{c2} são mostradas na Tabela 3.1. Ainda, cabe ressaltar que, em todos os casos considerados, v_{a_eq} deve satisfazer (3.14).

Na Tabela 3.1 também são apresentadas as tensões das pernas da fase a do conversor, que são obtidas da substituição de v_{c1} x v_{c2} em (3.5) para uma tensão v_{a_eq} que satisfaça (3.14), bem como os estados de condução quando ocorrem as interrupções de *period match*, representado por P , e *underflow*, representado por U , quando realiza-se a atualização dos comparadores do DSP que definem os sinais PWM. Assim, os sinais PWM são considerados como regularmente amostrados assimétricos.

Observando a Tabela 3.1 nota-se é possível comutar o vetor $[v_{c1} \ v_{c2}]^T$, num instante de ocorrência de uma interrupção, sem que isto acarrete em uma comutação entre os interruptores de potência, isto é, pode-se transitar de um setor no plano v_{c1} x v_{c2} para o outro mantendo-se o mesmo estado de condução dos interruptores de potência. Ainda, observa-se que aos seis setores foram associados seis estados com o intuito de descrever, de forma organizada, as possibilidades de comutação dos vetores $[v_{c1} \ v_{c2}]^T$ sem acarretar comutações adicionais. Esta forma é apresentada no diagrama da Figura 3.4. Este diagrama pode ser implementado em uma máquina de estados, onde os números circundados representam tanto os setores do plano v_{c1} x v_{c2} como os estados da máquina de estados.

Note que o vetor $[v_{c1} \ v_{c2}]^T$ afeta diretamente o vetor das correntes circulantes $[i_{c1} \ i_{c2}]^T$. Para manter a amplitude média do vetor $[i_{c1} \ i_{c2}]^T$ em um dado intervalo de tempo pode-se percorrer o diagrama da Figura 3.4 no sentido horário (ou anti-horário)

passando por todos os estados da máquina de estados, uma vez que a soma de v_{c1} e também v_{c2} é nula.

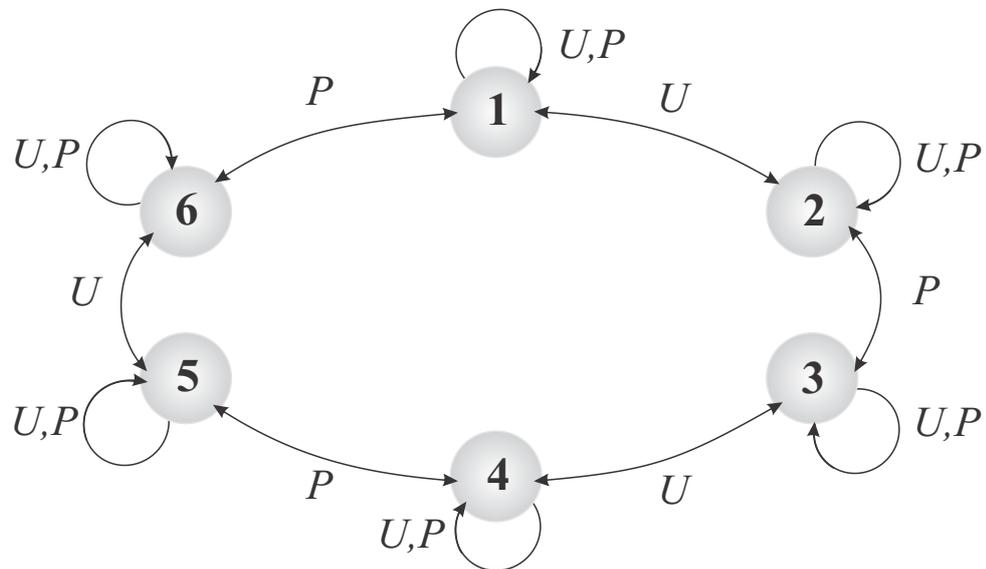
Tabela 3.1 – Modos de operação em função das tensões v_{c1} e v_{c2} válida para $\frac{1}{3} \leq v_{a_eq} \leq \frac{2}{3}$.

Estado	v_{ag1}	v_{ag2}	v_{ag3}	v_{c1}	v_{c2}	Estado de condução	
						P	U
1	1	PWM	0	$2 - 3v_{a_eq}$	$3v_{a_eq} - 1$	[1 0 0]	[1 1 0]
2	PWM	1	0	$3v_{a_eq} - 2$	1	[0 1 0]	[1 1 0]
3	0	1	PWM	-1	$2 - 3v_{a_eq}$	[0 1 0]	[0 1 1]
4	0	PWM	1	$1 - 3v_{a_eq}$	$3v_{a_eq} - 2$	[0 0 1]	[0 1 1]
5	PWM	0	1	$3v_{a_eq} - 1$	-1	[0 0 1]	[1 0 1]
6	1	0	PWM	1	$1 - 3v_{a_eq}$	[1 0 0]	[1 0 1]

Fonte: Próprio autor.

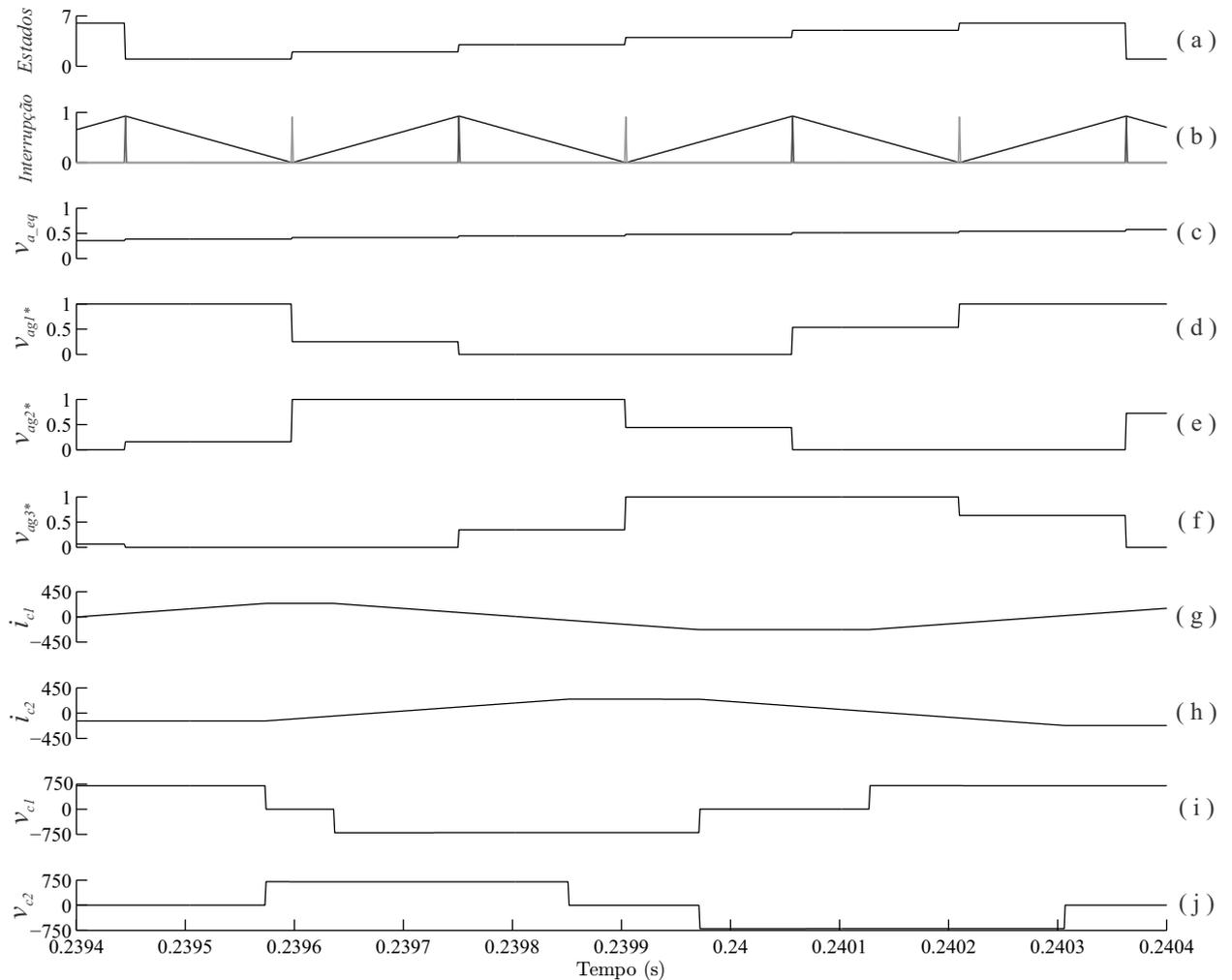
A Figura 3.5 apresenta as principais formas de onda da fase a do conversor com a transição dos estados no sentido horário. Nota-se que os sinais modulantes v_{ag1}^* , v_{ag2}^* e v_{ag3}^* são descontínuos. Por outro lado, as tensões médias v_{c1} e v_{c2} após seis períodos de amostragem são praticamente nulas, e as respectivas correntes circulantes i_{c1} e i_{c2} são praticamente constantes.

Figura 3.4 – Máquina de estados válida para $\frac{1}{3} \leq v_{a_eq} \leq \frac{2}{3}$. Estados possíveis são de 1 até 6.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.5 – Formas de onda referentes aos setores de 1 até 6



Fonte: Próprio autor.

É importante lembrar que para os outros intervalos de v_{a_eq} pode-se proceder de forma semelhante à demonstrada até este momento. Assim, na Tabela 3.2 são expressas as tensões v_{c1} e v_{c2} , as tensões nas pernas do conversor, os estados de condução e os setores / estados, para a tensão v_{a_eq} no seguinte intervalo:

$$\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1 \quad (3.15)$$

Note que os setores representados correspondem à região de transição entre os setores do plano v_{c1} x v_{c2} da Figura 3.3, onde o setor 7 equivale à transição entre o setor 1 e o setor 2, o setor 8 é a transição entre os setores 3 e 4 e o setor 9 corresponde à transição entre o setor 5 e o setor 6. A Figura 3.6 destaca os setores / estados do plano v_{c1} x v_{c2} para o intervalo válido.

As tensões nas pernas do conversor da fase a são obtidas da substituição de v_{c1} e v_{c2} em (3.5) para uma tensão v_{a_eq} que satisfaça (3.15).

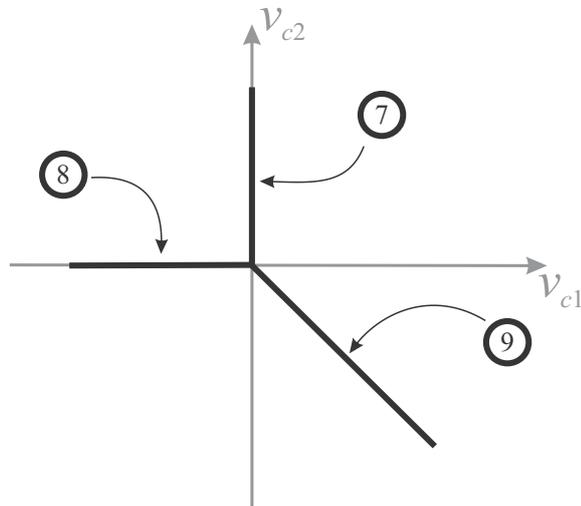
No entanto, com o intuito de comutar entre os setores, sem acarretar em um aumento do número de comutações dos interruptores de potência, será utilizada a interrupção de *underflow*, pois desta forma não há comutação nos interruptores de potência. Por outro lado, no instante da interrupção de *period match* pode-se observar que ocorre, quando na comutação de setores, uma dupla comutação nas transições do vetor $[v_{c1} \ v_{c2}]^T$.

Tabela 3.2 – Modos de operação em função das tensões das correntes circulantes v_{c1} e v_{c2} válida para $\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1$.

<i>Estado</i>	v_{ag1}	v_{ag2}	v_{ag3}	v_{c1}	v_{c2}	Estado de condução	
<i>Setor</i>						P	U
7	1	1	PWM	0	$3 - 3v_{a_eq}$	[1 1 0]	[1 1 1]
Positivo							
8	PWM	1	1	$-3 + 3v_{a_eq}$	0	[0 1 1]	[1 1 1]
Negativo							
9	1	PWM	1	$3 - 3v_{a_eq}$	$-3 + 3v_{a_eq}$	[1 0 1]	[1 1 1]
				Positivo	Negativo		

Fonte: Próprio autor.

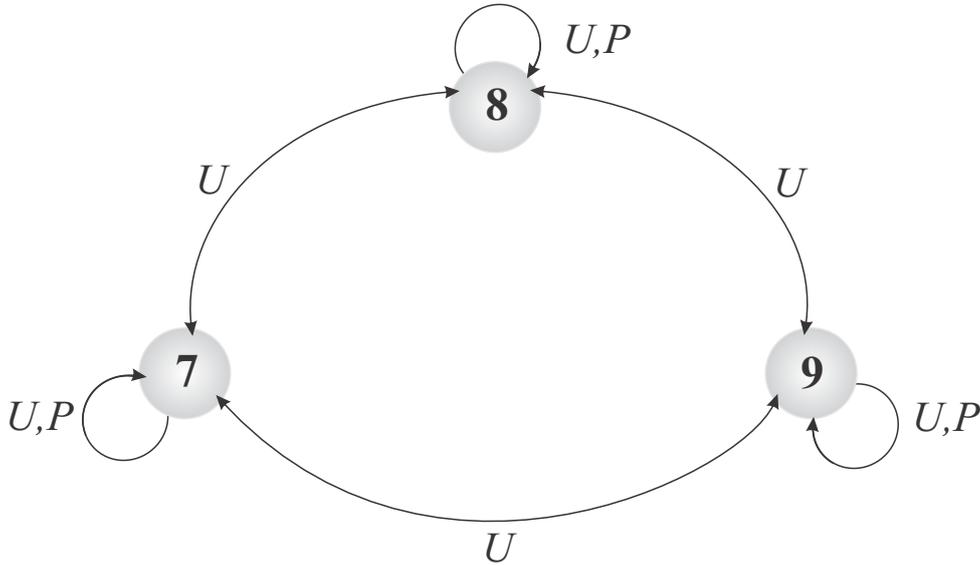
Figura 3.6 – Diagrama do plano v_{c1} e v_{c2} para estados válidos para $\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1$. Estados de 7 até 9.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 3.7 exhibe a máquina de estados proposta para o intervalo da tensão equivalente da fase a de $\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1$, onde é evidenciado que a máquina é composta por 3 estados e que a troca de estados será no *underflow*, de forma a reduzir as comutações dos interruptores.

Figura 3.7 – Máquina de estados válida para o intervalo de $\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1$. Estados de 7 até 9.



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 3.3 apresenta as tensões v_{c1} e v_{c2} , as tensões v_{ag1} , v_{ag2} e v_{ag3} nas pernas do conversor, os estados de condução e os setores / estados para o intervalo da tensão v_{a_eq} dado por:

$$0 \leq v_{a_eq} \leq \frac{1}{3} \quad (3.16)$$

Note que, de forma semelhante, os setores 10, 11 e 12 são extraídos da transição entre os setores do plano $v_{c1} \times v_{c2}$, onde o setor 10 equivale à transição entre o setor 4 e o setor 5, o setor 11 é a transição entre os setores 6 e 1 e o setor 12 corresponde à transição entre o setor 2 e o setor 3. Estes setores são exibidos na Figura 3.8, onde destaca-se os setores / estados do plano $v_{c1} \times v_{c2}$ para o intervalo válido.

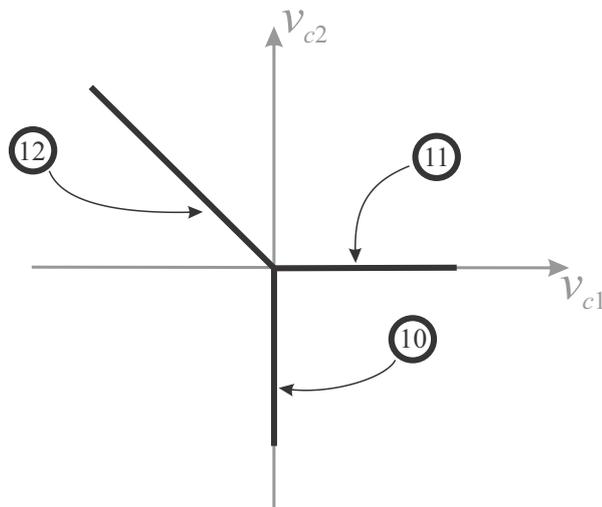
Mediante a substituição de v_{c1} e v_{c2} em (3.5) para uma tensão v_{a_eq} que satisfaça (3.16) as tensões nas pernas do conversor da fase a são obtidas. Convém lembrar que a mudança de setores somente ocorrerá no instante de amostragem da interrupção de *period match*, devido ao fato de que nesta interrupção não existe comutação nos interruptores de potência. No instante da interrupção de *underflow*, observa-se a ocorrência uma dupla comutação, caso haja comutação do vetor $[v_{c1} \ v_{c2}]^T$.

Tabela 3.3 – Modos de operação em função das tensões v_{c1} e v_{c2} válida para $0 \leq v_{a_eq} \leq \frac{1}{3}$.

Estado	v_{ag1}	v_{ag2}	v_{ag3}	v_{c1}	v_{c2}	Estado de condução	
						P	U
10	0	0	PWM	0	$-3v_{a_eq}$	[0 0 0]	[0 0 1]
Negativo							
11	PWM	0	0	$3v_{a_eq}$	0	[0 0 0]	[1 0 0]
Positivo							
12	0	PWM	0	$-3v_{a_eq}$	$3v_{a_eq}$	[0 0 0]	[0 1 0]
Negativo positivo							

Fonte: Próprio autor.

Figura 3.8 – Diagrama do plano v_{c1} e v_{c2} para estados válidos para $0 \leq v_{a_eq} \leq \frac{1}{3}$. Estados de 10 até 12.

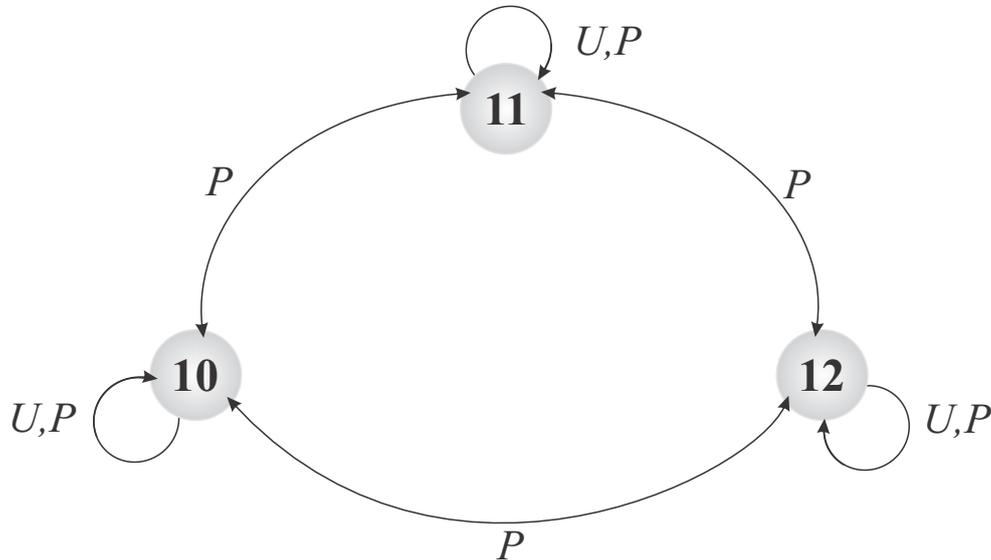


Fonte: Próprio autor.

A máquina de estados proposta para o intervalo válido de 3.16 da tensão equivalente da fase a é mostrada na Figura 3.9, onde é evidenciado que a máquina é composta por 3 estados e a transição destes estados deve ocorrer na interrupção de *period match* com o

objetivo de não resultar em dupla comutação.

Figura 3.9 – Máquina de estados válida para o intervalo de $0 \leq v_{a_eq} \leq \frac{1}{3}$. Estados de 10 até 12.



Fonte: Próprio autor.

Em função dos intervalos da tensão v_{a_eq} pode-se definir as regiões de atuação das máquinas de estado, como se segue:

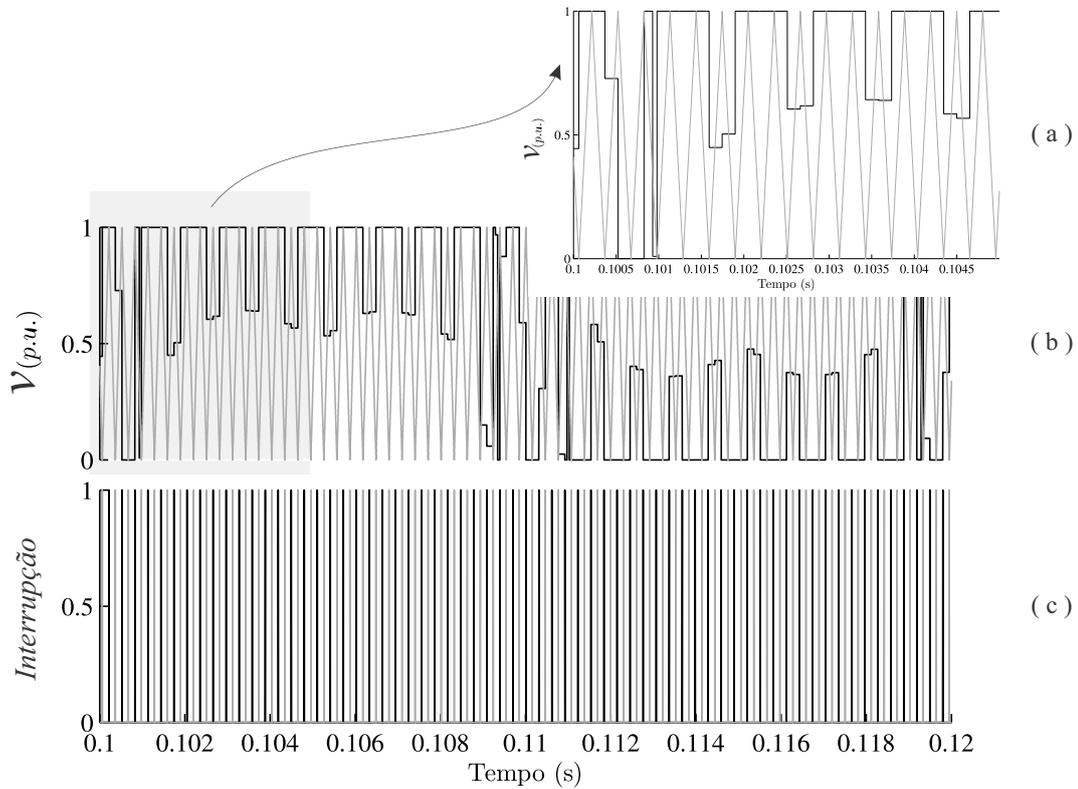
- região 1: $0 \leq v_{a_eq} \leq \frac{1}{3}$;
- região 2: $\frac{1}{3} \leq v_{a_eq} \leq \frac{2}{3}$;
- região 3: $\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1$.

Na região 1, atua a máquina de estados composta pelos estados 10, 11 e 12. Na região 2, a máquina de estados é outra, e os estados acessados são os de 1 a 6. Finalizando, na região 3, a máquina de estados emprega os estados 7, 8 e 9. Assim, a modulação descontínua proposta apresenta regiões onde a operação é definida por três máquinas de estados. Considerando, por exemplo, a tensão equivalente de saída da fase a das pernas do conversor trifásico, exibido na Figura 3.1, dada por:

$$v_{a_eq} = 0,5 \sin(\omega t) + v_o \quad (3.17)$$

Desta forma, aplicando a tensão de referência (3.17) da fase "a", e de mesmo modo, as tensões de fase "b" e "c" no algoritmo das três máquinas de estado, obtém-se o sinal modulante, por fase, conforme a Figura 3.10.

Figura 3.10 – Sinais modulantes, portadoras e interrupções. (a) Detalhe do sinal modulante descontínuo da perna 1 da fase a (v_{ag1}) e da portadora da região; (b) Sinal modulante descontínuo da perna 1 da fase a (V_{ag1}) com a portadora; (c) interrupções *underflow* e *period match*



Fonte: Próprio autor.

Note que na Figura 3.10, (a) e (b) o sinal modulante está em p.u., a frequência fundamental da tensão equivalente de saída v_{a_eq} é de 50 Hz, e ainda à tensão do sinal modulante foi adicionada a tensão de modo comum, visando obter tensões de saída com amplitudes maiores, otimizando a utilização do barramento CC do conversor.

O algoritmo proposto apresentou resultados satisfatórios em uma dada região de v_{a_eq} , porém observou-se que na transição entre regiões de v_{a_eq} podem ocorrer transitórios indesejáveis nas correntes circulantes. Para resolver este problema, na próxima seção, uma técnica de modulação que trate da transição entre regiões de v_{a_eq} será apresentada em detalhes, visando minimizar os transitórios na corrente circulante.

3.3 TRANSFERÊNCIA ENTRE SETORES DE REGIÕES DIFERENTES

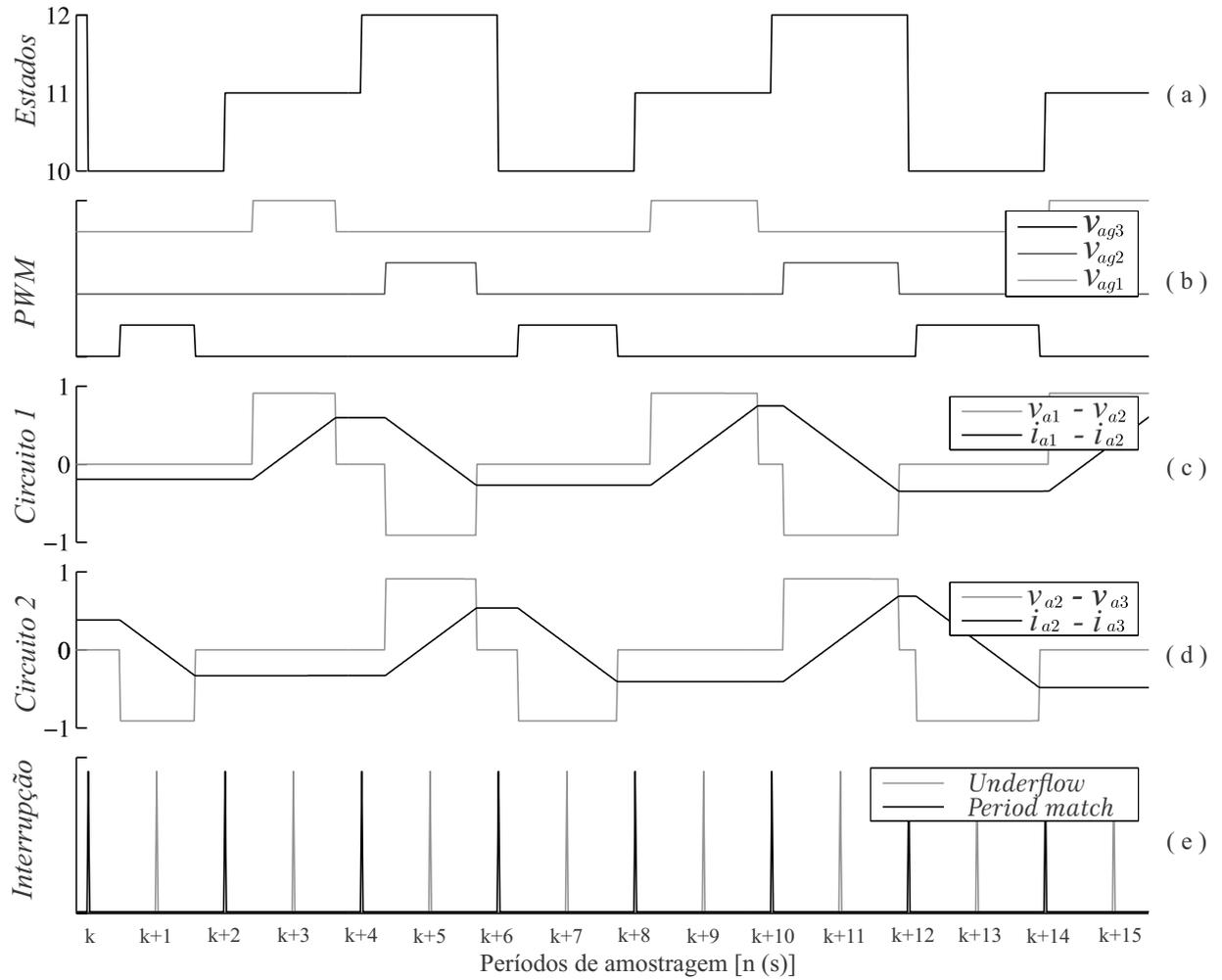
Esta seção descreve em detalhes um procedimento para a transição entre regiões da tensão v_{a_eq} , de forma a não afetar as tensões sintetizadas na saída e não resultar em transitórios nas correntes circulantes. Assim, para esta análise, primeiramente, faz-se necessário conhecer as principais formas de onda e trajetória do vetor das correntes circulantes para cada região de tensão v_{a_eq} .

As principais formas de onda que caracterizam a operação na região 1 da tensão v_{a_eq} são exibidas na Figura 3.11, onde pode-se notar a transição entre estados 10, 11 e 12, os sinais PWM regularmente amostrados assimétricos, a tensão circulante v_{c1} e a corrente circulante i_{c1} do circuito equivalente 1, identificado no item (b) da Figura 3.2. Pode-se ver também a tensão circulante v_{c2} e a corrente circulante i_{c2} do circuito equivalente 2, também identificado no item (c) da Figura 3.2, bem como as interrupções de *period match* e *underflow*.

Note que as tensões e correntes circulantes, tanto do circuito 1 como do circuito 2, para cada transição dos estados, de 10 até 12 da máquina de estados, apresentam as seguintes características: a tensão média permanece próxima de zero e a corrente média se mantém constante.

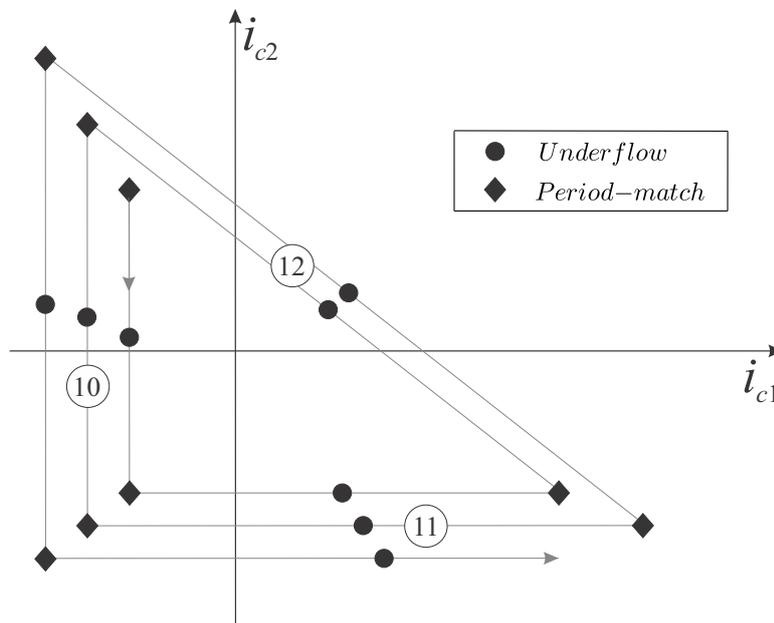
Por outro lado, a Figura 3.12 apresenta as trajetórias do vetor das correntes circulantes no espaço i_{c1} e i_{c2} juntamente com a indicação dos instantes associados às interrupções de *underflow* e *period match*, onde é possível perceber que após a interrupção de *period match* existe uma mudança de direção na trajetória do vetor de corrente circulante. Esta trajetória é triangular quando assumido que tensão v_{a_eq} é constante.

Figura 3.11 – Formas de onda da região 1: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.12 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na região 1, evidenciando os instantes das interrupções de *period match* e *underflow*.

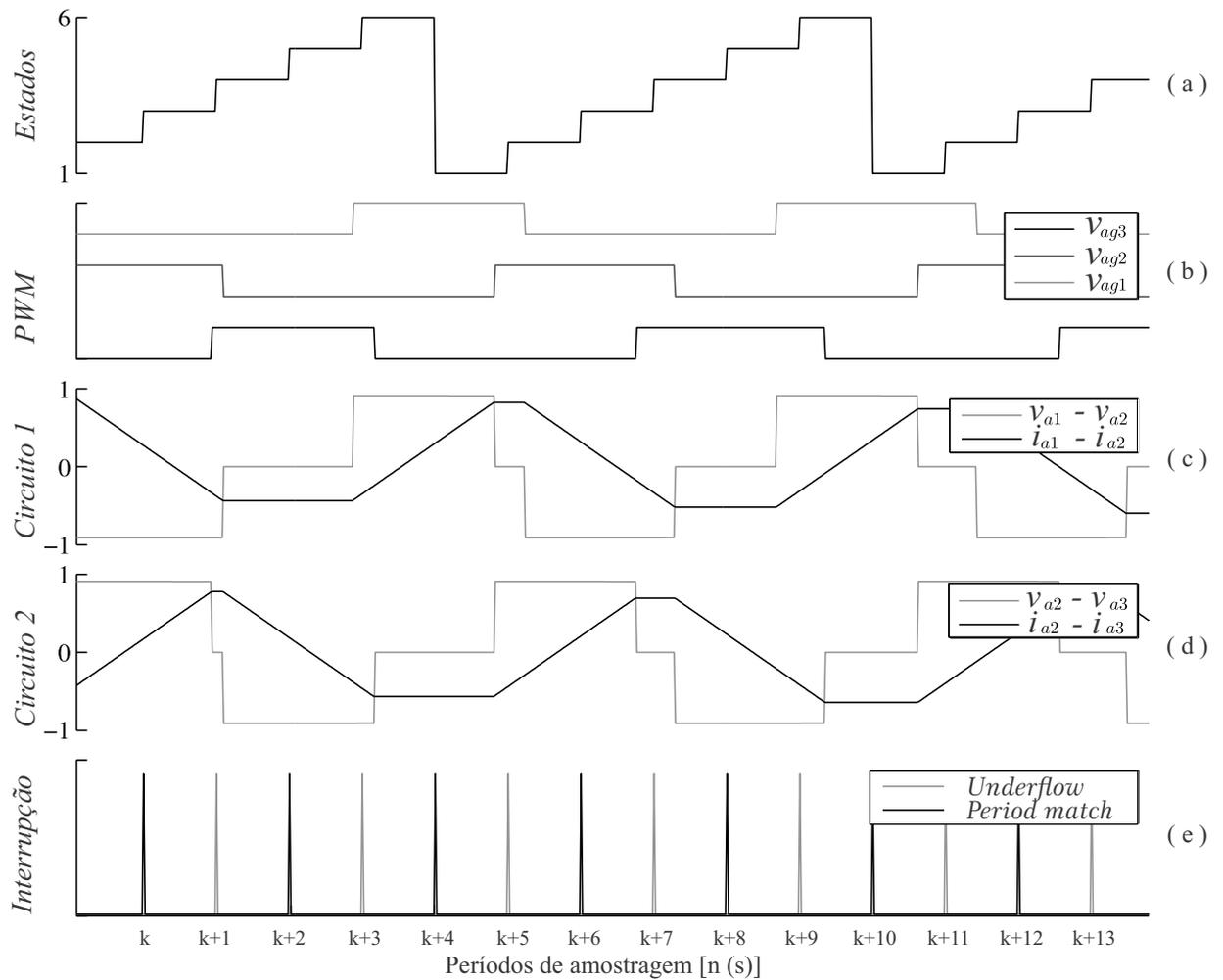


Fonte: Próprio autor.

A Figura 3.13 exibe as principais formas de onda que caracterizam a operação na região 2 da tensão v_{a_eq} quando está próxima a $\frac{1}{3}$. Nota-se que os estados da máquina de estados são percorridos no sentido horário e que, como na figura anterior, os pulsos PWM são regularmente amostrados assimétricos. As tensões e correntes circulantes, tanto do circuito 1 como do circuito 2, para cada translação dos estados, de 1 até 6 da máquina de estados, apresentam as mesmas características de tensão média próxima de zero e a corrente circulante constante.

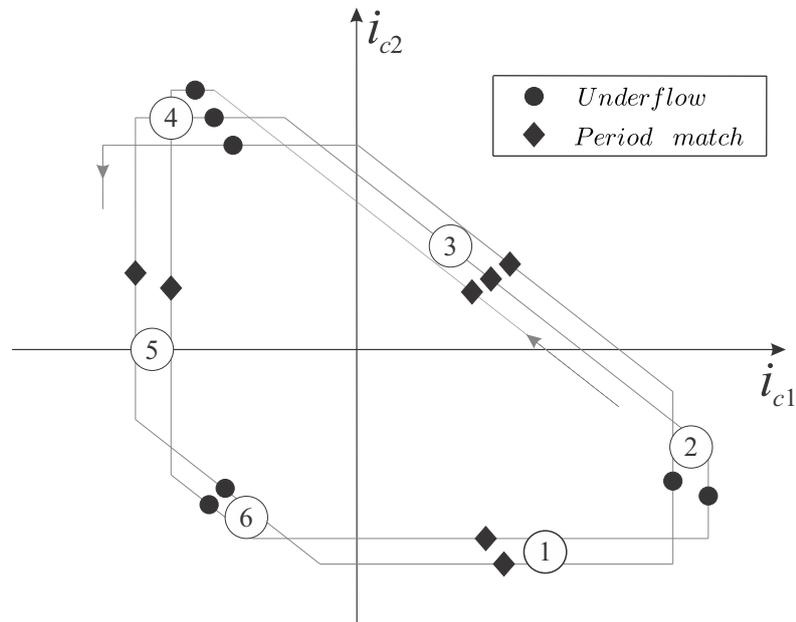
A Figura 3.14 apresenta as trajetórias do vetor das correntes circulantes no espaço i_{c1} e i_{c2} , onde percebe-se a existência de mudanças da trajetória do vetor de correntes circulantes após a interrupção de *underflow*.

Figura 3.13 – Formas de onda da região 2 com v_{a_eq} próximo de $\frac{1}{3}$: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.14 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na região 2, para v_{a_eq} próximo de $\frac{1}{3}$, evidenciando os instantes das interrupções de *period match* e *underflow*.

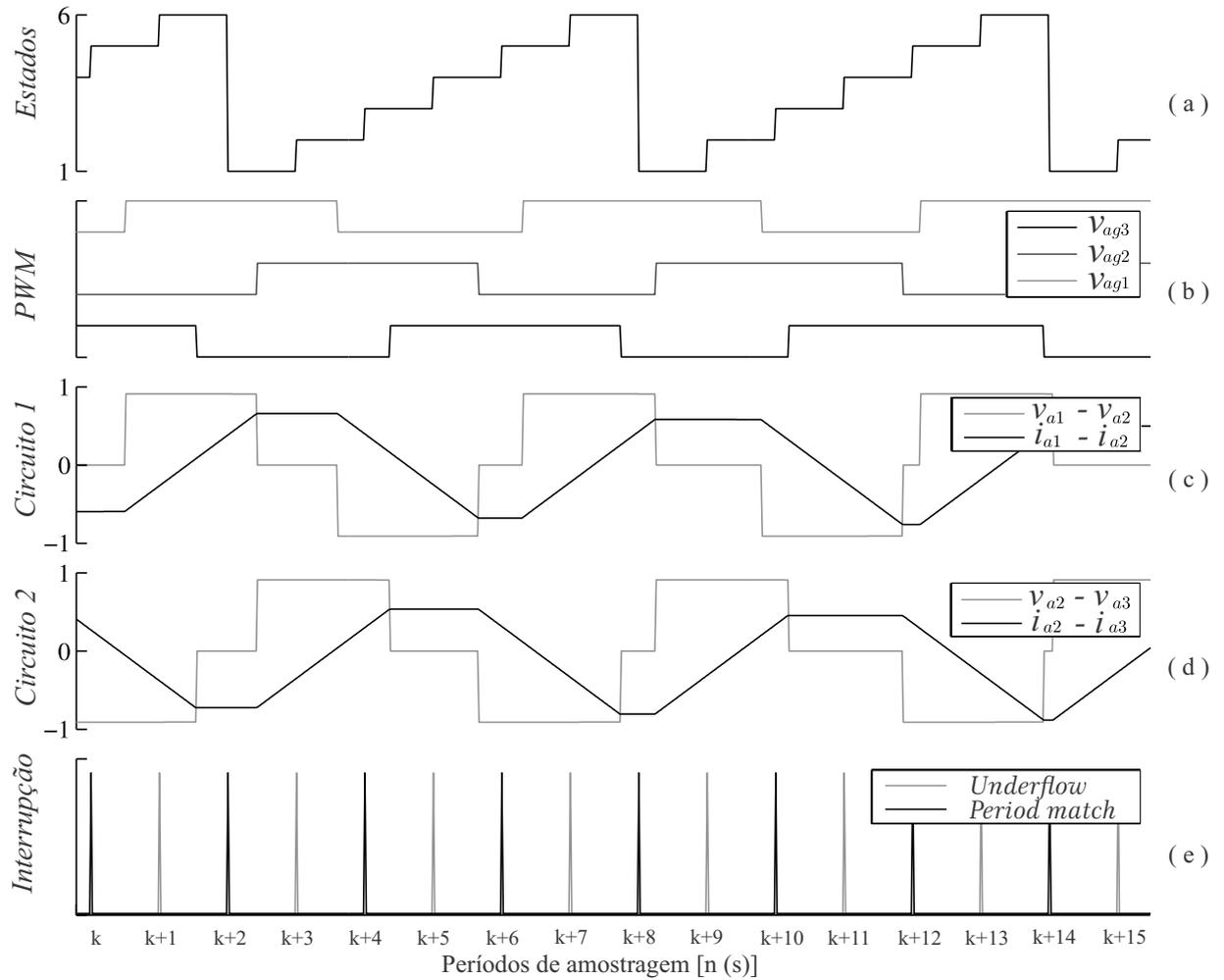


Fonte: Próprio autor.

De forma semelhante ao caso anterior, a Figura 3.15 exhibe as principais formas de onda que caracterizam a operação na região 2 da tensão v_{a_eq} próxima a $\frac{2}{3}$. Os estados da máquina de estados são apresentados. Os pulsos PWM são regularmente amostrados assimétricos. As tensões e correntes circulantes apresentam as mesmas características de tensão média próxima de zero e a corrente circulante constante.

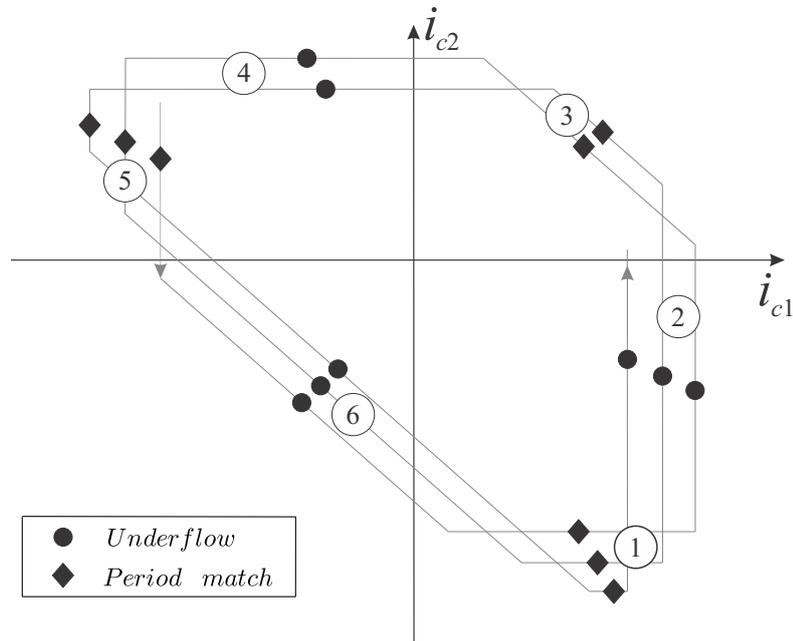
A Figura 3.16 apresenta as trajetórias do vetor das correntes circulantes no espaço i_{c1} e i_{c2} , onde percebe-se a existência de mudanças de direção das trajetórias do vetor $[i_{c1} \ i_{c2}]^T$ após a interrupção de *period match*.

Figura 3.15 – Formas de onda da região 2 com v_{a_eq} próximo de $\frac{2}{3}$: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

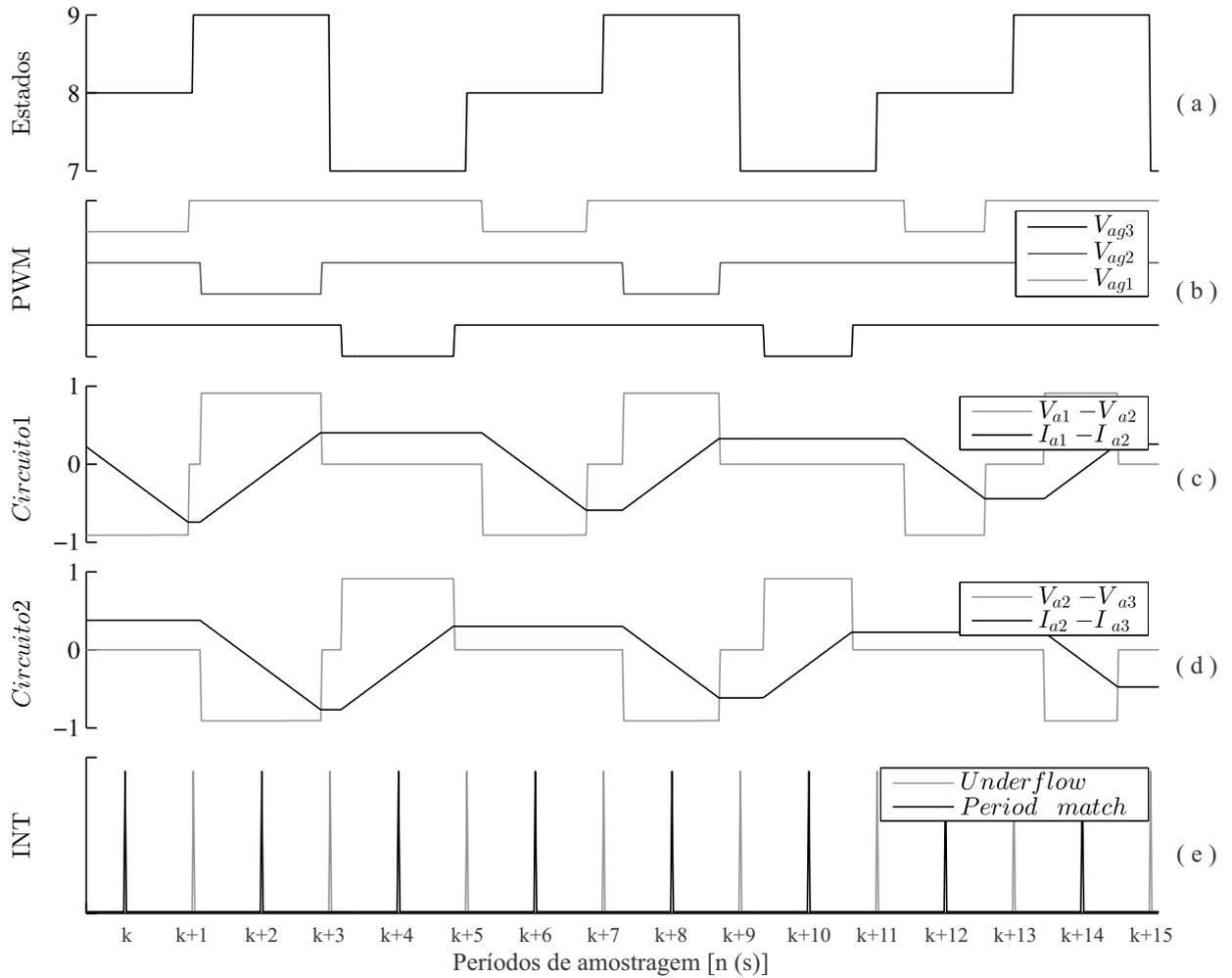
Figura 3.16 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na região 2, para v_{a_eq} próximo de $\frac{2}{3}$, evidenciando os instantes das interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

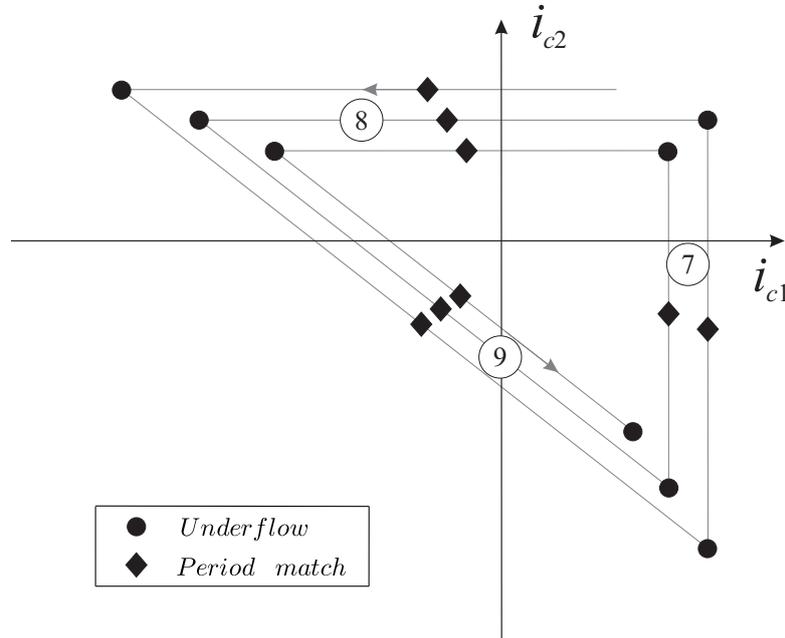
Finalmente, as Figuras 3.17 e 3.18 exibem as principais formas de onda que caracterizam a operação na região 3 da tensão v_{a_eq} para os estados da máquina de estados de 7 até 9 e apresentam as trajetórias do vetor das correntes circulantes no espaço i_{c1} e i_{c2} .

Figura 3.17 – Formas de onda da região 3: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.18 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na região 3 evidenciando os instantes das interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

A análise destas trajetórias dos vetores das correntes circulantes revela que estas convergem nas fronteiras entre as regiões da tensão v_{a_eq} . Entretanto, observa-se que há uma inversão dos *loci* associados às interrupções. Esta inversão pode acarretar transitórios indesejados nas correntes circulantes. Para corrigir esta inversão pode-se reter a trajetória do vetor das correntes circulantes, no espaço i_{c1} e i_{c2} , por um período de amostragem. Note que este procedimento requer o uso dos estados de condução $[0, 0, 0]$ ou $[1, 1, 1]$ que possam alterar as tensões de saída sintetizadas pelo conversor. Visando contornar esta limitação, propõe-se o uso de comutações adicionais que não afetem o valor médio de correntes circulantes nem a tensão sintetizada pelo conversor.

A equação que governa a evolução do vetor das correntes circulantes em um período de amostragem pode ser obtida da solução dos circuitos da Figura 3.2 (b) e (c), em um período de amostragem, ou seja:

$$\mathbf{i}_c(k) = \mathbf{i}_c(k-1) + \frac{1}{L} \int_{(k-1)T}^{kT} \mathbf{v}_c(t) dt \quad (3.18)$$

onde:

$$\bar{\mathbf{v}}_c(k) = \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} \mathbf{v}_c(t) dt \quad (3.19)$$

logo, o vetor de correntes circulantes pode ser expresso por:

$$\mathbf{i}_c(k) = \mathbf{i}_c(k-1) + \frac{\bar{\mathbf{v}}_c T}{L} \quad (3.20)$$

reescrevendo e normalizando (3.20) têm-se:

$$\mathbf{i}_c(k) \frac{L}{T V_{cc}} = \mathbf{i}_c(k-1) \frac{L}{T V_{cc}} + \frac{\bar{\mathbf{v}}_c}{V_{cc}} \quad (3.21)$$

ou

$$\mathbf{i}'_c(k) = \mathbf{i}'_c(k-1) + \bar{\mathbf{v}}'_c(k) \quad (3.22)$$

Da Equação (3.22) concluí-se que sempre que o valor médio do vetor $\bar{\mathbf{v}}'_c(k)$ for nulo, o vetor de corrente circulante permanece inalterado de uma amostra para a outra. Desta forma, na transição entre as regiões de v_{a_eq} , com o objetivo de reter o vetor de correntes circulantes por um período de amostragem, deve-se escolher uma sequência de vetores que: (i) sintetizem a mesma tensão de saída; (ii) resultem em um valor de $\bar{\mathbf{v}}_c$ nulo; (iii) e que o último vetor v_{ag} implementado seja idêntico ao primeiro.

A Tabela 3.4 apresenta os vetores normalizados das tensões das pernas do conversor, para a fase a , e o vetor das tensões de equilíbrio das correntes para os diferentes estados nas interrupções de *period match* e *underflow*.

Tabela 3.4 – Estados de condução em função das tensões v_{c1} e v_{c2} válida para $0 \leq v_{a_eq} \leq 1$.

Região	Estado	<i>Periodmatch</i>		<i>Underflow</i>	
		$[v_{ag1}, v_{ag2}, v_{ag3}]$	$[v_{c1}, v_{c2}]$	$[v_{ag1}, v_{ag2}, v_{ag3}]$	$[v_{c1}, v_{c2}]$
2	1	[1, 0, 0]	[1, 0]	[1, 1, 0]	[0, 1]
2	2	[0, 1, 0]	[-1, 1]	[1, 1, 0]	[0, 1]
2	3	[0, 1, 0]	[-1, 1]	[0, 1, 1]	[-1, 0]
2	4	[0, 0, 1]	[0, -1]	[0, 1, 1]	[-1, 0]
2	5	[0, 0, 1]	[0, -1]	[1, 0, 1]	[1, -1]
2	6	[1, 0, 0]	[1, 0]	[1, 0, 1]	[1, -1]
3	7	[1, 1, 0]	[0, 1]	[1, 1, 1]	[0, 0]
3	8	[0, 1, 1]	[-1, 0]	[1, 1, 1]	[0, 0]
3	9	[1, 0, 1]	[1, -1]	[1, 1, 1]	[0, 0]
1	10	[0, 0, 0]	[0, 0]	[0, 0, 1]	[0, -1]
1	11	[0, 0, 0]	[0, 0]	[1, 0, 0]	[1, 0]
1	12	[0, 0, 0]	[0, 0]	[0, 1, 0]	[-1, 1]

Fonte: Próprio autor.

Por exemplo, considere que no k –ésimo instante de amostragem, associado à interrupção de *period match*, ocorra a transição da região 2 para a região 1, e que o k –ésimo estado seja o 4. Logo na próxima interrupção, associada ao *underflow*, o último estado implementado deve ser o 10, que de acordo com a Tabela 3.4 resulta no mesmo vetor v_{ag} . Para garantir que o vetor \bar{v}_c seja nulo, pode-se implementar a seguinte sequência de vetores $[0, 1, 0]$, $[1, 0, 0]$ e $[0, 0, 1]$ pertencentes à região 1 antes da interrupção de *underflow* no $k + 1$ –ésimo período de amostragem. As principais formas de onda e a trajetória dos vetores das correntes circulantes são apresentadas nas Figuras 3.19 e 3.20

Figura 3.19 – Formas de onda da transição entre as regiões 2 e 1: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.;(d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) Interrupções de *period match* e *underflow*.

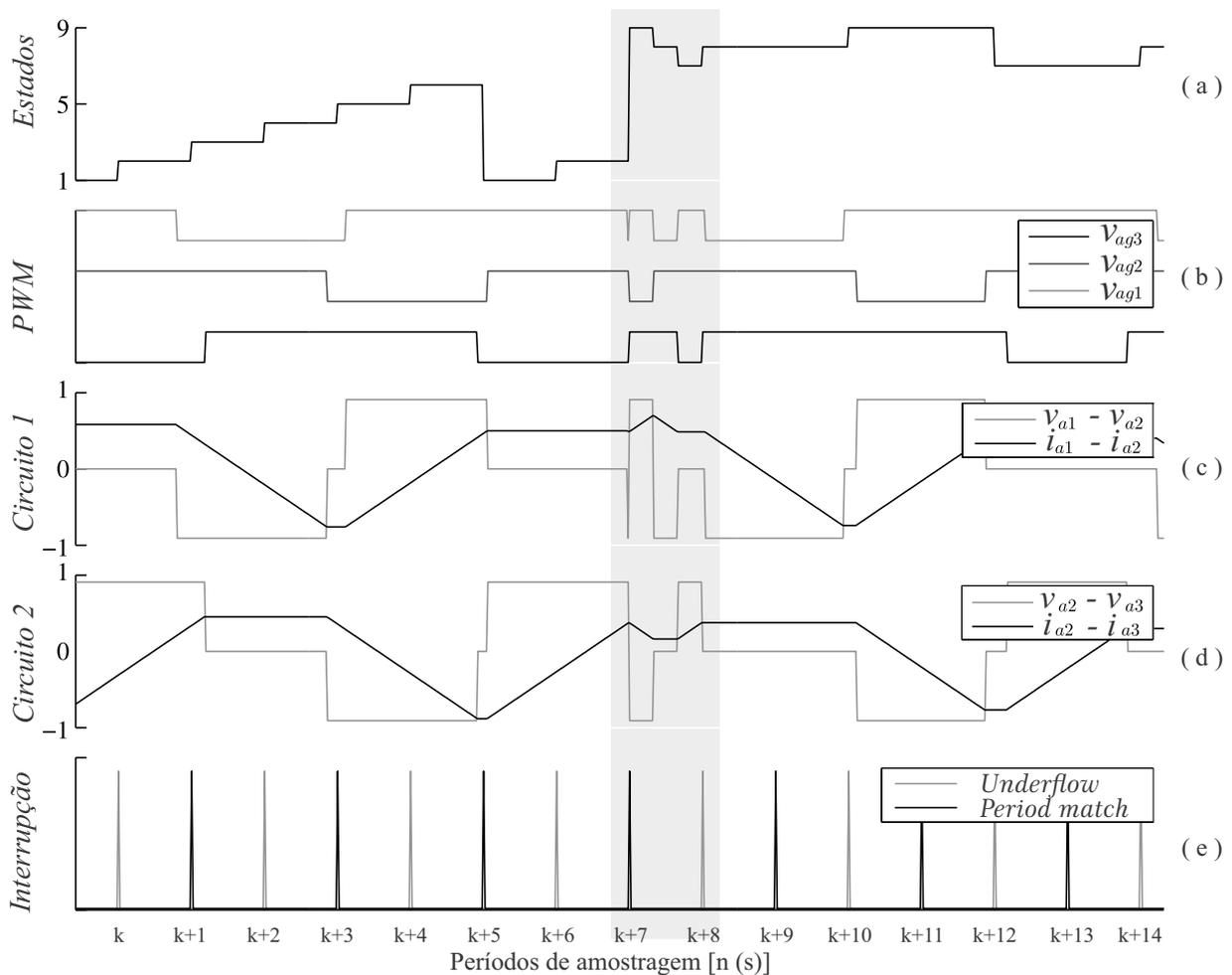
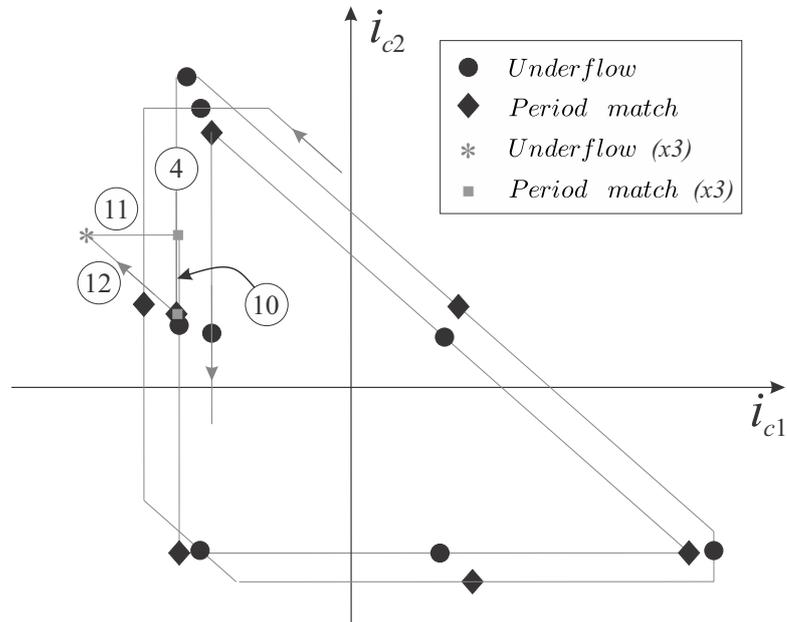


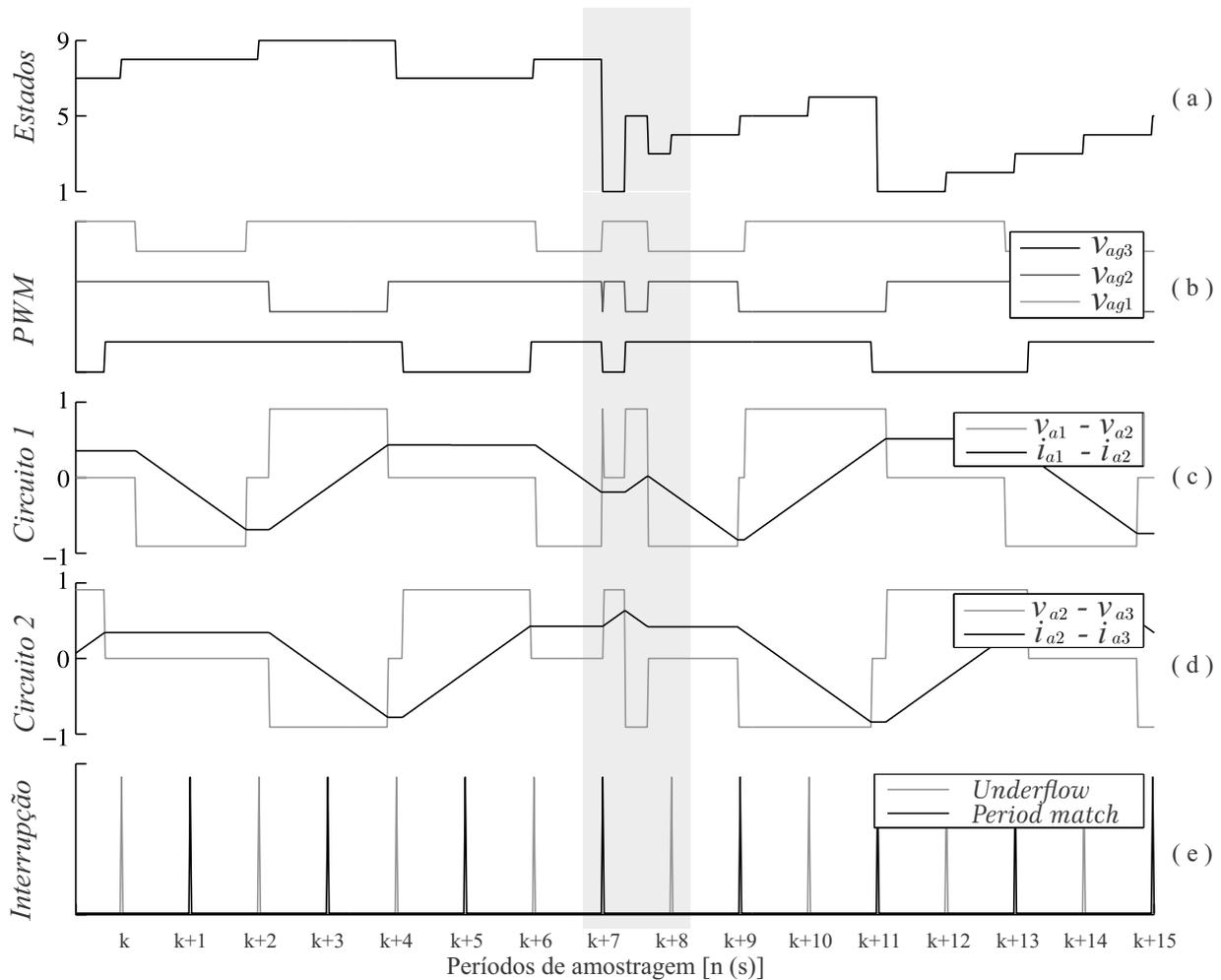
Figura 3.20 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na transição entre as regiões 2 e 1, evidenciando os instantes das interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

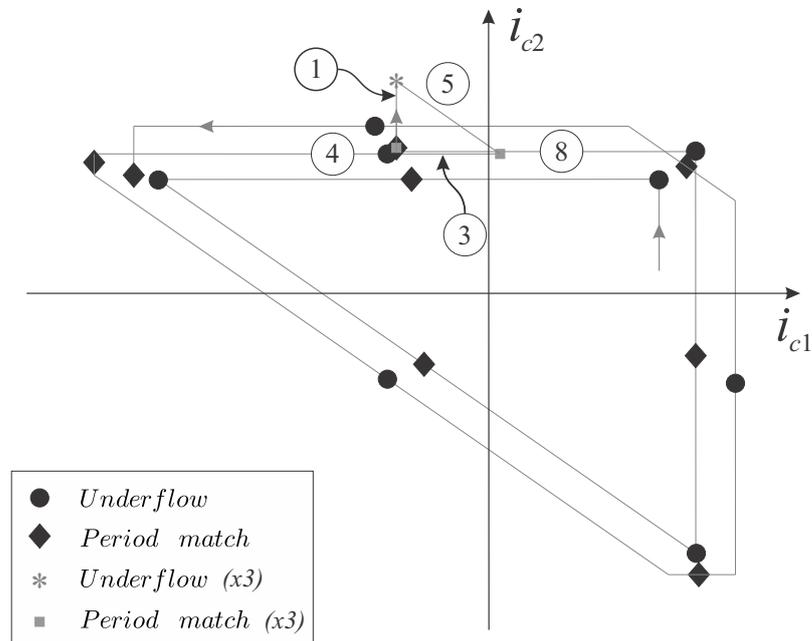
Como um segundo exemplo, considere que no k –ésimo instante de amostragem, associado a interrupção de *period match*, ocorra a transição da região 3 para a região 2, e que o k –ésimo estado seja o oitavo (8) pertencente à região 3. Logo o próximo estado deve ser o terceiro (3) associado a interrupção de *underflow* e de acordo com a Tabela 3.4 onde pode-se implementar a seguinte sequência de vetores: $[1, 1, 0]$, $[1, 0, 1]$ e $[0, 1, 1]$ pertencentes à região 2 antes da interrupção de *underflow* no $k + 1$ –ésimo período de amostragem. As principais formas de onda e a trajetória do vetores das correntes circulantes são apresentadas nas Figuras 3.21 e 3.22

Figura 3.21 – Formas de onda da transição entre as regiões 3 e 2: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.;(d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

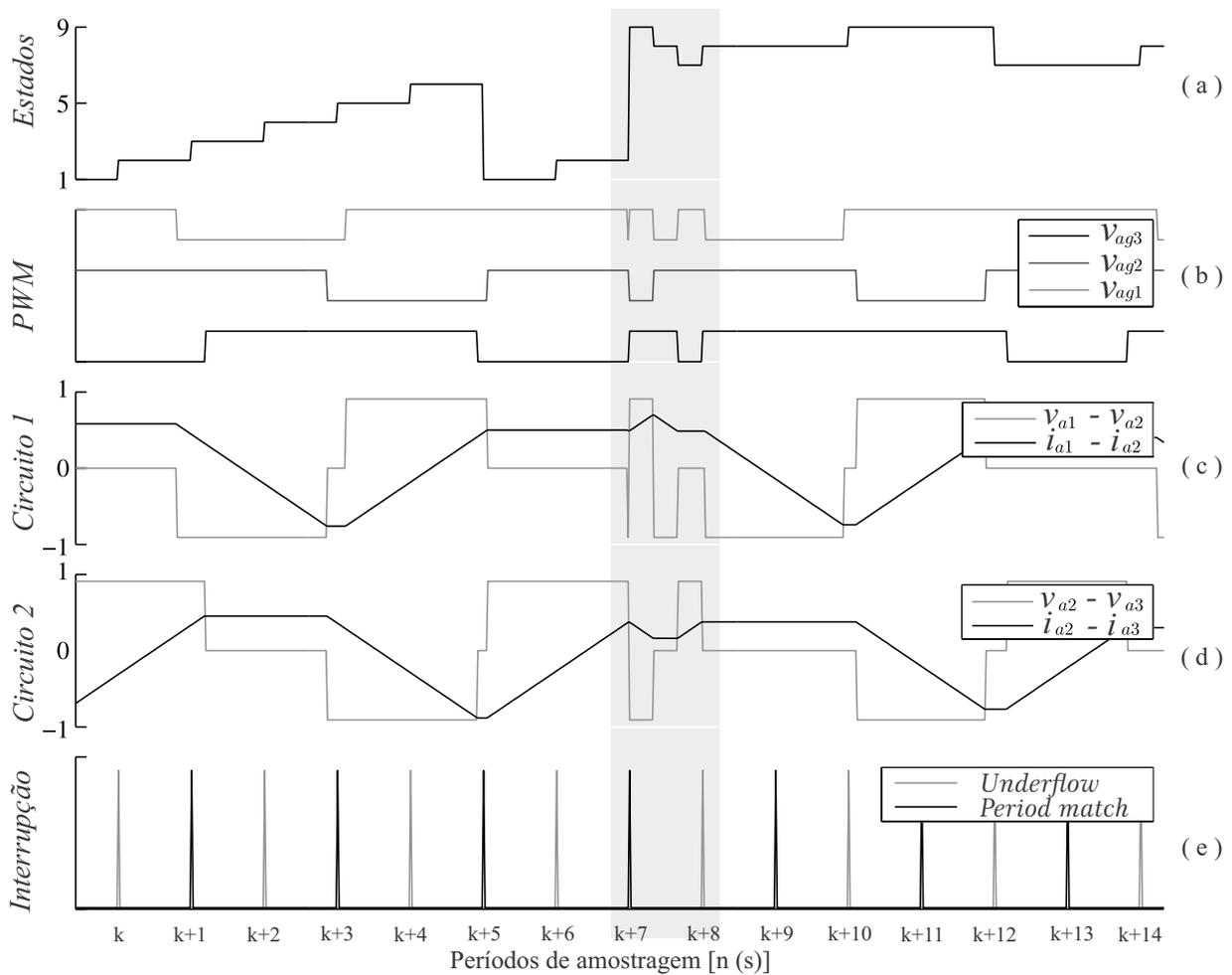
Figura 3.22 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na transição entre as regiões 3 e 2, evidenciando os instantes das interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

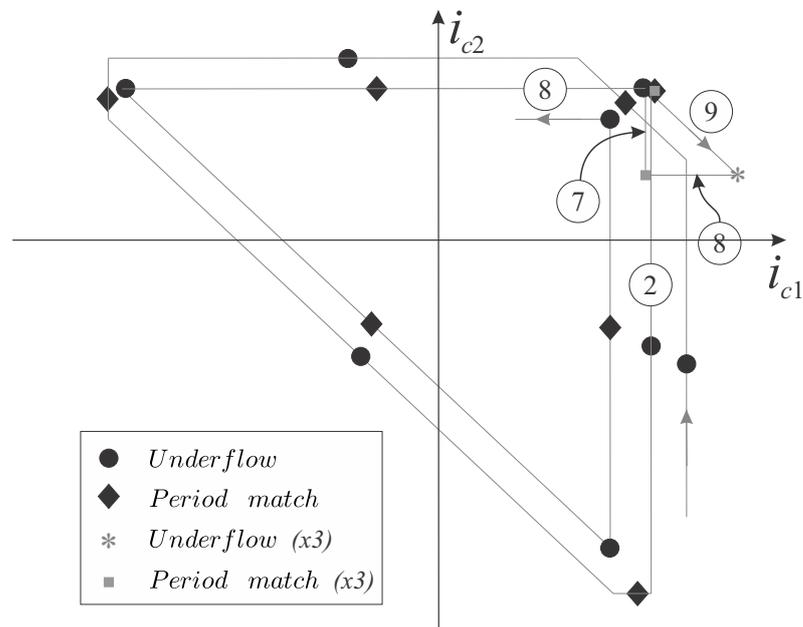
Como terceiro exemplo, considere que no k –ésimo instante de amostragem, associado a interrupção de *period match*, ocorra a transição da região 2 para a região 3, e que o k –ésimo estado seja o segundo (2). Logo o próximo estado deve ser o nono (9), associado a interrupção de *underflow* de acordo com a Tabela 3.4, onde pode-se implementar a seguinte sequência de vetores: $[1, 1, 0]$, $[1, 0, 1]$ e $[0, 1, 1]$ pertencentes a região 2 antes da interrupção de *underflow* no $k + 1$ –ésimo período de amostragem. As principais formas de onda e a trajetória do vetores das correntes circulantes são apresentadas nas Figuras 3.23 e 3.24

Figura 3.23 – Análise dos estados na transição entre as regiões 2 e 3: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

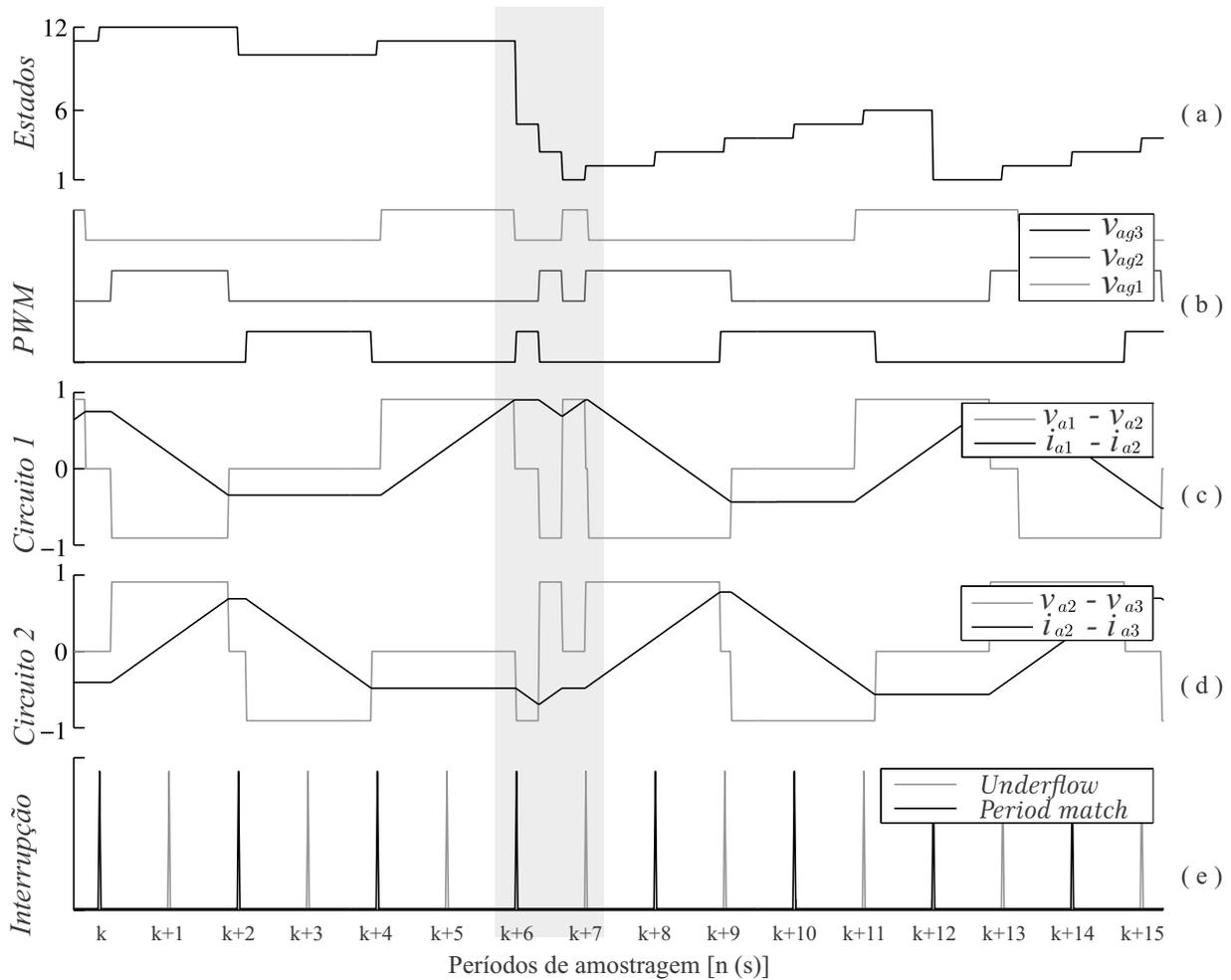
Figura 3.24 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na transição entre as regiões 2 e 3, evidenciando os instantes das interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

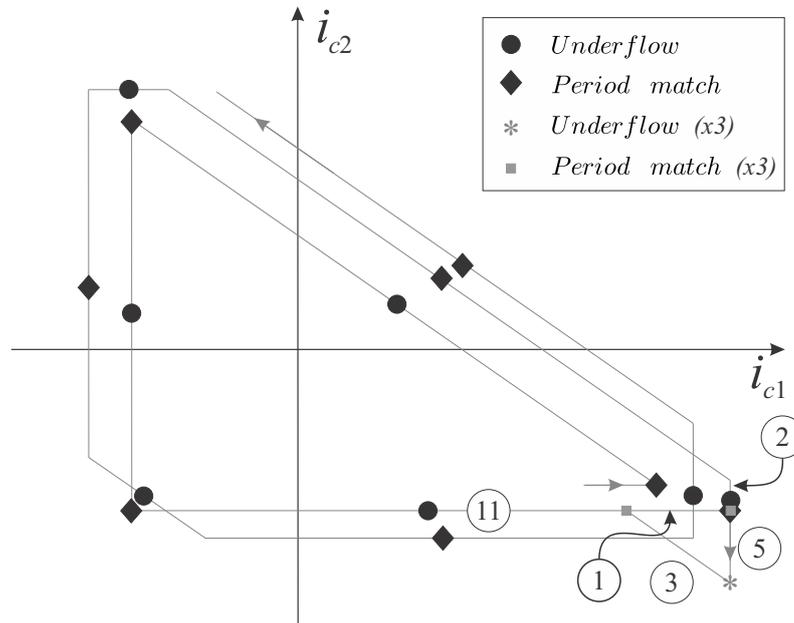
Como último exemplo, considere que o k -ésimo instante de amostragem, associado à interrupção de *period match*, em uma transição da região 1 para a região 2, sendo o k -ésimo estado o décimo primeiro (11). Logo, o próximo estado deve ser o primeiro (1) associado a interrupção de *underflow* de acordo com a Tabela 3.4 é possível implementar a seguinte sequência de vetores: $[0, 0, 1]$, $[0, 1, 0]$ e $[1, 0, 0]$ pertencentes a região 2 antes da interrupção de *underflow* no $k + 1$ -ésimo período de amostragem. As principais formas de onda e a trajetória do vetores das correntes circulantes são apresentadas nas Figuras 3.25 e 3.26

Figura 3.25 – Formas de onda na transição entre as regiões 1 e 2: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 1, dadas em p.u.; (d) Tensão das correntes circulantes entre as pernas do conversor e a corrente circulante do circuito 2, dadas em p.u.; (e) *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.26 – Trajetória do vetor das correntes circulantes na transição entre as regiões 1 e 2, evidenciando os instantes das interrupções de *period match* e *underflow*.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 3.27 apresenta os detalhes da implementação da modulação proposta no DSP TMS320F28335 sem a necessidade de um hardware externo. As formas de onda apresentadas descrevem a transição entre as regiões 2 e 3, como descritas nas Figuras 3.23 e 3.24. Para a implementação das comutações adicionais na transição das regiões foram utilizadas interrupções geradas por um contador crescente-decrescente com frequência três vezes superior à frequência da portadora. Tais interrupções são mostradas na Figura 3.27 (d). Deve ser salientado que as atualizações dos registradores de comparação são sombreadas e ocorrem apenas nos instantes das interrupções. Sendo assim, o conteúdo dos registradores deve ser calculado na interrupção anterior e a duração da execução das rotinas não deve exceder um terço do período de amostragem.

Figura 3.27 – Formas de onda na transição entre as regiões 2 e 3: (a) Transição dos estados; (b) Tensões sintetizadas pelas pernas do conversor; (c) Portadora e sinais modulantes da fase *a*; (d) Interrupções de *period match* e *underflow* e das comutações na transição de setores.



Fonte: Próprio autor.

3.4 MAPA DA TRAJETÓRIA DOS VETORES DAS CORRENTES CIRCULANTES NO ESPAÇO DAS CORRENTES CIRCULANTES

Como a estratégia de modulação descontínua é baseada em três máquinas de estado, suas interligações devem seguir uma trajetória conhecida de forma a reduzir as correntes circulantes. A Tabela 3.5 indica o sentido da trajetória das correntes circulantes em cada estado. Com esta análise pode-se estabelecer uma boa sequência de duplas comutações com o intuito de reduzir os picos de corrente circulante nas mudanças entre as máquinas de estado. As figuras de 3.28 até 3.45 exibem estas trajetórias de mudanças de estados. Convém ressaltar que os vetores exibidos nas figuras são apenas para a

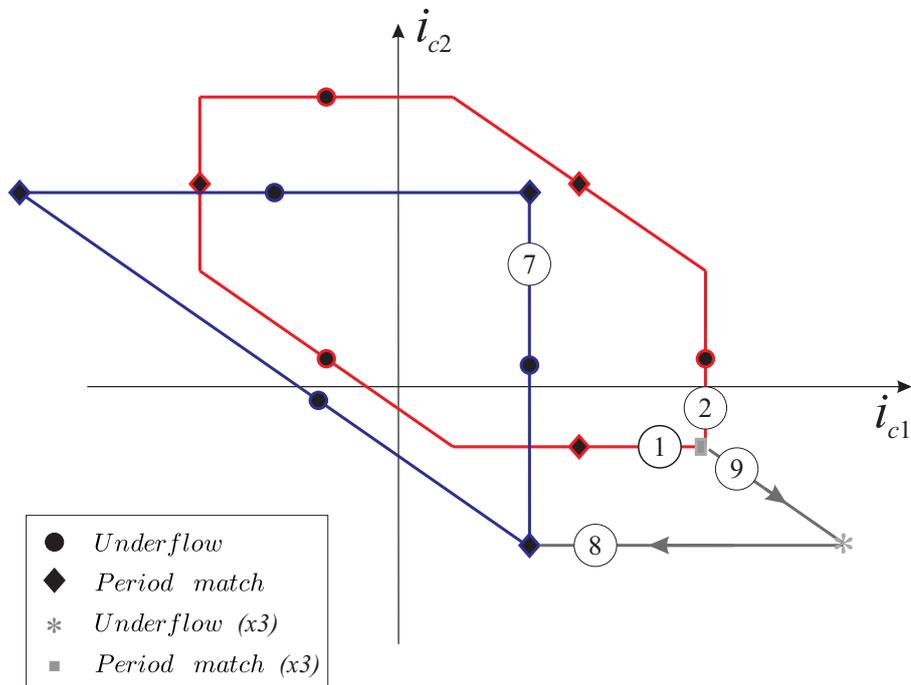
observação das mudanças de trajetórias.

Tabela 3.5 – Estados de condução em função das correntes circulantes i_{c1} e i_{c2} válida para $0 \leq v_{a_eq} \leq 1$. Onde o símbolo \blacktriangle significa o aumento da corrente circulante, \blacktriangledown significa a redução da corrente circulante e $=$ significa a manutenção da corrente circulante no mesmo valor.

Região	Estado	<i>Periodmatch</i>		<i>Underflow</i>	
		$[v_{ag1}, v_{ag2}, v_{ag3}]$	$[i_{c1}, i_{c2}]$	$[v_{ag1}, v_{ag2}, v_{ag3}]$	$[i_{c1}, i_{c2}]$
2	1	[1, 0, 0]	$[\blacktriangle, =]$	[1, 1, 0]	$[=, \blacktriangle]$
2	2	[0, 1, 0]	$[\blacktriangledown, \blacktriangle]$	[1, 1, 0]	$[=, \blacktriangle]$
2	3	[0, 1, 0]	$[\blacktriangledown, \blacktriangle]$	[0, 1, 1]	$[\blacktriangledown, =]$
2	4	[0, 0, 1]	$[=, \blacktriangledown]$	[0, 1, 1]	$[\blacktriangledown, =]$
2	5	[0, 0, 1]	$[=, \blacktriangledown]$	[1, 0, 1]	$[\blacktriangle, \blacktriangledown]$
2	6	[1, 0, 0]	$[\blacktriangle, =]$	[1, 0, 1]	$[\blacktriangle, \blacktriangledown]$
3	7	[1, 1, 0]	$[=, \blacktriangle]$	[1, 1, 1]	$[=, =]$
3	8	[0, 1, 1]	$[\blacktriangledown, =]$	[1, 1, 1]	$[=, =]$
3	9	[1, 0, 1]	$[\blacktriangle, \blacktriangledown]$	[1, 1, 1]	$[=, =]$
1	10	[0, 0, 0]	$[=, =]$	[0, 0, 1]	$[=, \blacktriangledown]$
1	11	[0, 0, 0]	$[=, =]$	[1, 0, 0]	$[\blacktriangle, =]$
1	12	[0, 0, 0]	$[=, =]$	[0, 1, 0]	$[\blacktriangledown, \blacktriangle]$

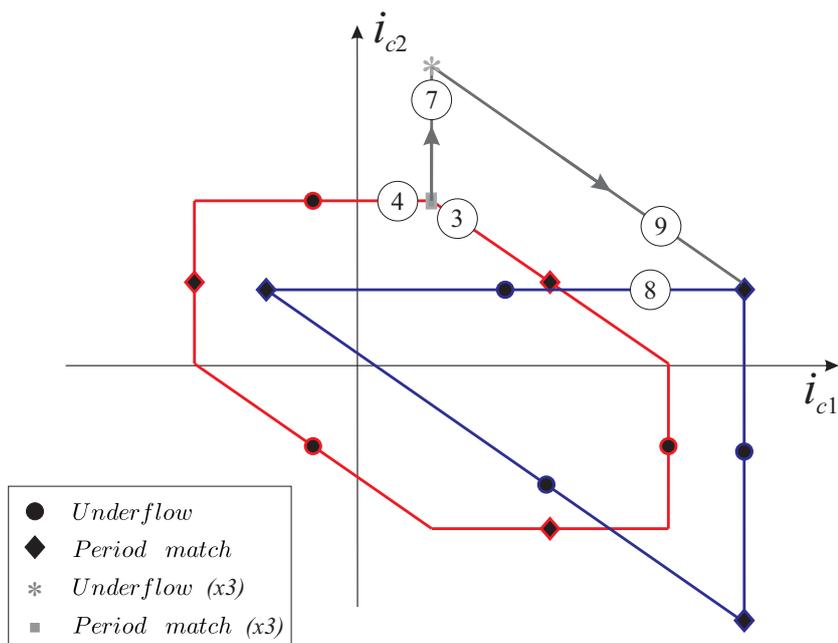
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.28 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 1 e 2 na interrupção de *period match* na transição da região 2 para 3.



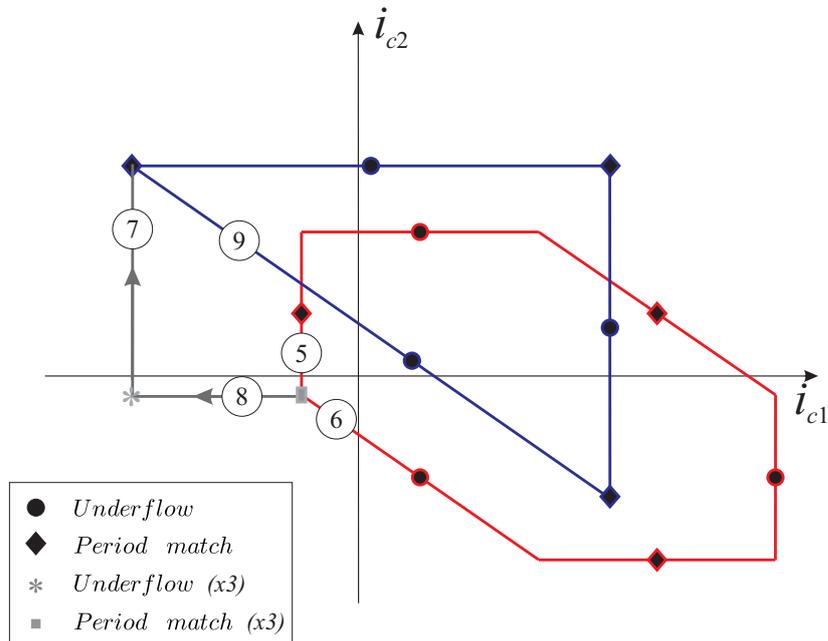
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.29 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 3 e 4 na interrupção de *period match* na transição da região 2 para 3.



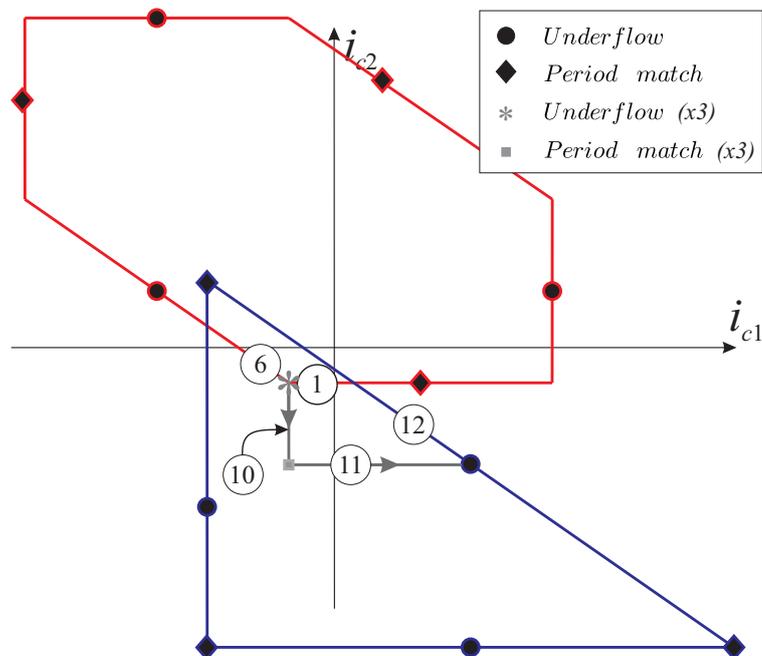
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.30 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 5 e 6 na interrupção de *period match* na transição da região 2 para 3.



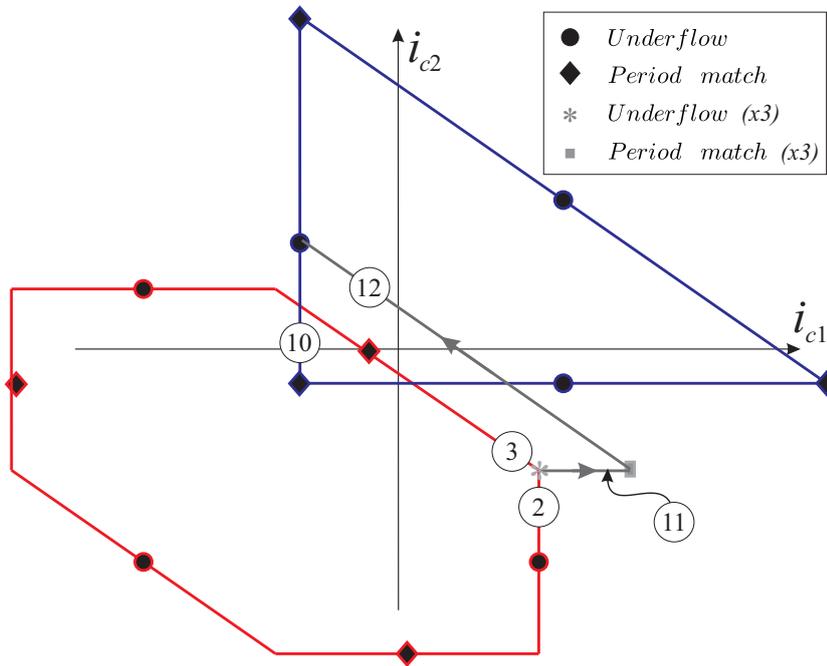
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.31 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 1 e 6 na interrupção de *underflow* na transição da região 2 para 3.



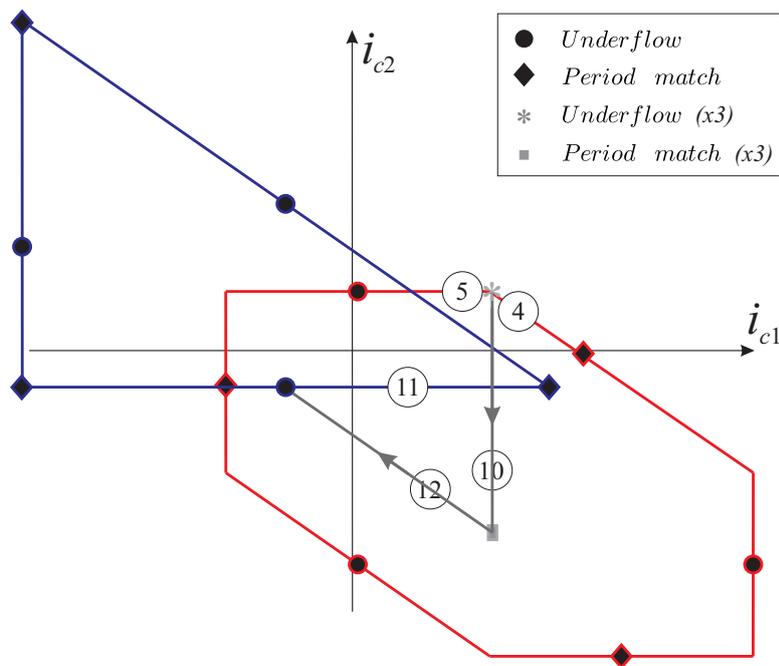
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.32 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 2 e 3 na interrupção de *underflow* na transição da região 2 para 3.



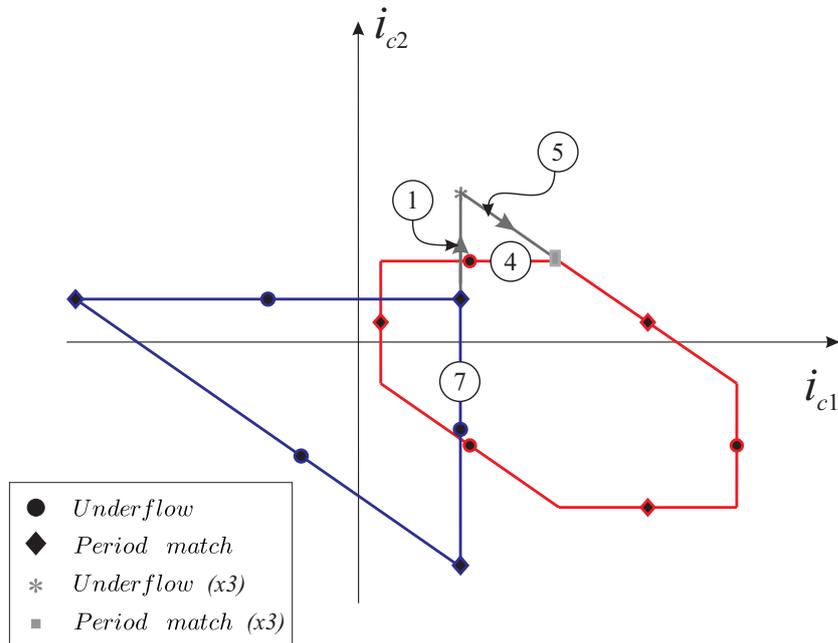
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.33 – Trajetória dos vetores de corrente circulante dos estados 4 e 4 na interrupção de *underflow* na transição da região 2 para 3.



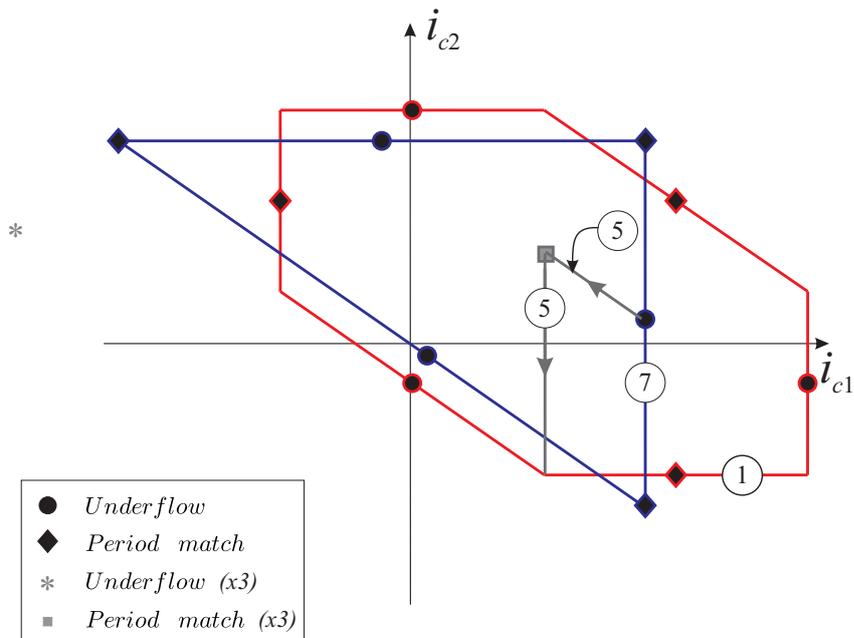
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.34 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 7 na interrupção de *period match* na transição da região 3 para 2.



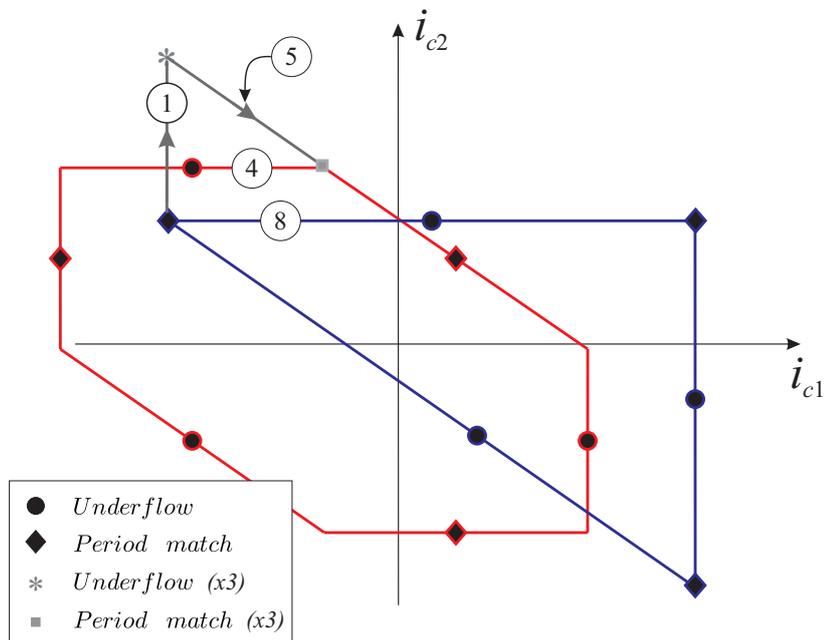
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.35 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 7 na interrupção de *underflow* na transição da região 3 para 2.



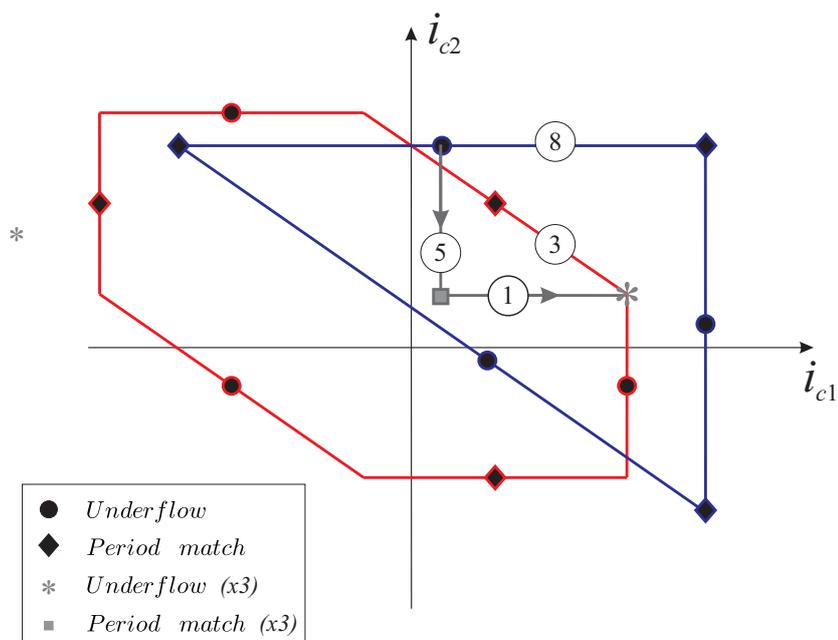
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.36 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 8 na interrupção de *period match* na transição da região 3 para 2.



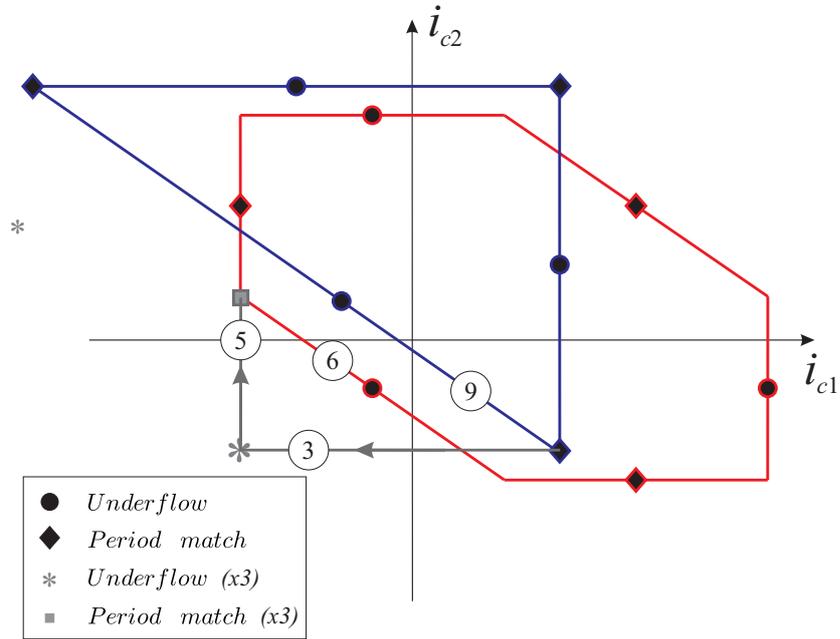
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.37 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 8 na interrupção de *underflow* na transição da região 3 para 2.



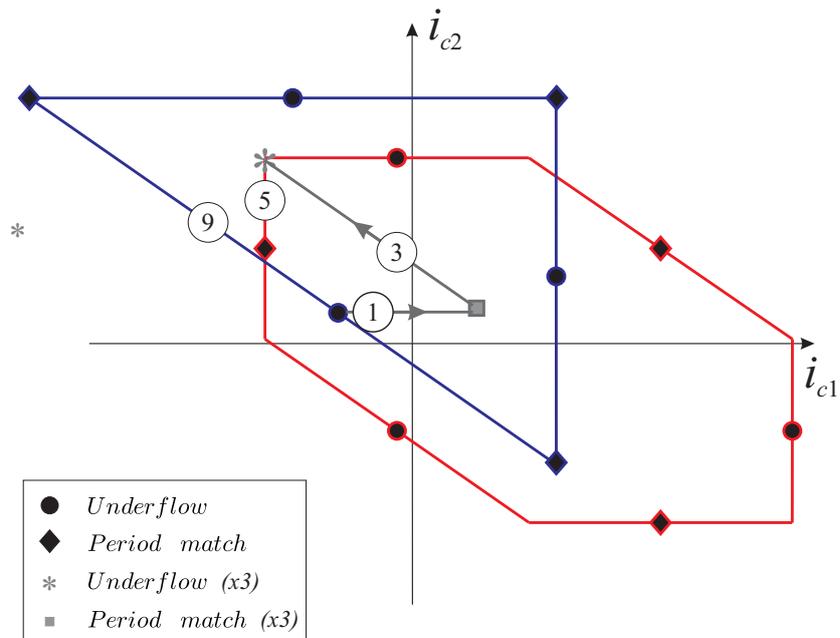
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.38 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 9 na interrupção de *period match* na transição da região 3 para 2.



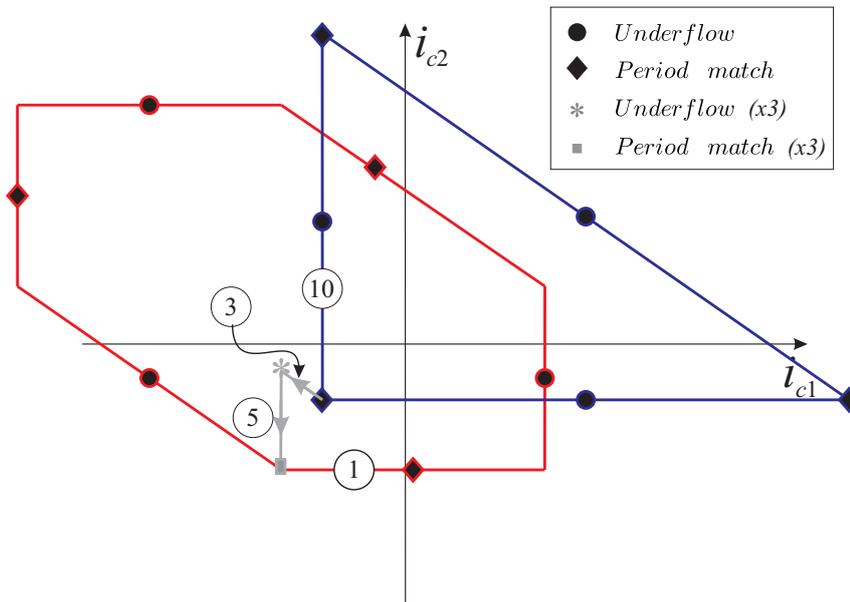
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.39 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 9 na interrupção de *underflow* na transição da região 3 para 2.



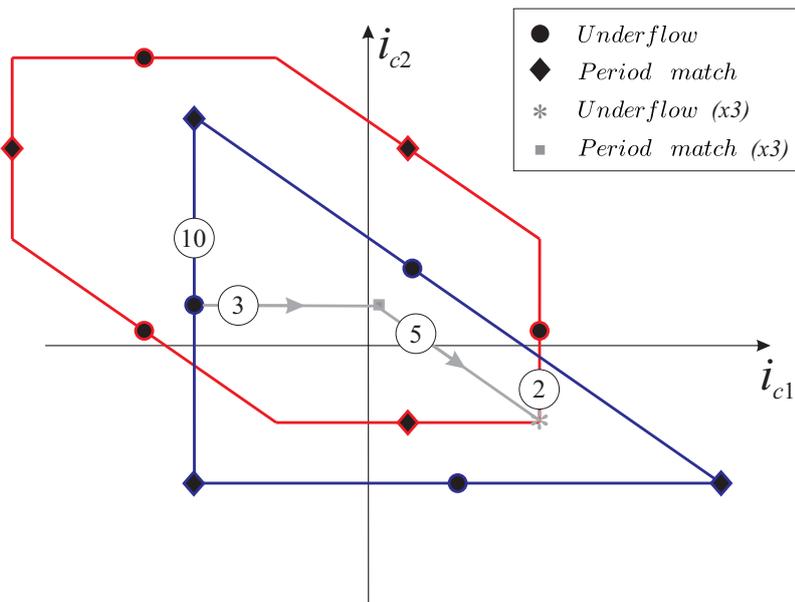
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.40 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 10 na interrupção de *period match* na transição da região 1 para 2.



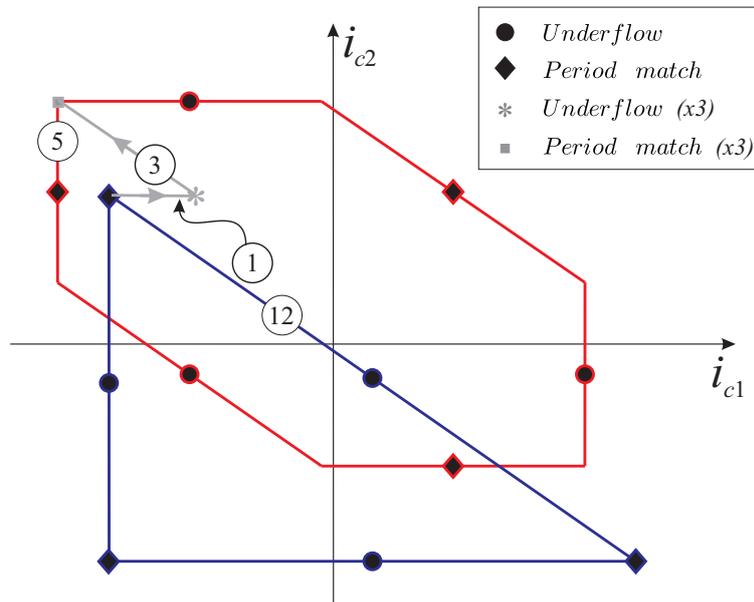
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.41 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 10 na interrupção de *underflow* na transição da região 1 para 2.



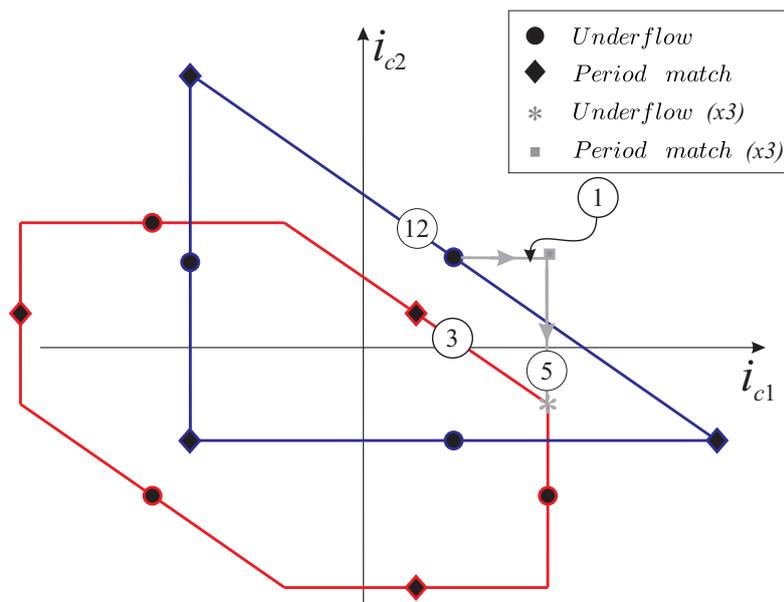
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.44 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 12 na interrupção de *period match* na transição da região 1 para 2.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.45 – Trajetória dos vetores de corrente circulante do estado 12 na interrupção de *underflow* na transição da região 1 para 2.



Fonte: Próprio autor.

3.5 CONTROLE DAS CORRENTES CIRCULANTES

O controle das correntes circulantes pode ser realizado introduzindo duas variáveis auxiliares que possibilitem o ajuste do valor médio das tensões v_{c1} e v_{c2} em três períodos de amostragem sem alterar o valor médio da tensão de saída equivalente, v_{eq} , neste mesmo intervalo.

3.5.1 Controle da Corrente Circulante para a região 1

Para a região 1, a tensão de saída equivalente v_{eq} , dada em p.u., assume-se uma amplitude entre zero até um terço, e admitindo-se que o estado, da máquina de estados, é o décimo, com o valor de referência das tensões dos circuitos dados com a Tabela 3.3, isto é:

$$v_{c1}^* = 0 \quad (3.23)$$

e

$$v_{c2}^* = -3v_{eq} \quad (3.24)$$

o que resulta em

$$v_{ag1} = 0, \quad v_{ag2} = 0 \quad (3.25)$$

e

$$v_{ag3} = 3v_{eq} \quad (3.26)$$

Desta forma, para o controle da corrente se faz necessário a introdução de uma variável auxiliar, u_{x1} , na perna que opera com PWM. Assim, para o décimo estado, as tensões das pernas do conversor passam a ser dadas por:

$$v_{ag1} = 0, \quad v_{ag2} = 0 \quad (3.27)$$

e

$$\bar{v}_{ag3(k)} = \bar{v}_{ag3(k+1)} = 3v_{eq} - u_{x1} \quad (3.28)$$

Com as equações (3.27) e (3.28) pode-se obter a tensão média de saída equivalente sintetizada no (k) – ésimo e $(k + 1)$ – ésimo períodos de amostragem, ou seja:

$$\bar{v}_{eq(k)} = \bar{v}_{eq(k+1)} = v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x1} \quad (3.29)$$

Assim, com a introdução da variável auxiliar, os valores médios das tensões de controle das correntes circulantes no (k) -ésimo e $(k+1)$ -ésimo períodos de amostragem podem ser definido como:

$$\bar{v}_{c1(k)} = \bar{v}_{c1(k+1)} = 0 \quad (3.30)$$

e

$$\bar{v}_{c2(k)} = \bar{v}_{c2(k+1)} = -3v_{eq} + u_{x1} \quad (3.31)$$

Assumindo que os próximos períodos de amostragem sejam $(k+2)$ -ésimo e $(k+3)$ -ésimo período, e que o estado da máquina de estados seja o décimo primeiro da Tabela 3.3 têm-se que:

$$v_{c1} = 3v_{eq} \quad (3.32)$$

$$v_{c2} = 0 \quad (3.33)$$

Ademais, uma variável auxiliar é utilizada para possibilitar o controle das correntes circulantes, isto é:

$$\bar{v}_{ag1(k+2)} = \bar{v}_{ag1(k+3)} = v_{eq} + \frac{2}{3}(3v_{eq}) + u_{x2} \quad (3.34)$$

e

$$v_{ag2} = 0, \quad v_{ag3} = 0 \quad (3.35)$$

Portanto, a tensão média equivalente sintetizada nos $(k+2)$ -ésimo e $(k+2)$ -ésimo períodos de amostragem será:

$$\bar{v}_{eq(k+2)} = \bar{v}_{eq(k+3)} = v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x2} \quad (3.36)$$

As tensões de controle das correntes circulantes neste período de amostragem serão:

$$\bar{v}_{c1(k+2)} = \bar{v}_{c1(k+3)} = 3v_{eq} + u_{x2} \quad (3.37)$$

$$\bar{v}_{c2(k+2)} = \bar{v}_{c2(k+3)} = 0 \quad (3.38)$$

Por fim, nos $(k+4)$ -ésimo e $(k+5)$ -ésimo períodos de amostragem o estado da máquina de estados será o décimo segundo, onde da Tabela 3.3 têm-se:

$$v_{c1} = -3v_{eq} \quad (3.39)$$

$$v_{c2} = 3v_{eq} \quad (3.40)$$

Semelhantemente, deve-se introduzir variáveis auxiliares na perna que opera com PWM, de forma a cancelar o valor introduzido pelas tensões auxiliares nos dois períodos de amostragem anteriores. Desta forma, a tensão média equivalente sintetizada de saída deve ser:

$$\bar{v}_{eq(k+4)} = \bar{v}_{eq(k+5)} = v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x1} - \frac{1}{3}u_{x2} \quad (3.41)$$

Observando a Tabela 3.3, e introduzindo adequadamente as variáveis auxiliares têm-se:

$$\bar{v}_{ag2(k+4)} = \bar{v}_{ag2(k+5)} = v_{eq} - \frac{v_{c1}}{3} + \frac{v_{c2}}{3} = 3v_{eq} + u_{x1} - u_{x2} \quad (3.42)$$

$$v_{ag1} = 0, \quad v_{ag3} = 0 \quad (3.43)$$

Assim, as tensões médias $\bar{v}_{c1(k+4)}$, $\bar{v}_{c1(k+5)}$, $\bar{v}_{c2(k+4)}$ e $\bar{v}_{c2(k+5)}$ nos períodos $(k+4)$ – *ésimo* e $(k+5)$ – *ésimo* de amostragem serão:

$$\bar{v}_{c1(k+4)} = \bar{v}_{c1(k+5)} = -3v_{eq} - u_{x1} + u_{x2} \quad (3.44)$$

$$\bar{v}_{c2(k+4)} = \bar{v}_{c2(k+5)} = 3v_{eq} + u_{x1} - u_{x2} \quad (3.45)$$

Assim, a tensão equivalente média em seis períodos de amostragem pode ser dada pela média de (3.29), (3.36) e (3.41):

$$\bar{v}_{eq(6)} = \frac{2(v_{eq(k)}) + 2(v_{eq(k+2)}) + 2(v_{eq(k+4)})}{6} \quad (3.46)$$

$$\bar{v}_{eq(6)} = \frac{1}{6} \left[2\left(v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x1}\right) + 2\left(v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x2}\right) + 2\left(v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x1} - \frac{1}{3}u_{x2}\right) \right] \quad (3.47)$$

portanto,

$$\bar{v}_{eq(6)} = v_{eq} \quad (3.48)$$

Semelhantemente, os valores médios das tensões de controle das correntes circulantes em seis períodos de amostragem serão:

$$\bar{v}_{c1(6)} = \frac{2(\bar{v}_{c1(k)}) + 2(\bar{v}_{c1(k+2)}) + 2(\bar{v}_{c1(k+4)})}{6} \quad (3.49)$$

$$\bar{v}_{c2(6)} = \frac{2(\bar{v}_{c2(k)}) + 2(\bar{v}_{c2(k+1)}) + 2(\bar{v}_{c2(k+2)})}{6} \quad (3.50)$$

ou

$$\bar{v}_{c1(6)} = \frac{0 + 3v_{eq} + u_{x2} - 3v_{eq} - u_{x1} + u_{x2}}{3} = \frac{-u_{x1} + 2u_{x2}}{6} \quad (3.51)$$

$$\bar{v}_{c2(6)} = \frac{-3v_{eq} + u_{x1} + 0 + 3v_{eq} + u_{x1} - u_{x2}}{3} = \frac{2u_{x1} - u_{x2}}{6} \quad (3.52)$$

Objetivando controlar de forma independente os valores médios das correntes circulantes, pode-se definir ações de controle como:

$$u_{ca1} = \frac{-u_{x1} + 2u_{x2}}{6} \quad (3.53)$$

e

$$u_{ca2} = \frac{2u_{x1} - u_{x2}}{6} \quad (3.54)$$

ou

$$\begin{bmatrix} u_{ca1} \\ u_{ca2} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} -1 & 2 \\ 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{x1} \\ u_{x2} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Como esta matriz é não-singular, pode-se obter u_{x1} e u_{x2} de:

$$\begin{bmatrix} u_{x1} \\ u_{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 4 \\ 4 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca1} \\ u_{ca2} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

3.5.2 Controle da Corrente Circulante para a região 2 e Estados 1, 2, 3, 4, 5 e 6

Valendo-se da mesma estratégia de controle aplicada às correntes circulantes e assumindo que a tensão de saída equivalente v_{eq} , em p.u., tem seu valor maior ou igual a um terço e menor ou igual a dois terços, adotando que o estado da máquina de estados é o primeiro e observando o valor de referência das tensões dos circuitos dada pela Tabela 3.1, têm-se:

$$v_{c1}^* = 2 - 3v_{eq} \quad (3.57)$$

e

$$v_{c2}^* = 3v_{eq} - 1 \quad (3.58)$$

resultando em:

$$v_{ag1} = 1, \quad v_{ag3} = 0 \quad (3.59)$$

e

$$v_{ag2} = 3v_{eq} - 1 \quad (3.60)$$

Introduzindo de uma variável auxiliar, u_{x1} , para o controle da corrente, na perna que opera com PWM. Têm-se que, para o primeiro estado, as tensões das pernas do conversor passam a ser dadas por:

$$v_{ag1} = 1, \quad v_{ag3} = 0 \quad (3.61)$$

e

$$\bar{v}_{ag2(k)} = 3v_{eq} + u_{x1} - 1 \quad (3.62)$$

Com as equações (3.61) e (3.62) obtêm-se a tensão média de saída equivalente sintetizada no (k) – éximo período de amostragem, ou seja:

$$\bar{v}_{eq(k)} = v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x1} \quad (3.63)$$

portanto, com a variável auxiliar, o valor médio das tensões de controle das correntes circulantes no (k) – éximo período de amostragem pode ser definido como:

$$\bar{v}_{c1(k)} = -3v_{eq} - u_{x1} + 2 \quad (3.64)$$

e

$$\bar{v}_{c2(k)} = 3v_{eq} + u_{x1} - 1 \quad (3.65)$$

Assumindo que o estado da máquina de estados, é o segundo, com o valor de referência das tensões dos circuitos dadas pela Tabela 3.1, isto é:

$$v_{c1}^* = 3v_{eq} - 2 \quad (3.66)$$

e

$$v_{c2}^* = 1 \quad (3.67)$$

resultando em

$$v_{ag2} = 1, \quad v_{ag3} = 0 \quad (3.68)$$

e

$$v_{ag1} = 3v_{eq} - 1 \quad (3.69)$$

Semelhantemente deve-se introduzir de uma variável auxiliar, u_{x1} , para o controle da corrente, na perna que opera com PWM. Têm-se que, para o segundo estado, as seguintes tensões das pernas do conversor:

$$v_{ag2} = 1, \quad v_{ag3} = 0 \quad (3.70)$$

e

$$\bar{v}_{ag1(k+1)} = 3v_{eq} - u_{x1} - 1 \quad (3.71)$$

Com as equações (3.70) e (3.71) obtêm-se a tensão média de saída equivalente sintetizada no $(k + 1)$ – ésimio período de amostragem, ou seja:

$$\bar{v}_{eq(k+1)} = 3v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x1} \quad (3.72)$$

Desta forma, com a variável auxiliar o valor médio das tensões de controle das correntes circulantes no $(k + 1)$ – ésimio período de amostragem pode ser definido como:

$$\bar{v}_{c1(k+1)} = 3v_{eq} - u_{x1} - 2 \quad (3.73)$$

e

$$\bar{v}_{c2(k+1)} = 1 \quad (3.74)$$

No próximo período de amostragem, $(k + 2)$ – ésimio período, é adotado que o estado da máquina de estados seja o terceiro da Tabela 3.1 têm-se que:

$$v_{c1} = -1 \quad (3.75)$$

$$v_{c2} = 2 - 3v_{eq} \quad (3.76)$$

Seguindo a mesma prática, uma variável auxiliar na tensão de controle das correntes circulantes é utilizada, onde pode-se obter:

$$\bar{v}_{ag3(k+2)} = 3v_{eq} + u_{x2} - 1 \quad (3.77)$$

e

$$v_{ag1} = 0, \quad v_{ag2} = 1 \quad (3.78)$$

Assim, a tensão média equivalente sintetizada no $(k+2)$ –ésimo período de amostragem será:

$$\bar{v}_{eq(k+2)} = v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x2} \quad (3.79)$$

Desta maneira, as tensões de controle das correntes circulantes neste período de amostragem serão:

$$\bar{v}_{c1(k+2)} = -1 \quad (3.80)$$

$$\bar{v}_{c2(k+2)} = -3v_{eq} - u_{x2} + 2 \quad (3.81)$$

Em fim, no $(k+3)$ –ésimo período de amostragem, o estado da máquina de estados será o quarto, onde da Tabela 3.1 têm-se:

$$v_{c1} = 1 - 3v_{eq} \quad (3.82)$$

$$v_{c2} = 3v_{eq} - 2 \quad (3.83)$$

Como nos dois períodos de amostragem anteriores, introduziram tensões auxiliares nas pernas que operam em PWM, se faz necessário cancelar estas tensões. Portanto, a tensão média equivalente sintetizada de saída deve ser:

$$\bar{v}_{eq(k+3)} = v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x2} \quad (3.84)$$

e observando a Tabela 3.1, e introduzindo adequadamente as variáveis auxiliares têm-se:

$$\bar{v}_{ag2(k+3)} = 3v_{eq} - u_{x2} - 1 \quad (3.85)$$

$$v_{ag1} = 0, \quad v_{ag3} = 1 \quad (3.86)$$

Assim, as tensões médias $\bar{v}_{c1(k+3)}$ e $\bar{v}_{c2(k+3)}$ no período $(k+3)$ –ésimo de amostragem, serão:

$$\bar{v}_{c1(k+3)} = -3v_{eq} + u_{x2} + 1 \quad (3.87)$$

$$\bar{v}_{c2(k+3)} = 3v_{eq} - u_{x2} - 2 \quad (3.88)$$

No próximo período de amostragem, $(k+4)$ –ésimo período, é admitido que o

estado da máquina de estados seja o quinto da Tabela 3.1 têm-se que:

$$v_{c1} = 3v_{eq} - 1 \quad (3.89)$$

$$v_{c2} = -1 \quad (3.90)$$

Seguindo a mesma prática, uma variável auxiliar na tensão de controle das correntes circulantes é utilizada, onde pode-se obter:

$$\bar{v}_{ag1(k+4)} = 3v_{eq} - 1 \quad (3.91)$$

e

$$v_{ag2} = 0, \quad v_{ag3} = 1 \quad (3.92)$$

Assim, a tensão média equivalente sintetizada no $(k+4)$ –ésimo período de amostragem será:

$$\bar{v}_{eq(k+4)} = v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x1} + \frac{1}{3}u_{x2} \quad (3.93)$$

Desta forma, as tensões de controle das correntes circulantes neste período de amostragem serão:

$$\bar{v}_{c1(k+4)} = 3v_{eq} + u_{x1} + u_{x2} - 1 \quad (3.94)$$

$$\bar{v}_{c2(k+4)} = -1 \quad (3.95)$$

portanto, no $(k+5)$ –ésimo período de amostragem o estado da máquina de estados será o sexto, onde da Tabela 3.1 têm-se:

$$v_{c1} = 1 \quad (3.96)$$

$$v_{c2} = 1 - 3v_{eq} \quad (3.97)$$

Do mesmo modo, deve-se cancelar as tensões auxiliares introduzidas pelas variáveis auxiliares na perna que opera com PWM nos períodos de amostragem anteriores. Assim, a tensão média equivalente sintetizada de saída deve ser:

$$\bar{v}_{eq(k+5)} = v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x1} - \frac{1}{3}u_{x2} \quad (3.98)$$

e sendo observada a Tabela 3.1, e introduzindo adequadamente as variáveis auxiliares

têm-se:

$$\bar{v}_{ag3(k+5)} = 3v_{eq} - u_{x1} - u_{x2} - 1 \quad (3.99)$$

$$v_{ag1} = 1, \quad v_{ag2} = 0 \quad (3.100)$$

Assim, as tensões médias $\bar{v}_{c1(k+5)}$ e $\bar{v}_{c2(k+5)}$ no período $(k+5)$ -ésimo de amostragem, serão:

$$\bar{v}_{c1(k+5)} = 1 \quad (3.101)$$

$$\bar{v}_{c2(k+5)} = -3v_{eq} + u_{x1} + u_{x2} + 1 \quad (3.102)$$

Como a tensão equivalente médias em seis períodos de amostragem pode ser dada pela média de (3.63), (3.72), (3.79), (3.84), (3.93) e (3.98), têm-se:

$$\bar{v}_{eq(6)} = \frac{v_{eq(k)} + v_{eq(k+1)} + v_{eq(k+2)} + v_{eq(k+3)} + v_{eq(k+4)} + v_{eq(k+5)}}{6} \quad (3.103)$$

$$\begin{aligned} \bar{v}_{eq(6)} = \frac{1}{6} [& (v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x1}) + (v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x1}) + (v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x2}) + (v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x2}) \\ & + (v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x1} + \frac{1}{3}u_{x2}) + (v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x1} - \frac{1}{3}u_{x2})] \end{aligned} \quad (3.104)$$

portanto,

$$\bar{v}_{eq(6)} = v_{eq} \quad (3.105)$$

Analogamente, os valores médios das tensões de controle das correntes circulantes em seis períodos de amostragem será:

$$\bar{v}_{c1(6)} = \frac{\bar{v}_{c1(k)} + \bar{v}_{c1(k+1)} + \bar{v}_{c1(k+2)} + \bar{v}_{c1(k+3)} + \bar{v}_{c1(k+4)} + \bar{v}_{c1(k+5)}}{6} \quad (3.106)$$

$$\bar{v}_{c2(6)} = \frac{\bar{v}_{c2(k)} + \bar{v}_{c2(k+1)} + \bar{v}_{c2(k+2)} + \bar{v}_{c2(k+3)} + \bar{v}_{c2(k+4)} + \bar{v}_{c2(k+5)}}{6} \quad (3.107)$$

ou

$$\bar{v}_{c1(6)} = \frac{-u_{x1} + 2u_{x2}}{6} \quad (3.108)$$

$$\bar{v}_{c2(6)} = \frac{-2u_{x1} + u_{x2}}{6} \quad (3.109)$$

Objetivando o controle de forma independente os valores médios das correntes

circulantes, pode-se definir ações de controle como:

$$u_{ca1} = \frac{-u_{x1} + 2u_{x2}}{6} \quad (3.110)$$

e

$$u_{ca2} = \frac{2u_{x1} - u_{x2}}{6} \quad (3.111)$$

ou

$$\begin{bmatrix} u_{ca1} \\ u_{ca2} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} -1 & 2 \\ 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{x1} \\ u_{x2} \end{bmatrix} \quad (3.112)$$

sendo esta matriz não-singular, pode-se obter u_{x1} e u_{x2} de:

$$\begin{bmatrix} u_{x1} \\ u_{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 4 \\ 4 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca1} \\ u_{ca2} \end{bmatrix} \quad (3.113)$$

3.5.3 Controle da Corrente Circulante para a região 3

Assumindo inicialmente que a tensão de saída equivalente v_{eq} , dada em p.u., tem seu valor maior que dois terços e menor que um, e que o estado da máquina de estados, seja o sétimo, o valor da tensão de referência são dadas pela Tabela 3.2, isto é:

$$v_{c1}^* = 0 \quad (3.114)$$

e

$$v_{c2}^* = 3 - 3v_{eq} \quad (3.115)$$

o que resulta em

$$v_{ag1} = 1, \quad v_{ag2} = 1 \quad (3.116)$$

e

$$v_{ag3} = v_{eq} - \frac{2}{3}(3 - 3v_{eq}) \quad (3.117)$$

Com o objetivo de controlar as correntes circulantes para esta região é introduzida uma variável auxiliar de controle das correntes circulantes, u_{x1} , para a perna que opera com PWM. Assim, para o estado 7, as tensões das pernas do conversor passam a ser dadas

por:

$$v_{ag1} = 1, \quad v_{ag2} = 1 \quad (3.118)$$

e

$$\bar{v}_{ag3(k)} = \bar{v}_{ag3(k+1)} = v_{eq} - \frac{2}{3}(3 - 3v_{eq}) - u_{x1} \quad (3.119)$$

e utilizando (3.118) e (3.119), pode-se obter a tensão média de saída equivalente sintetizada no $(k) - \text{ésimo}$ e $(k + 1) - \text{ésimo}$ períodos de amostragem, ou seja:

$$\bar{v}_{eq(k)} = \bar{v}_{eq(k+1)} = v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x1} \quad (3.120)$$

Portanto, o valor médio das tensões de controle das correntes circulantes nos $(k) - \text{ésimo}$ e $(k + 1) - \text{ésimo}$ períodos de amostragem com a introdução da variável auxiliar será:

$$\bar{v}_{c1(k)} = \bar{v}_{c1(k+1)} = 0 \quad (3.121)$$

$$\bar{v}_{c2(k)} = \bar{v}_{c2(k+1)} = 3 - 3v_{eq} + u_{x1} \quad (3.122)$$

Considerando que na região 3 da tensão v_{eq} as transições dos estados ocorrem apenas nas interrupções de *underflow*, a próxima transição ocorrerá nos $(k + 2) - \text{ésimo}$ e $(k + 3) - \text{ésimo}$ períodos de amostragem. Assume-se que no próximo período de amostragem, o estado passa a ser o oitavo da Tabela 3.2. Assim, têm-se:

$$v_{c1} = -3 + 3v_{eq} \quad (3.123)$$

$$v_{c2} = 0 \quad (3.124)$$

Introduzindo novamente uma variável auxiliar na tensão de controle das correntes circulantes, têm-se que:

$$\bar{v}_{ag1(k+2)} = \bar{v}_{ag1(k+3)} = v_{eq} + \frac{2}{3}(-3 + 3v_{eq}) + u_{x2} \quad (3.125)$$

e

$$v_{ag2} = 1, \quad v_{ag3} = 1 \quad (3.126)$$

Portanto, a tensão média equivalente sintetizada no $(k+2) - \text{ésimo}$ e $(k+3) - \text{ésimo}$

períodos de amostragem será:

$$\bar{v}_{eq(k+2)} = v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x2} \quad (3.127)$$

Por outro lado, a tensão de controle das correntes circulantes neste período de amostragem será:

$$\bar{v}_{c1(k+2)} = \bar{v}_{c1(k+3)} = -3 + 3v_{eq} + u_{x2} \quad (3.128)$$

$$\bar{v}_{c2(k+2)} = \bar{v}_{c2(k+3)} = 0 \quad (3.129)$$

Finalmente, nos $(k+4)$ –ésimo e $(k+5)$ –ésimo períodos de amostragem o estado da máquina de estados será o nono, onde da Tabela 3.2, têm-se:

$$v_{c1} = 3 - 3v_{eq} \quad (3.130)$$

$$v_{c2} = -3 + 3v_{eq} \quad (3.131)$$

Neste caso escolhe-se, mais numa vez, a introdução das variáveis auxiliares na perna que opera com PWM, de forma a cancelar o valor introduzido pelas tensões auxiliares nos quatro últimos períodos de amostragem. Assim, a tensão média equivalente sintetizada de saída deve ser:

$$\bar{v}_{eq(k+4)} = \bar{v}_{eq(k+5)} = v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x1} - \frac{1}{3}u_{x2} \quad (3.132)$$

Observando a Tabela 3.2, e introduzindo adequadamente as variáveis auxiliares têm-se:

$$\bar{v}_{ag2(k+4)} = \bar{v}_{ag2(k+5)} = v_{eq} - \frac{v_{c1}}{3} + \frac{v_{c2}}{3} = 3v_{eq} - 2 + u_{x1} - u_{x2} \quad (3.133)$$

$$v_{ag1} = 1, \quad v_{ag3} = 1 \quad (3.134)$$

As tensões médias $\bar{v}_{c1(k+4)}$, $\bar{v}_{c1(k+5)}$, $\bar{v}_{c2(k+4)}$ e $\bar{v}_{c2(k+5)}$ nos períodos $(k+4)$ –ésimo e $(k+5)$ –ésimo de amostragem, serão:

$$\bar{v}_{c1(k+4)} = \bar{v}_{c1(k+5)} = 3 - 3v_{eq} - u_{x1} + u_{x2} \quad (3.135)$$

$$\bar{v}_{c2(k+4)} = \bar{v}_{c2(k+5)} = 3v_{eq} - 3 + u_{x1} - u_{x2} \quad (3.136)$$

Assim, a tensão equivalente média em seis períodos de amostragem pode ser dada

pela média de (3.120), (3.127) e (3.132):

$$\bar{v}_{eq(6)} = \frac{2(v_{eq(k)}) + 2(v_{eq(k+2)}) + 2(v_{eq(k+4)})}{6} \quad (3.137)$$

$$\bar{v}_{eq(6)} = \frac{1}{6} \left[2(v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x1}) + 2(v_{eq} - \frac{1}{3}u_{x2}) + 2(v_{eq} + \frac{1}{3}u_{x1} - \frac{1}{3}u_{x2}) \right] \quad (3.138)$$

portanto:

$$\bar{v}_{eq(6)} = v_{eq} \quad (3.139)$$

Semelhantemente, o valor médio das tensões de controle das correntes circulantes em seis períodos de amostragem será:

$$\bar{v}_{c1(6)} = \frac{2(\bar{v}_{c1(k)}) + 2(\bar{v}_{c1(k+2)}) + 2}{6} \quad (3.140)$$

$$\bar{v}_{c2(6)} = \frac{2(\bar{v}_{c2(k)}) + 2(\bar{v}_{c2(k+2)}) + 2(\bar{v}_{c2(k+4)})}{6} \quad (3.141)$$

ou

$$\bar{v}_{c1(6)} = \frac{-u_{x1} + 2u_{x2}}{6} \quad (3.142)$$

$$\bar{v}_{c2(6)} = \frac{2u_{x1} - u_{x2}}{6} \quad (3.143)$$

Com o objetivo de controlar de forma independente os valores médios das correntes circulantes, pode-se definir as ações de controle como:

$$u_{ca1} = \frac{-u_{x1} + 2u_{x2}}{6} \quad (3.144)$$

e

$$u_{ca2} = \frac{2u_{x1} - u_{x2}}{6} \quad (3.145)$$

ou

$$\begin{bmatrix} u_{ca1} \\ u_{ca2} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} -1 & 2 \\ 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{x1} \\ u_{x2} \end{bmatrix} \quad (3.146)$$

Como esta matriz é não-singular pode-se obter u_{x1} e u_{x2} de:

$$\begin{bmatrix} u_{x1} \\ u_{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 4 \\ 4 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca1} \\ u_{ca2} \end{bmatrix} \quad (3.147)$$

Assim, através de u_{ca1} pode-se controlar a corrente circulante do circuito i_{c1} e

através de u_{ca2} pode-se controlar a corrente do circuito i_{c2} .

3.5.4 Implementação

Para a implementação do controlador das correntes circulantes, as ações de controle u_{ca1} e u_{ca2} devem ser adicionadas aos sinais modulantes como mostrado em (3.148), onde u_{ca1} e u_{ca2} são calculados em função da região em que a tensão de saída equivalente se encontra. Assim, na região 1 as ações de controle são calculadas por (3.56), na região 2 as ações de controle são calculadas por (3.113) e na região 3 por (3.147).

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 \\ 3 & -1 & 1 \\ 3 & -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a_eq} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & 4 \\ 4 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca1} \\ u_{ca2} \end{bmatrix} \quad (3.148)$$

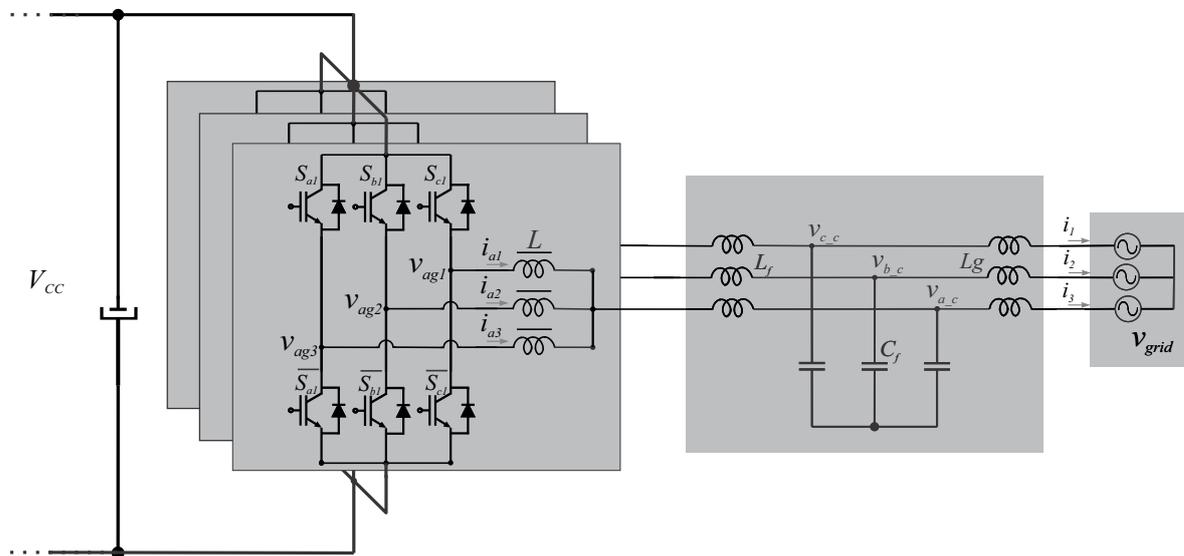
Note que os coeficientes de $a_{11} \dots a_{32}$ assumem valores pertencentes ao conjunto $\{-1, 0, 1\}$, e dependem do estado da máquina de estados que será implementado. Estes coeficientes podem ser arranjados na memória de programa do DSP ou microcontrolador e são mostrados abaixo. A implementação das demais fases é semelhante.

3.6 SIMULAÇÃO

Para validar a modulação descontínua com portadora proposta, a tensão de linha entre as pernas "a" e "b" de um conversor trifásico com três pernas em paralelo magneticamente acopladas foram simuladas como apresentado na Figura 3.46.

Através das três máquinas de estado exibidas pelas Figuras 3.4, 3.7 e 3.9 foi implementado um algoritmo de modulação do conversor de forma demonstrar a reduzida THD das tensões de linha do conversor.

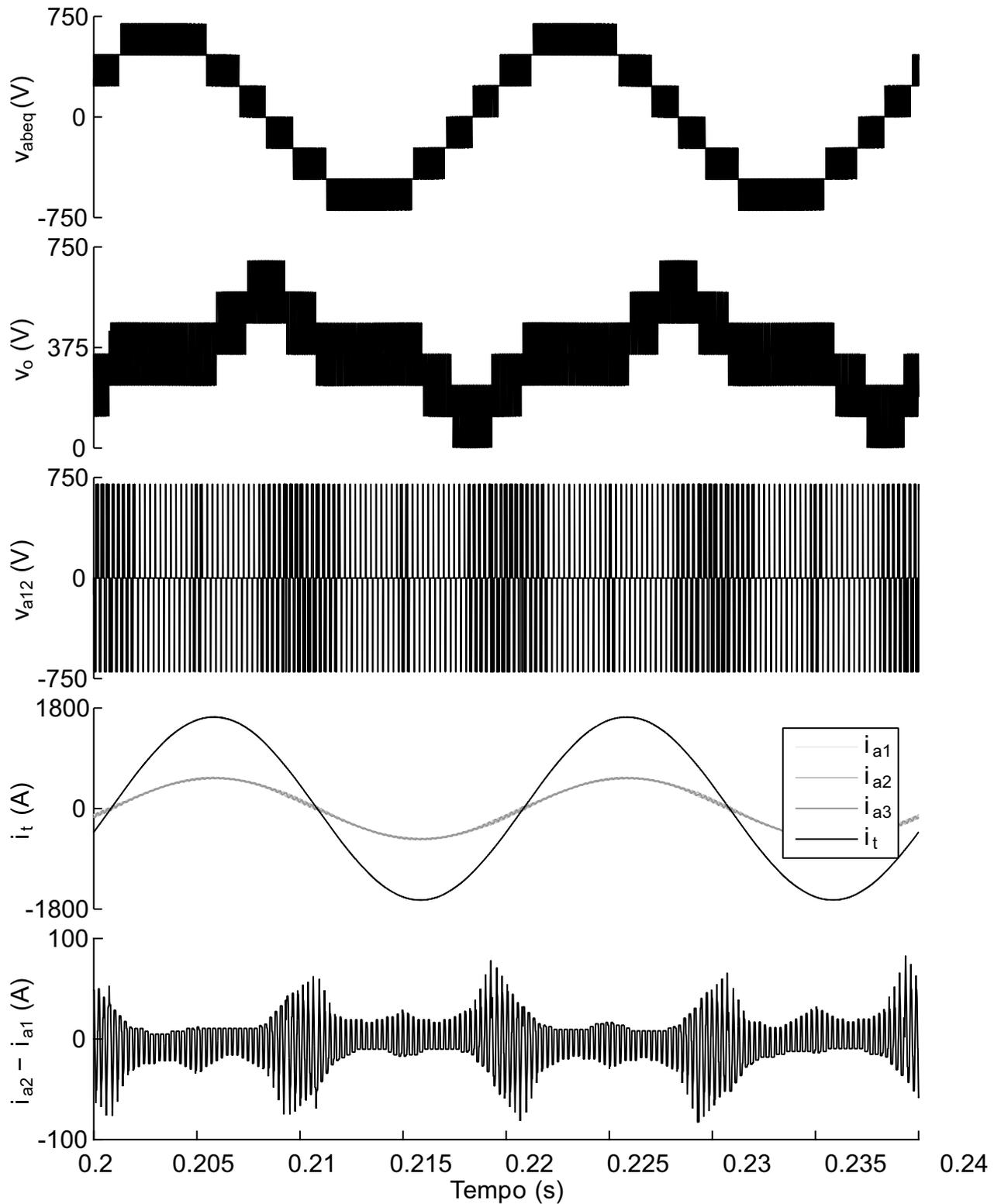
Figura 3.46 – Diagrama do circuito do conversor simulado com três pernas em paralelo magneticamente acopladas.



Fonte: Próprio autor.

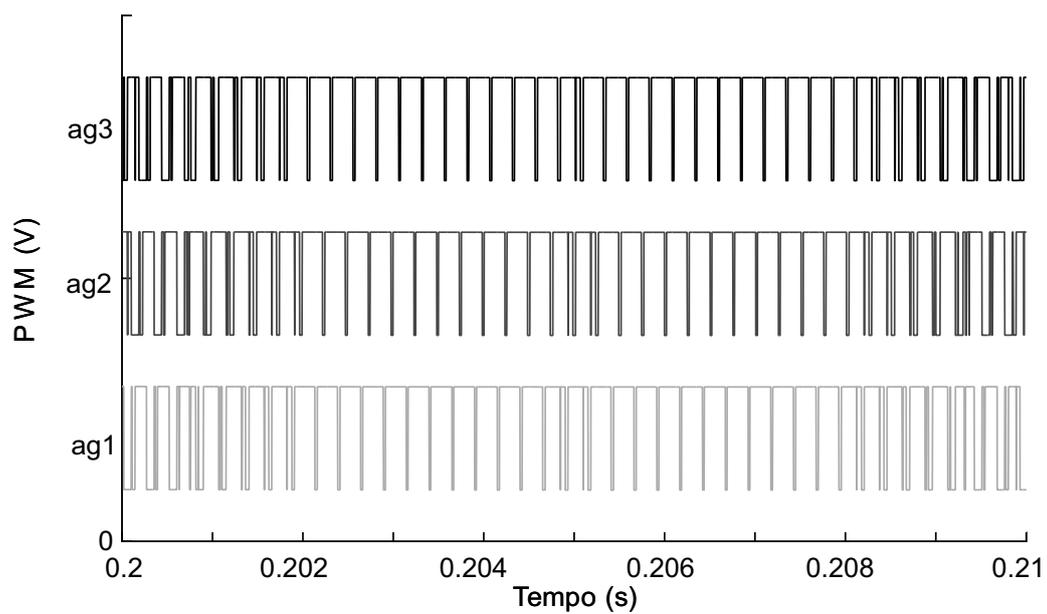
Na Figura 3.47 pode-se notar o comportamento da tensão de linha de saída sintetizada em multinível do conversor v_{abeq} . Note que conforme o esperado, a tensão sintetizada possui sete níveis, e devido ao seu comportamento bem distribuído, a THD da tensão de linha é 24,66 %. Note que as correntes circulantes, devido a dupla comutação entre as regiões, mantêm-se controlada e que a corrente total produzida é três vezes maior e possui baixa THD, na ordem de 0,16 %. A Figura 3.49 mostra o detalhe das correntes circulantes de cada perna do conversor da fase "a" e a sua corrente total.

Figura 3.47 – Resultados de simulação do conversor trifásico com três pernas magneticamente acopladas: a) Tensão equivalente entre as pernas *a* e *b*; b) Tensão de modo comum; c) Sinal PWM nas pernas em paralelo magneticamente acopladas da fase "a", indicadas por v_{ag1} , v_{ag2} e v_{ag3} ; d) Corrente total e as correntes de cada perna em paralelo (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}).

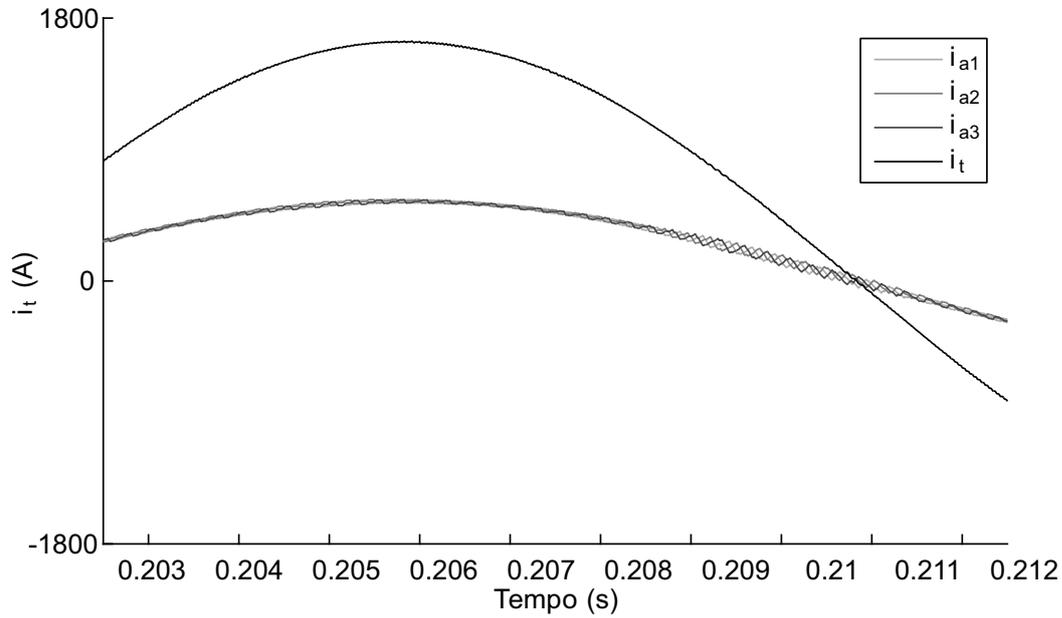


Já os sinais PWM são distribuídos de forma equitativa, conforme exibe a Figura 3.48, o que pode gerar menos perdas de comutação, o que é desejável.

Figura 3.48 – Pulsos PWM da fase "a" do conversor trifásico com três perna em paralelo acopladas magneticamente.



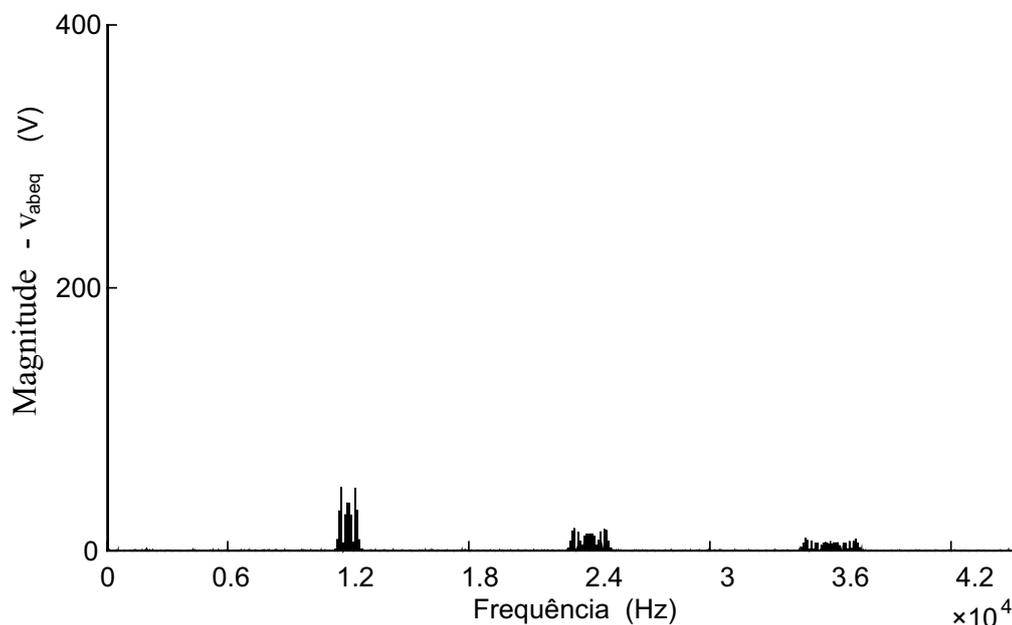
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.49 – Detalhe da corrente total e das correntes de cada perna em paralelo (i_t , i_{a1} , i_{a2} e i_{a3}).

Fonte: Próprio autor.

O espectro de harmônicos da tensão de linha equivalente sintetizada em multi-nível (v_{abeq}) para inversor com três pernas magneticamente acopladas com modulação descontínua é exibido na Figura 3.50.

Figura 3.50 – Espectro da tensão equivalente (v_{abeq}) para inversor com três pernas magneticamente acopladas com modulação descontínua.



Fonte: Próprio autor.

3.7 CONCLUSÃO

Para a modulação descontínua com portadora foram encontradas três regiões relacionadas à tensão de fase.

As três regiões para a sintetização da tensão por fase na saída do conversor são:

- região 1 -> $0 \leq v_{a_eq} \leq \frac{1}{3}$;
- região 2 -> $\frac{1}{3} \leq v_{a_eq} \leq \frac{2}{3}$;
- região 3 -> $\frac{2}{3} \leq v_{a_eq} \leq 1$.

Nas Figuras 3.4, 3.7 e 3.9 é possível observar que as transições entre as máquinas de estado devem ser consideradas. Na transição entre as máquinas de estados deve ser introduzida uma dupla comutação. Ainda, uma estratégia de controle de na região de linearidade foi proposta visando possibilitar o controle das correntes circulantes em tempo discreto. As correntes circulantes podem ser controladas a partir da interferência nas transições entre os estados e que estas quando aplicadas em uma determinada transição mantêm sob controle a corrente circulante mesmo sem que o controlador de corrente seja aplicado. É possível observar que as tensões de linha sintetizadas pelo conversor com a modulação proposta apresentam sete níveis, caracterizando assim uma vantagem em

termos de THD e fatores de distorção menores quando comparado com modulação *phase shift*. Por ser um conjunto de operações matriciais comum, o algoritmo a ser embarcado possui pouco custo de processamento. Ainda, pode ser observado que as comutações estão distribuídas igualmente entre as pernas do conversor, que atribui pode causar uma diminuição nas perdas por comutação, demonstrando assim as potencialidades da estratégia proposta.

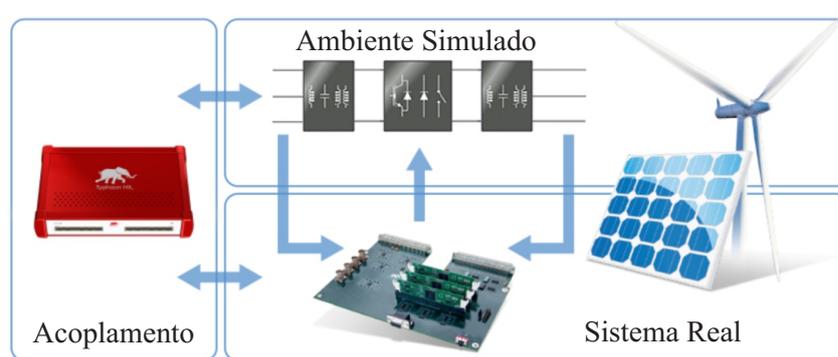
4 ANÁLISE E RESULTADOS DAS MODULAÇÕES PROPOSTAS

4.1 INTRODUÇÃO

A complexidade de *hardwares* e *softwares* dos sistemas embarcados vem, nos últimos anos, aumentando em um ritmo acelerado. Vários são os motivos para este crescimento, entre os quais pode-se citar: (i) Aumento da confiabilidade; (ii) Alterações nos requisitos; (iii) Aumento nos níveis de segurança; (iv) Redução do ciclo de desenvolvimento de novos produtos; (v) Redução dos custos relativos as etapas de desenvolvimento e testes; entre outros (KOHLER, 2011).

Estes motivos levaram ao surgimento de um método de desenvolvimento que oferece recursos poderosos e eficientes para a experimentação e testes de sistemas embarcado. O *Hardware-in-the-Loop* (HIL) permite a simulação, em tempo real, de uma planta em um ambiente virtual e testa o controle embarcado real. A Figura 4.1 demonstra o princípio de funcionamento de um *Hardware-in-the-Loop*, onde pode-se perceber a existência de três ambientes distintos, o primeiro ambiente chamado de sistema real consiste no controlador da planta que será testado, o ambiente simulado corresponde aos subsistemas virtualizados e o ambiente de acoplamento é o HIL que executa o interfaceamento entre o ambiente real e o simulado (virtual)

Figura 4.1 – Ambiente de simulação em tempo real HIL.



Fonte: Modificado (TYPHOON-HIL, 2017).

Em um ambiente HIL pode-se, por exemplo, inserir falhas no hardware e analisar o comportamento do controlador ou inserir um conjunto de testes que em um sistema real não seria possível forçar tais acontecimentos.

O sistema de Hardware-in-the-Loop industrial da Typhoon HIL402, representado pela Figura 4.2, possui 4 núcleos de processamento, onde é possível testar o controlador

embarcado em diversas plantas de eletrônica de potência em uma ampla gama de aplicações, por exemplo: (i) Geração de energia solar e eólica; (ii) Armazenamento de bateria; (iii) Qualidade de energia e motores. Além da execução do controlador da aplicação (DSP) em tempo real com resolução de $6,67 \mu\text{s}$ PWM, em laço fechado com estágio de alta fidelidade com taxa de atualização de 1 MHz (TYPHOON-HIL, 2017).

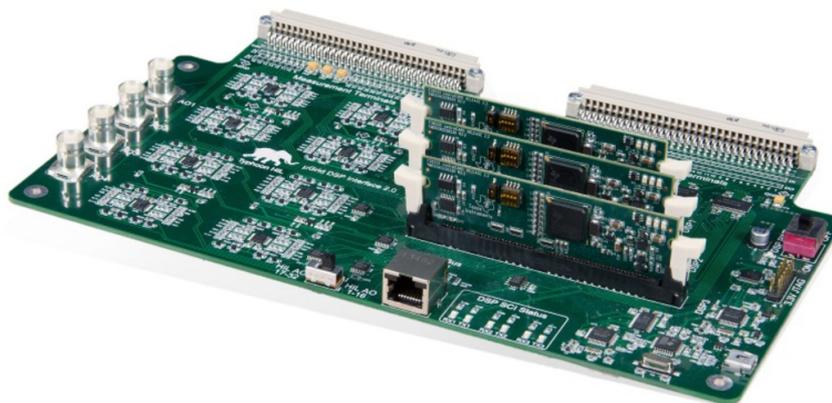
O HIL402 foi utilizado em conjunto com uma placa de interface para microrredes, a *HIL DSP Interface for microgrid* para DSPs da série de DSP C2000, exibido na Figura 4.3 para obtenção dos resultados experimentais das modulações investigadas.

Figura 4.2 – Hardware-in-the-Loop industrial da Typhoon, HIL402.



Fonte: Modificado (TYPHOON-HIL, 2017).

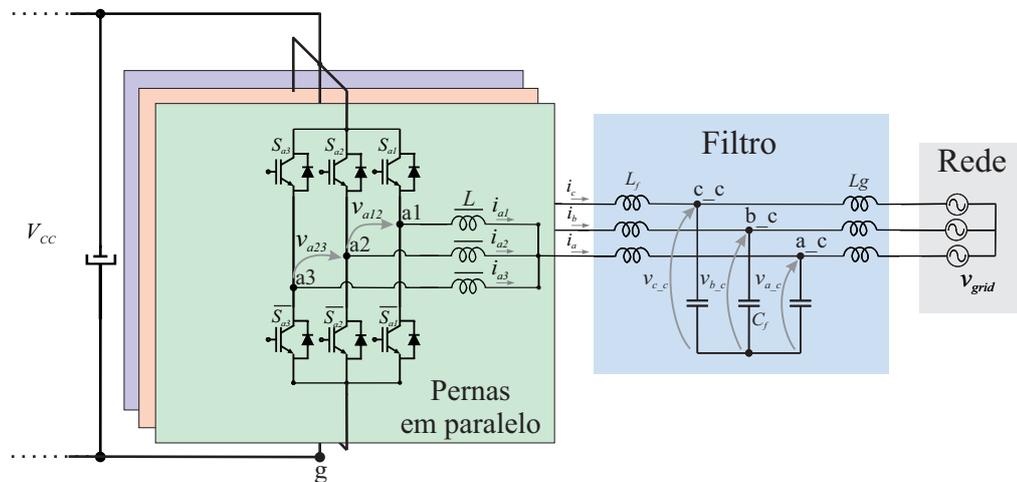
Figura 4.3 – Placa de interface para microrredes, a *HIL DSP Interface for microgrid*.



Fonte: Modificado (TYPHOON-HIL, 2017).

A Figura 4.4 exibe o circuito de um conversor trifásico com três pernas em paralelo que foi utilizado na simulação em tempo real utilizando o HIL para as modulações PSPWM e DPWM.

Figura 4.4 – Inversor com três pernas em paralelo magneticamente acopladas.



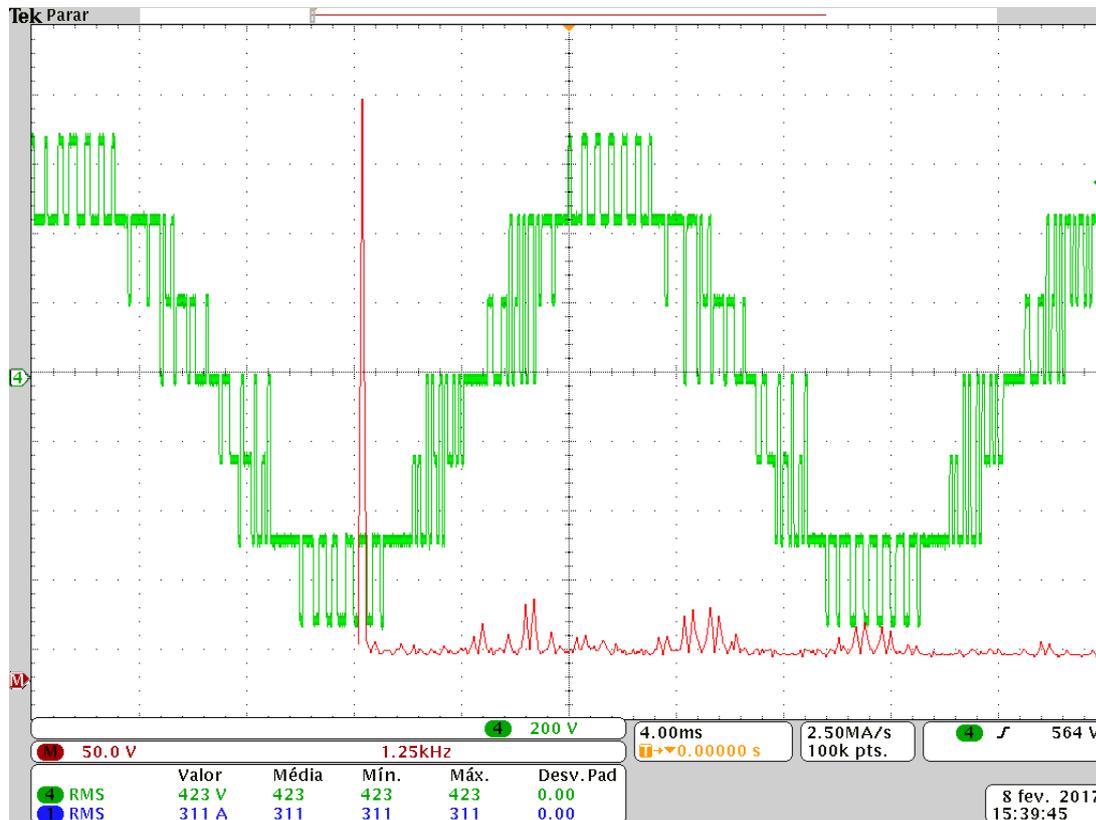
Fonte: Próprio autor.

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA MODULAÇÃO PSPWM

O conversor aplicado à turbinas eólicas representado pela Figura 4.4 apresenta as seguintes características: (i) Tensão de saída de 423 Vrms; (ii) Frequência fundamental de 50 Hz; (iii) Indutor de acoplamento de $500 \mu\text{H}$. (iv) Carga de $0,2 \Omega$ (v) Potência por fase de 500 kW; (vi) Frequência de comutação dos interruptores de 2 kHz; (vii) Índice de modulação de 0,95.

A partir das informações acima citadas, os seguintes resultados experimentais foram obtidos. A Figura 4.5 exibe a tensão de linha de saída sintetizada equivalente multinível (v_{abeq}) pelo conversor trifásico com três pernas em paralelo magneticamente acopladas e o espectro harmônico de frequências da tensão v_{abeq} . Note que é possível verificar a existência de saltos entre os níveis não sequenciais da tensão de saída, os quais são provocados pela não utilização dos vetores mais próximos e das componentes produzidas pelas bandas laterais das harmônicas conforme (C.43). Assim, no espectro harmônico fica evidenciado as harmônicas das bandas laterais em torno da frequência de comutação de 2 kHz, 4 kHz e 6 kHz. Perceba também que a tensão RMS da tensão de saída de linha está em torno de 400 Vrms.

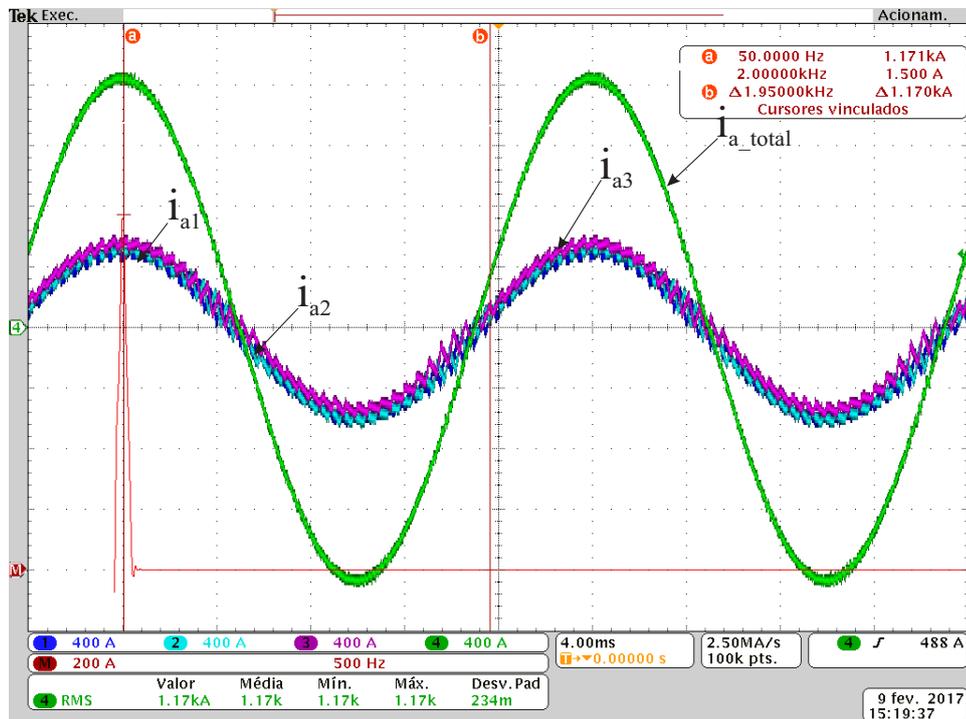
Figura 4.5 – Formas de onda da tensão de linha de saída sintetizada equivalente em multinível, v_{abeg} , e do respectivo espectro harmônico de frequência para o conversor trifásico com três pernas em paralelo acoplado magneticamente.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.6 exibe as formas de onda das correntes nos indutores de acoplamento i_{a1} , i_{a2} e i_{a3} , nas pernas da fase "a" do conversor e a corrente total i_a e seu espectro harmônico de frequências, onde percebe-se que a frequência da corrente total em 50 Hz é a componente que se destaca. Note também que a somatória das correntes i_{a1} , i_{a2} e i_{a3} é a corrente total da i_a da fase "a". Assim, a partir da observação dos valores experimentais a corrente total RMS é de 1,17 kA em 50 Hz, os valores de pico das correntes nas pernas da fase "a" correspondem a ± 560 V de pico.

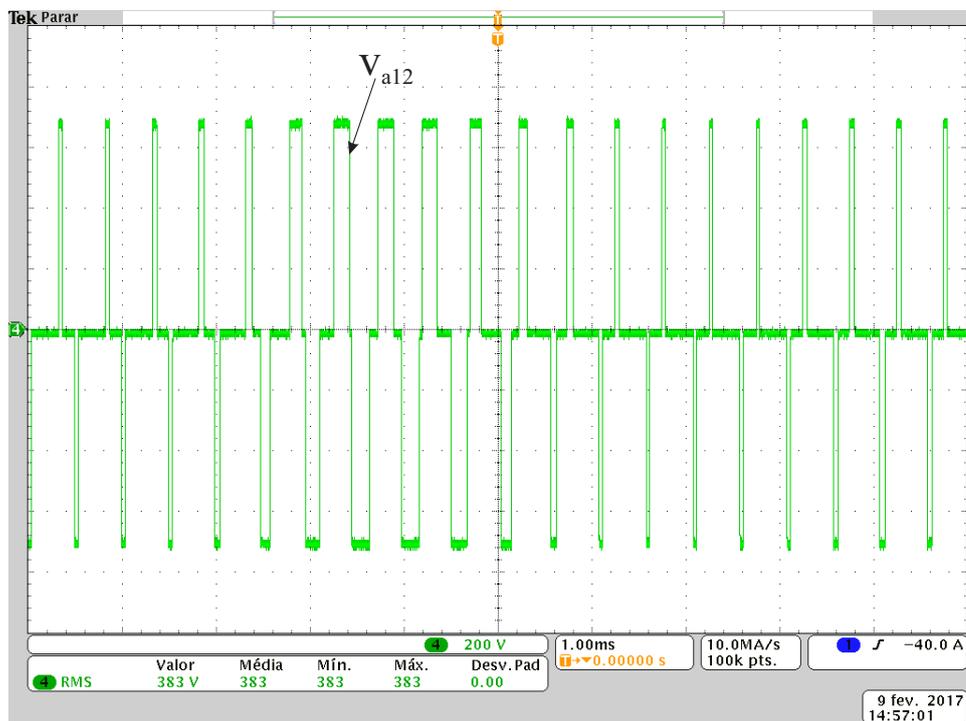
Figura 4.6 – Forma de onda das correntes nas pernas da fase "a" bem como a corrente total e seu espectro harmônico de frequências.



Fonte: Próprio Autor.

A tensão diferencial v_{12} entre as pernas do conversor, formada por $v_{ag1} - v_{ag2}$ da fase "a" é exibida na Figura 4.7, onde pode-se notar os que a forma de onda não tem pulsos adicionais, ou seja, não existe dupla comutação.

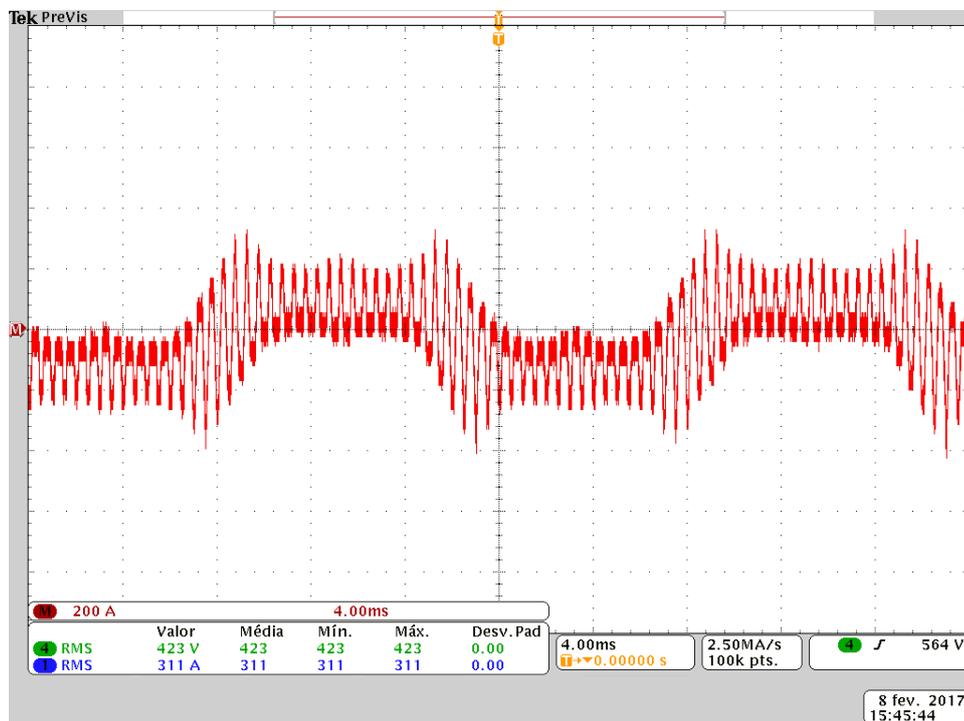
Figura 4.7 – Forma de onda da tensão diferencial v_{a12} entre as pernas $a1$ e $a2$ da fase "a" do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.8 mostra a corrente circulante entre as pernas $a1$ e $a2$ da fase "a" do conversor. Neste caso, pode-se perceber que a corrente circulante está sem controle, pois fica deslocada fora do nível de zero ampère e atinge valores máximos na faixa de ± 400 A de pico.

Figura 4.8 – Formas de onda das correntes circulantes sem controle de corrente entre as pernas $a1$ e $a2$ da fase "a" do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

Note que na Figura 4.9 a corrente circulante controlada é exibida, bem como seu espectro harmônico de frequências. Pode-se perceber ainda que a corrente média é de 5,74 A. Esta demonstra o funcionamento do controle de corrente circulante. Também pode-se notar que na corrente circulante existem componentes de baixa ordem bem como as componentes múltiplas da frequência de comutação.

Quando as Figuras (4.8) e (4.9) são comparadas após o controle de corrente circulante, nota-se a redução dos valores máximos de ± 400 V de pico para ± 300 V de pico

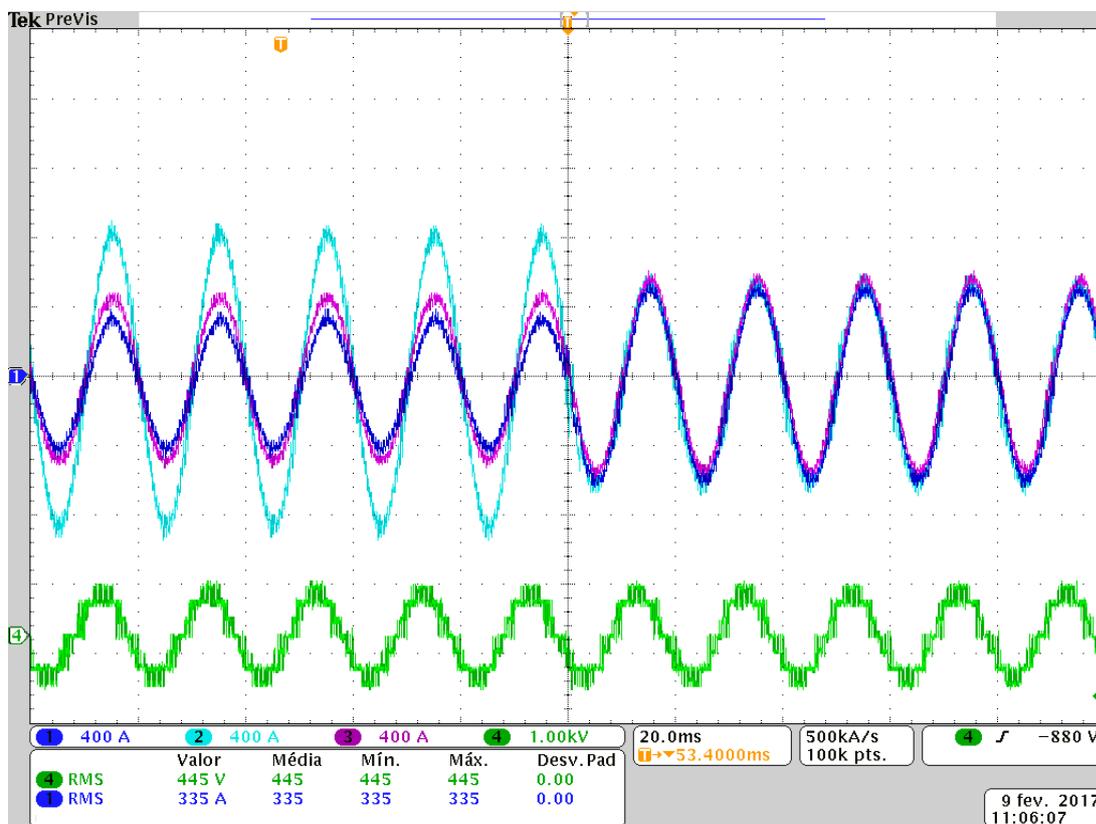
Figura 4.9 – Forma de onda da corrente circulante nos indutores de acoplamento L_{a1} e L_{a2} , nas pernas da fase "a" do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

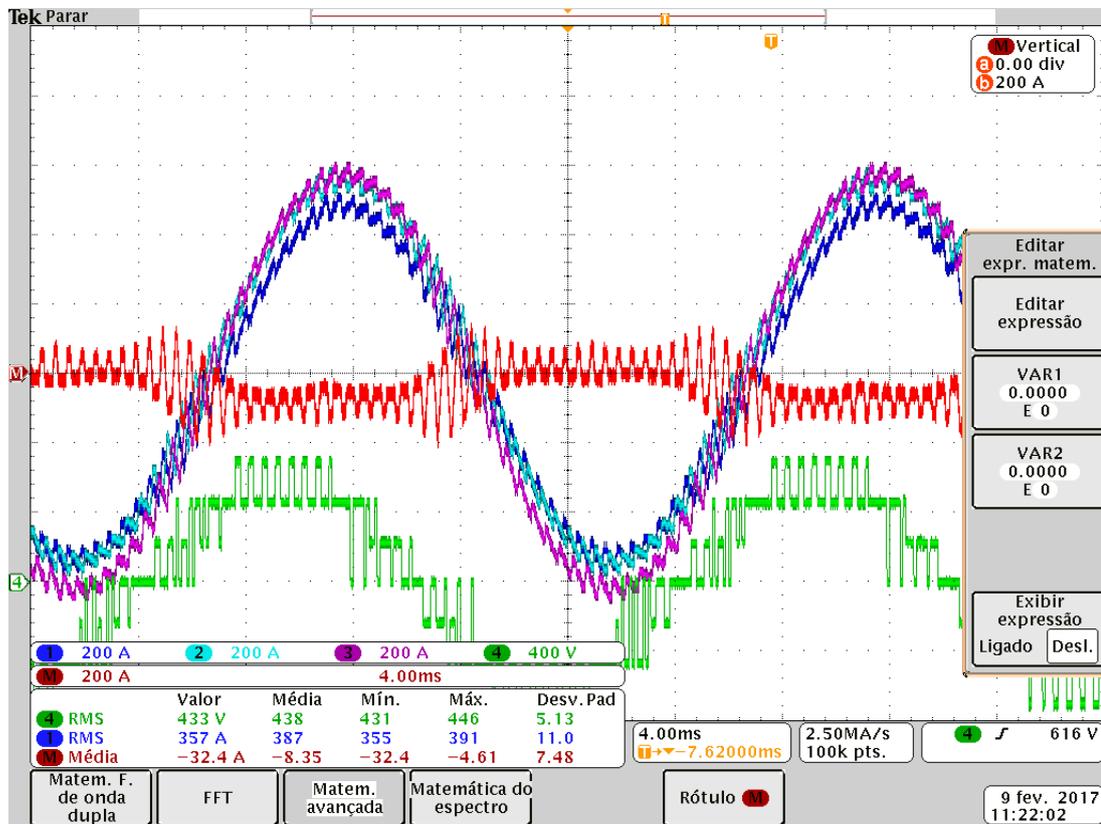
A figura 4.10 exibe a tensão de modo comum, onde nota-se uma componente contínua do sinal em 340 V com o controle de tensão de modo comum. Também é possível notar que existe uma componente múltipla da harmônica fundamental de 50 Hz no sinal. A harmônica múltipla tem frequência em 150 Hz. Outra característica deste sinal é que as harmônicas da frequência de comutação são exibidas e com elas suas bandas laterais são visíveis.

Figura 4.11 – Formas de onda da corrente circulante e da tensão de linha v_{abeq} , onde o indutor de acoplamento L_{a2} tem seu valor alterado para $250 \mu\text{H}$.



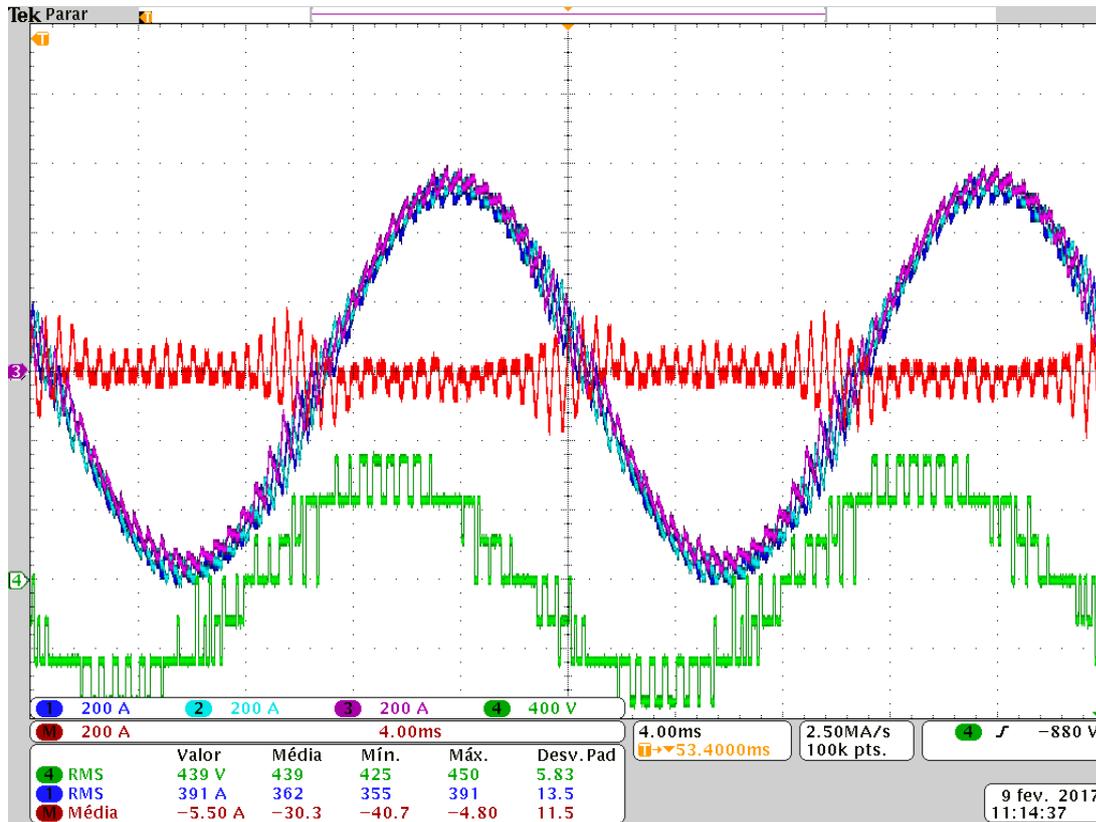
Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.12 – Formas de onda da corrente circulante, das correntes da fase "a" e da tensão de linha v_{abeq} sem a aplicação do controle da corrente circulante.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.13 – Formas de onda da corrente circulante, das correntes da fase "a" e da tensão de linha v_{abeq} com a aplicação do controle da corrente circulante.



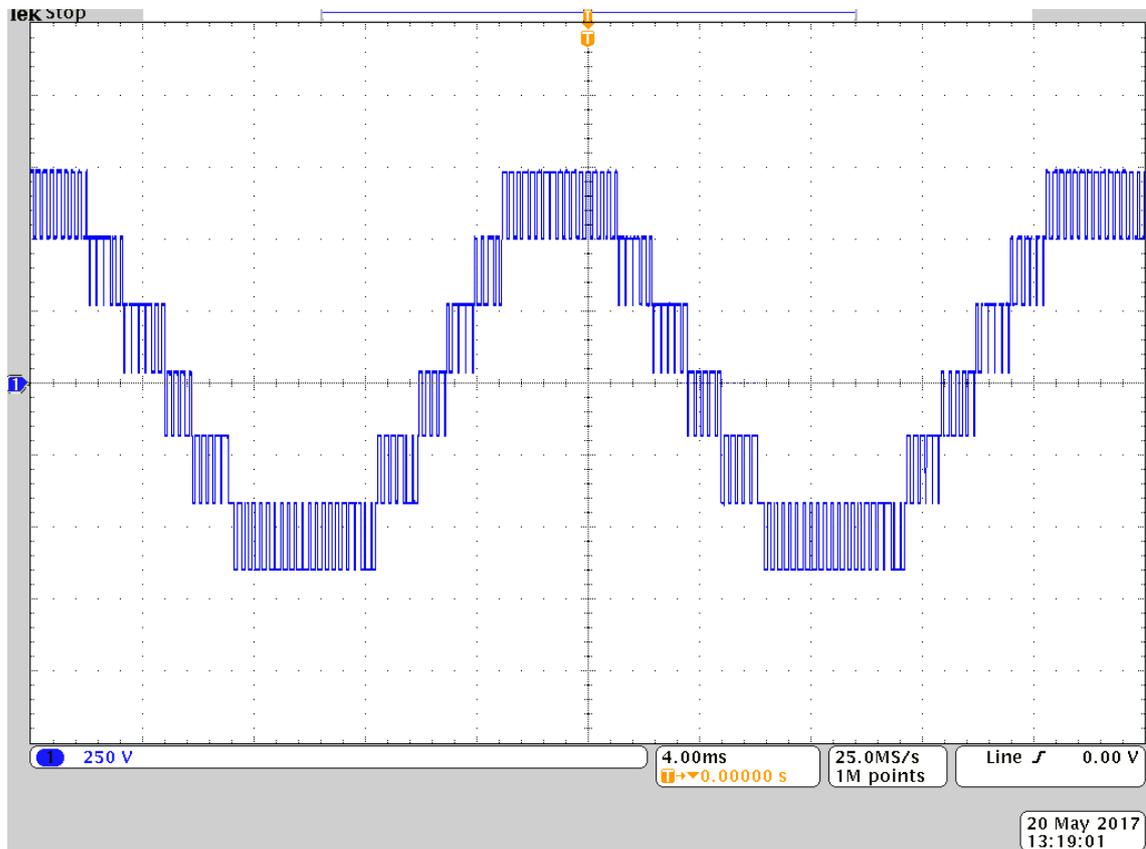
Fonte: Próprio Autor.

4.3 RESULTADOS EM TEMPO REAL DO CONVERSOR TRIFÁSICO COM 3 PERNAS EM PARALELO MAGNETICAMENTE ACOPLADAS UTILIZANDO MODULAÇÃO DPWM

Como na modulação anterior, o conversor utilizado é representado pela Figura 4.4 e apresenta as seguintes características: (i) Tensão de saída de 423 Vrms; (ii) Frequência fundamental de 50 Hz; (iii) Indutor de acoplamento de $500 \mu\text{H}$. (iv) Carga de $0,2 \Omega$ (v) Potência por fase de 500 kW; (vi) Frequência de comutação dos interruptores de 2 kHz; (vii) Índice de modulação de 0,95.

Os seguintes resultados experimentais foram obtidos. A Figura 4.14 exibe a tensão de linha de saída sintetizada equivalente multinível (v_{abeq}) pelo conversor trifásico com pernas três pernas em paralelo magneticamente acopladas. Note que é possível observar que a distribuição sem saltos entre níveis não sequenciais da tensão de linha de saída.

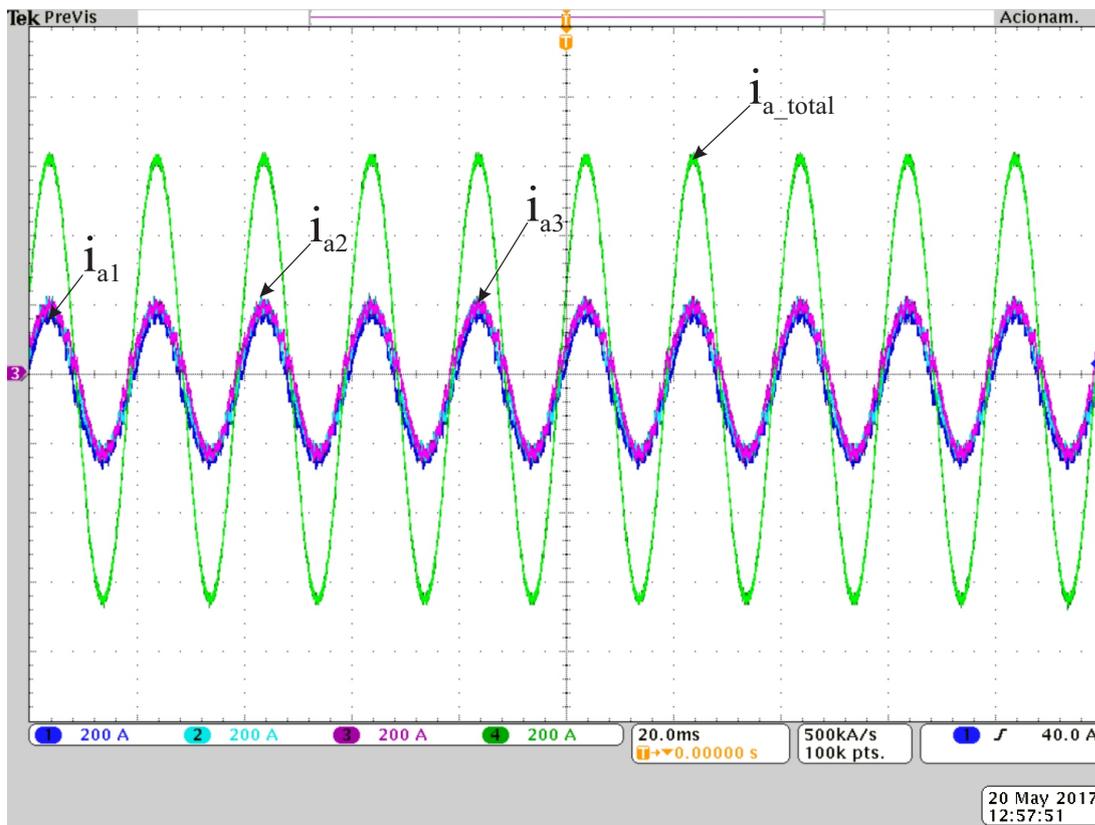
Figura 4.14 – Forma de onda da tensão de linha de saída sintetizada equivalente multinível, v_{abeq} .



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.15 exhibe as formas de onda das correntes nos indutores de acoplamento i_{a1} , i_{a2} e i_{a3} , nas pernas da fase "a" do conversor e a corrente total i_a onde percebe-se que a frequência da corrente total em 50 Hz é a componente que se destaca. Note também que a somatória das correntes i_{a1} , i_{a2} e i_{a3} é a corrente total da i_a da fase "a".

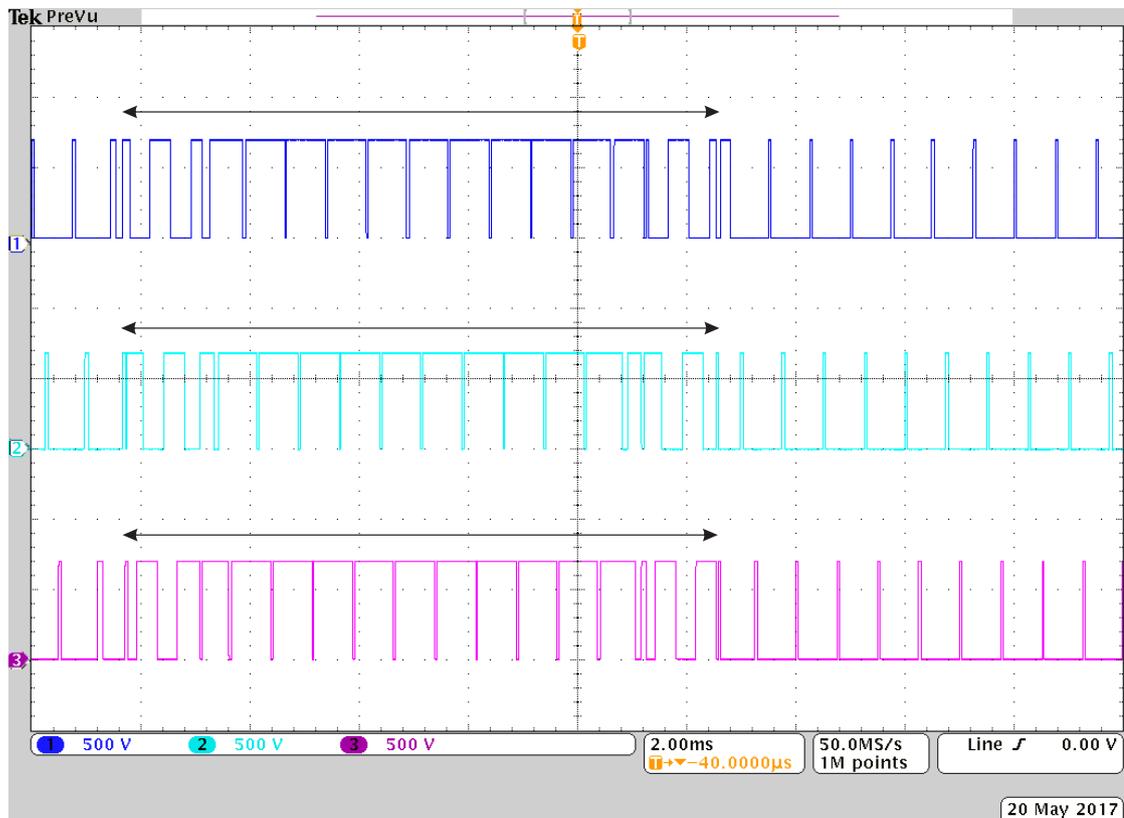
Figura 4.15 – Forma de onda das correntes nos indutores de acoplamento i_{a1} , i_{a2} e i_{a3} , nas pernas da fase "a" do conversor e a corrente total i_a .



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.16 é possível observar a distribuição dos sinais PWM de forma igualitária entre as pernas em paralelo do conversor.

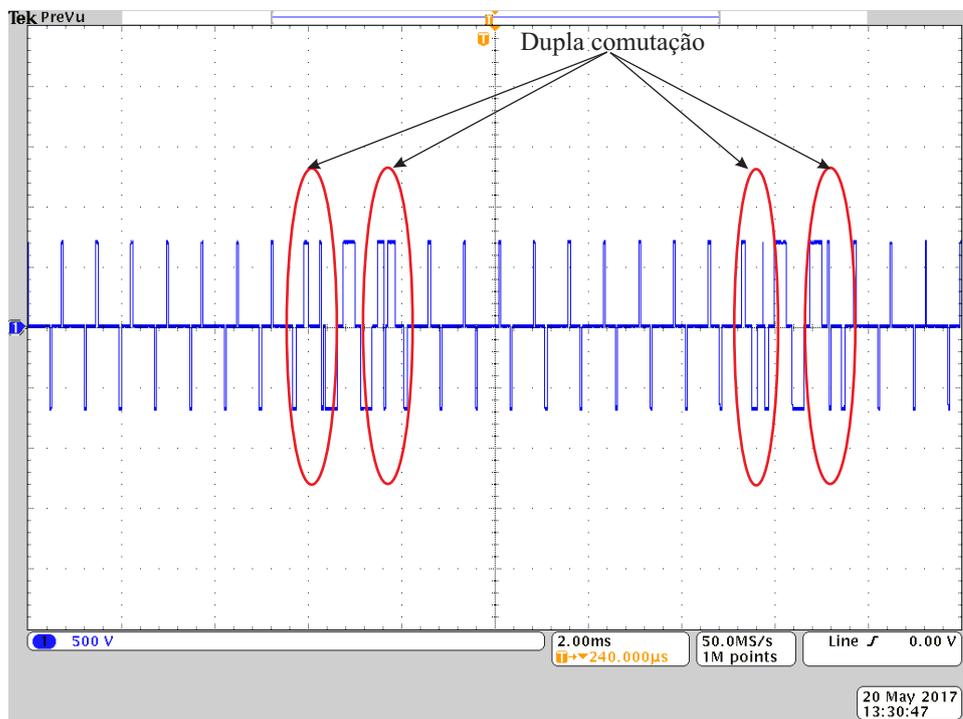
Figura 4.16 – Forma de onda dos pulsos PWM as pernas da fase "a" do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.17 a tensão circulante entre as pernas $a1$ e $a2$ da fase "a" do conversor são exibidas, onde são destacados os momentos que ocorrem dupla comutação na transição de regiões da DPWM.

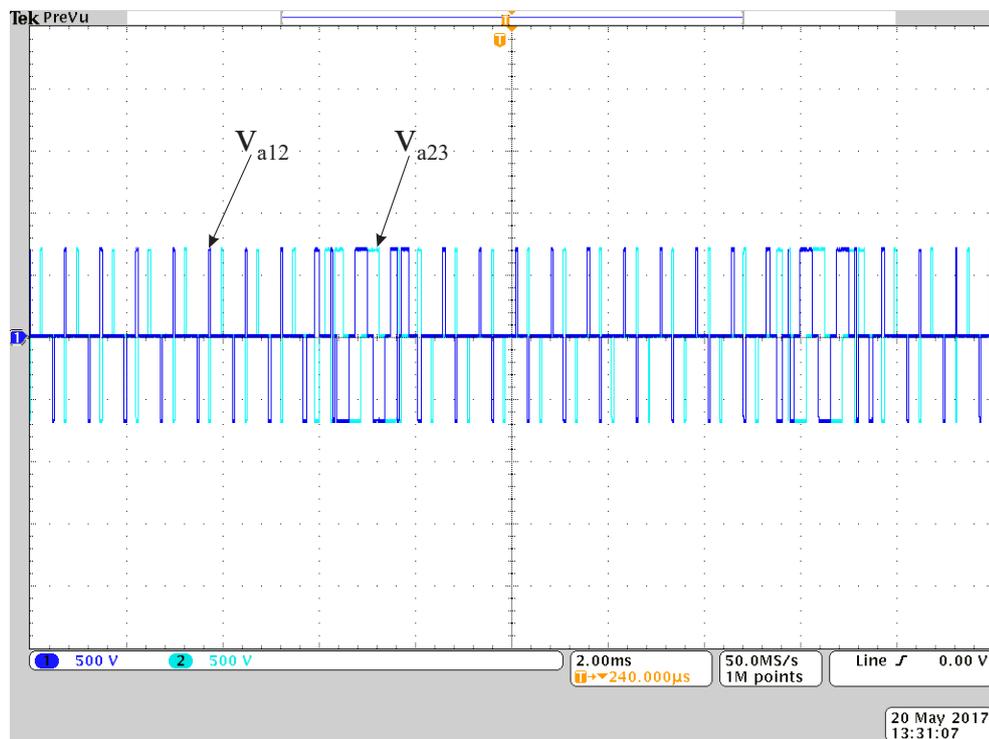
Figura 4.17 – Forma de onda da tensão v_{a12} entre as pernas $a1$ e $a2$ da fase "a" do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.18 as tensões circulantes v_{a12} e v_{a23} entre as pernas $a1$ e $a2$, e $a2$ e $a3$ da fase "a" do conversor são exibidas.

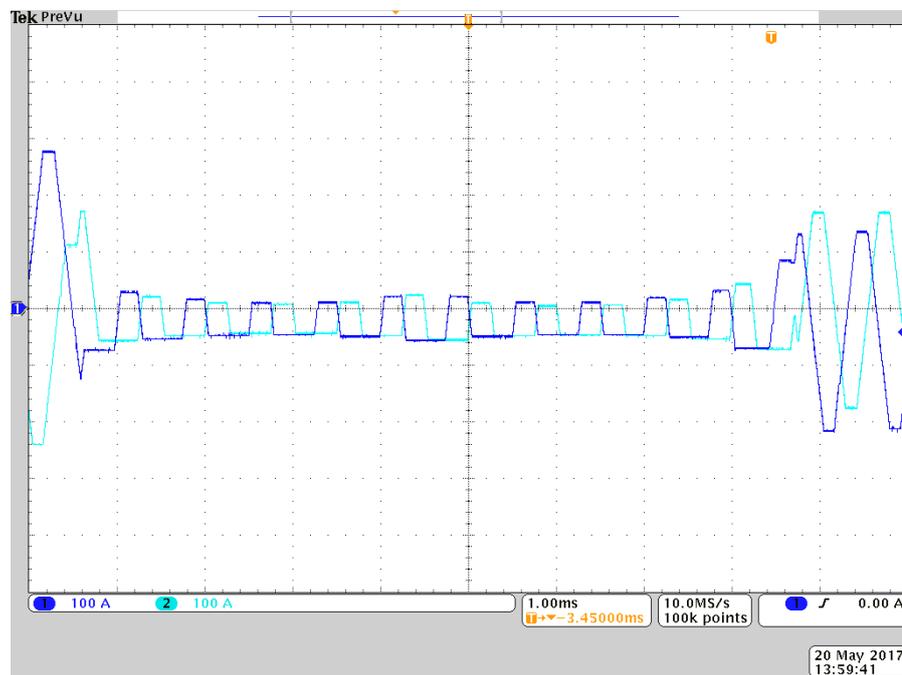
Figura 4.18 – Formas de onda das tensões v_{a12} e v_{a23} entre as pernas $a1$ e $a2$, e $a2$ e $a3$ da fase "a" do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.19 nota-se que as correntes circulantes nos indutores de acoplamento ($i_{a1} - i_{a2}$) e ($i_{a2} - i_{a3}$) nas pernas da fase "a" do conversor são distribuídas em torno do zero.

Figura 4.19 – Forma de onda da correntes circulantes nos indutores de acoplamento ($i_{a1} - i_{a2}$) e $(i_{a2} - i_{a3})$ nas pernas da fase "a" do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

4.4 CONCLUSÃO

Nesse capítulo foram apresentados resultados experimentais, onde foi comprovado os resultados teóricos dos capítulos anteriores.

Na análise da modulação DPWM proposta, pode-se observar dos resultados o não aumento significativo do número de comutações se comparado com a modulação PSPWM. A dupla comutação impõe uma menor corrente circulante entre os indutores de acoplamento e o controle de corrente desenvolvido mantém a corrente circulante média próxima a zero. Por utilizar os vetores mais próximos, a modulação DPWM impacta diretamente na menor THD de tensão de saída. A modulação PSPWM apresenta um custo computacional menor que a DPWM. Porém, a modulação DPWM, por utilizar operações matriciais, sua implementação é facilitada. A modulação DPWM apresenta uma tensão de modo comum menor que a PSPWM.

Com a modulação DPWM pode-se melhorar a qualidade da energia em conversores empregados em sistemas de geração distribuída com geração eólica.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÃO

Alguns desafios na implementação de conversores *interleaved*, como: (i) Limitação da corrente circulante; (ii) Redução da THD da corrente de saída; (iii) Redução da corrente nos interruptores; (iv) Redução no estresse da comutação dos interruptores; (v) Redução das ondulações de corrente; (vi) Facilidade de implementação, foram respondidos nesta Tese.

Demonstrou-se que é possível a utilização da modulação descontínua com portadora em conversores com pernas paralelas magneticamente acopladas, e que o comportamento da tensão de saída equivalente é multinível, e também tais níveis aumentam segundo o número de pernas na proporção de $2mp + 1$, onde mp é o número de pernas. Outro fato relevante é que a tensão de modo comum pode tanto ser controlada como minimiza o estresse nos interruptores. Assim, as perdas por comutação podem ser reduzidas.

É possível observar que as transições entre as máquinas de estado devem ser considerada. A transição entre as máquinas deve ser desenvolvida de tal forma a não penalizar o números de comutações.

As correntes circulantes podem ser controladas a partir da interferência nas transições entre os estados.

É possível observar que as tensões de linha sintetizadas pelo conversor com a modulação proposta utiliza os três níveis mais próximos, caracterizando assim uma vantagem em termos de THD e fatores de distorção se comparado com a modulação *Phase-Shift*. Ainda, pode ser observado que as comutações estão distribuídas parcimoniosamente entre as pernas do conversor, demonstrando assim, as potencialidades da estratégia proposta.

Visto que o controle das correntes circulantes é uma operação matricial, o algoritmo não apresenta dificuldades em ser implementado.

Desta forma, a modulação para conversores alimentados por tensão com múltiplas pernas em paralelo magneticamente acopladas tem o propósito de sintetizar o padrão tensão equivalente multinível PWM com redução da distorção harmônica total (THD) da tensão e da corrente de saída, reduzindo as perdas por comutação, se apresenta como uma boa candidata às modulações empregadas em tais conversores.

5.1.1 Propostas de Investigações Futuras

Para as próximas investigações pode ser considerado os seguintes temas:

- Na modulação descontínua proposta, explorar os benefícios oriundos das mudanças de estados na qualidade da tensão de linha de saída sintetizada;
- Análise da utilização de três DSP em paralelo para o processamento da modulação.
- Incorporação dos sistemas de proteção contra ilhamento dos inversores com pernas em paralelo.
- Aplicação em conversores CC-CC de pernas em paralelo.
- Estudo da modulação descontínua em inversores NPC.
- Comparar a modulação proposta com outras modulações para conversores trifásicos com pernas em paralelo.

5.1.2 Artigos em Congresso

Circulating current control for carrier-based discontinuous modulation in inverters with parallel legs

André Nicolini; Fernanda Carnielutti; Humberto Pinheiro; Antônio Ricciotti

2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)

Year: 2016

Pages: 1 - 7, DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854915

IEEE Conference Publications

Geometric discontinuous modulation applied to inverters with three magnetically coupled legs

André Nicolini; Fernanda Carnielutti; Humberto Pinheiro; Antônio Ricciotti

IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society

Year: 2016

Pages: 3276 - 3281, DOI: 10.1109/IECON.2016.7793599

IEEE Conference Publications

Carrier-based discontinuous modulation for interleaved inverters

André Nicolini; Fernanda Carnielutti; Humberto Pinheiro; Antônio Ricciotti

2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed
Generation Systems (PEDG)

Year: 2016

Pages: 1 - 8, DOI: 10.1109/PEDG.2016.7527024

IEEE Conference Publications

5.1.3 Artigo em Revista

**Modulação Descontínua Com Portadora Para Inversores Com Pernas
Em Paralelo**

André Nicolini, Antônio Ricciotti, Fernanda Carnielutti, Humberto Pinheiro

Year: 2016 Volume: 21, number 4.

Pages: 266-273.

Revista SOBRAEP - Associação Brasileira de Eletrônica de Potência]

REFERÊNCIAS

- ABRAMOWITZ, M.; STEGUN, I. A. **Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables**. "ninth dover printing, tenth gpo printing". New York: Dover, 1964.
- ALTIN, M. et al. Overview of recent grid codes for wind power integration. In: **2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment**. Romania: Brasov, 2010. p. 1152–1160.
- ALVAREZ, R.; FINKAND, K.; BERNET, S. Simulation and experimental investigation of parallel connected igbts. In: **IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY, ICIT**. Chile: Vi a del Mar, 2010. p. 824–831.
- ANDERSEN, B.; BIRK, J. A high power density converter system for the gamesa g10x 4,5 mw wind turbine. In: **European Conference on Power Electronics and Applications, EPE**. Denmark: Aalborg, 2007.
- ASIMINOAEI, L. et al. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 3, p. 1175–1189, March 2008. ISSN 0278-0046.
- BEDE, L. et al. Circulating current control for parallel interleaved vses connected in whiffletree configuration. In: **2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. Canada: Vancouver, 2016. p. 1–6.
- BENNETT, W. New results in the calculation of modulation products. **Bell System Technical Journal**, v. 12, p. 228–243, 1933.
- BIRK, J.; ANDRESEN, B. Parallel-connected converters for optimizing efficiency, reliability and grid harmonics in a wind turbine. In: **European Conference on Power Electronics and Applications, EPE**. Denmark: Aalborg, 2007. p. 1–7.
- BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; MA, K. Power electronics converters for wind turbine systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 2, p. 708–719, 2012.
- BLAABJERG, F.; MA, K. Future on power electronics for wind turbine systems. v. 1, n. 3, p. 139–152, 2013.
- BLACK, H. S. **Theory of Modulation**. New York: Van Nostrand-Reinhold, 1953.
- BOILLAT, D.; KOLAR, J. Modeling and experimental analysis of a coupling inductor employed in a high performance ac power source. In: **Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. UK: Birmingham, 2012. (11-14, 18). Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6477401&isnumber=6477238>>.

BRASIL. AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional - PRODIST - Módulo 8**. 2013.

BRASIL. OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO - ONS. **Procedimentos de Rede - PROREDE - Submódulo 2.8 - Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos barramentos dos transformadores de fronteira, e de seus componentes**. 2011.

CAPELLA, G. J. et al. Current-balancing technique for interleaved voltage source inverters with magnetically coupled legs connected in parallel. v. 62, p. 1335–1344, 2014.

_____. Enhanced phase-shifted pwm carrier disposition for interleaved voltage-source inverters. v. 30, n. 03, p. 1121–1125, 2015.

CARRASCO, J. M. et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 53, n. 4, p. 1002–1006, 2006.

CASABLANCA, C.; SUN, J. Interleaving and harmonic cancellation effects in modular three-phase voltage-sourced converters. In: **IEEE Workshops on Computers in Power Electronics**. NY: Troy, 2006. p. 275–281.

CHEN, T. P. Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters. v. 153, n. 2, p. 282–288, 2006.

COUGO, B. et al. Pd modulation scheme for three-phase parallel multilevel inverters. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on** , v. 59, n. 2, p. 690–700, 02 2012. Disponível em: <URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5783923&isnumber=6046172>>.

COUGO, B.; MEYNARD, T.; GATEAU, G. Optimal pwm method for flux reduction in intercell transformers coupling double three-phase systems. v. 26, p. 2184–2191, 2011.

COUGO, B.; MEYNARD, T.; GATEU, G. Parallel three-phase inverters: Optimal pwm method for flux reduction in intercell transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 8, p. 2184–2191, 08 2011.

DIXON, L.; OOI, B. T. Series and parallel operation of hysteresis current-controlled pwm rectifiers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 25, n. 4, p. 644–651, 08 1989.

FRANQUELO, L. G.; LEON, J. I.; DOMINGUEZ, E. Recent advances in high-power industrial applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010.

FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529.

GABE, I. J. et al. Modulação space vector estendida a conversores estáticos com braços em paralelo. In: **Eletrônica de Potência, SOBRAEP**. RS: Santa Maria, 2007. v. 12, n. 3, p. 205–215.

GATEAU, G.; MEYNARD, T. **Strategie de commande de courant pour convertisseurs multi-cellulaires**. France: Lavoisier, 2009. 227-276 p. ISBN 9782746223844.

GOHIL, G. et al. Design of the trap filter for the high power converters with parallel interleaved vscls. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. Denmark: Aalborg, 2014. p. 2030–2036.

_____. Line filter design of parallel interleaved vscls for high-power wind energy conversion systems. v. 30, p. 6775–6790, 2015.

_____. Comparative evaluation of modulation schemes for grid-connected parallel interleaved inverters. In: **2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. Denmark: Aalborg, 2016. p. 1–8.

_____. Comparative evaluation of modulation schemes for grid-connected interleaved inverters. In: **2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. Denmark: Aalborg, 2016. p. 1–8. ISBN 978-1-4673-8616-6.

_____. Modified discontinuous pwm for size reduction of the circulating current filter in parallel interleaved converters. v. 30, p. 3457–3470, 2015. 07.

J. I. L. Gonzalez, B. Andresen e J. Birk. **Method for operation of a converter system**. 2008. 7,439,714 B2.

GRIGOLETTO, F. B. **Análise, Projeto e Implementação de um Arranjo Flexível de Conversores Estáticos para Sistemas de Conversão de Energia Eólica Conectados à Rede**. Tese (Doutorado) — UFSM - Universidade Federal de Santa Maria - RS, 2013.

GRIGOLETTO, F. B.; PINHEIRO, H. A hybrid modulation strategy for voltage fed converters with multiple parallel legs. **IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**, 2011.

GUO, R.; WANG, C.; LI, T. Optimum design of coupling inductors for magnetic integration in three-phase interleaving buck dc/dc converter. In: **Industrial Electronics and Applications (ICIEA)**. Denmark: Aalborg, 2013. p. 1029–1033. Disponível em: <URL:http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6566518&isnumber=6566328>.

HAUSMANN, R.; BARBI, I. Three-phase multilevel bidirectional dc-ac converter using three-phase coupled inductors. In: **Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE**. Denmark: Aalborg, 2009. p. 2160–2167.

- HAVA, A. M.; KERKMAN, R. J.; LIPO, T. A. A high-performance generalized discontinuous pwm algorithm. v. 34, n. 5, p. 1059–1071, 10 1998.
- _____. Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. v. 14, n. 1, p. 49–61, 01 1999.
- T. Hjort. **Modular converter system with interchangeable converter modules**. 2009. WO Patent 2009/027520 A2.
- HOFER, P. N.; KARRER, N. Monitoring of paralleled igbt/diode modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 3, p. 438–444, 05 1999.
- HOFER, P. N.; KARRER, N.; GERSTER, C. Paralleling intelligent igbt power modules with active gate-controlled current balancing. In: **POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC , 27TH ANNUAL IEEE**. Denmark: Aalborg, 1996. v. 2, p. 1312–1216.
- HUANG, J.; CORZINE, K. A. Extended operation of flying capacitor multilevel inverters. v. 21, n. 1, p. 140–147, 01 2006.
- HUAWEI, C. et al. Investigation of parallel connection of 1700v igbts in 400kw inverter. In: **2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)**. China: Beijing, 2014. p. 1–4.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE 1547 - IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems**. 2003.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). **INTERNATIONAL STANDARD. IEC 61400-12-2 - Wind turbine generator systems- Part 12 : Wind turbine power performance testing**. 2013.
- JASKULSKI, I. W.; PINHEIRO, H.; MARIOTTO, L. Multi-leg voltage source converter for grid connected wind turbines. In: **2007 International Conference on Clean Electrical Power**. Denmark: Aalborg, 2007. p. 229–235.
- JIAN-LIN, L. et al. Research on the application of parallel back-to-back pwm converter on direct-drive wind power system. In: **2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies**. Denmark: Aalborg, 2008. p. 2504–2508.
- G. Kalvenage e P. Aubin. **Sparc patent-power converter**. 2002. European Patent 02 290 258.9.
- KAMEL, A.; ORTMEYER, T. Harmonic reduction in single-phase inverter using a parallel operation technique. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC**. Denmark: Aalborg, 1989. p. 101–108.

KELLER, C.; TADROS, Y. Are paralleled igbt modules or paralleled igbt inverters the better choice? In: **EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, EPE**. Denmark: Aalborg, 1993. v. 5, p. 1–6.

KOHLER, C. **Enhancing Embedded Systems Simulation: A Chip-Hardware-in-the-Loop Framework**. 1st. ed. Germany: Vieweg+Teubner Verlag, 2011. ISBN 9783834814753.

KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 08 2010.

KRETZMER, E. R. Distortion in pulse duration modulation. v. 35, n. 11, p. 1230–1235, 1947.

LEON, J. I. et al. Multidimensional modulation technique for cascaded multilevel converters. v. 58, n. 2, p. 412–420, 02 2011.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: **2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings**. Denmark: Aalborg, 2003. v. 3, p. 1–6.

LI, J.; SULLIVAN, C.; SCHULTZ, A. Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage dc-dc converters. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC**. Denmark: Aalborg, 2002. v. 2, p. 817–823.

LI, R.; XU, D. Parallel operation of full power converters in permanent-magnet direct-drive wind power generation system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1619–1629, April 2013. ISSN 0278-0046.

LIANGLIANG, C.; LAN, X.; YANGGUANG, Y. A novel parallel inverter system based on coupled inductors. In: **Telecommunications Energy Conference**. Denmark: Aalborg, 2003. p. 46–50.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 10 2005.

LISERRE, M. et al. Overview of multi-mw wind turbines and wind parks. v. 58, n. 4, 2011.

MAHESHWARI, R. et al. Effect of dead-time in interleaved pwm for two parallel-connected inverters. In: **Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference**. Denmark: Aalborg, 2015. p. 1–7.

MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, 2010.

MCGRATH, B. P. **Topologically independent modulation of multilevel inverters**. Tese (Ph.D. dissertation) — Monash Univ., Melbourne, Australia, 2002.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Analytical determination of the capacitor voltage balancing dynamics for three-phase flying capacitor converters. v. 45, n. 4, p. 1425–1433, 08 2009.

_____. Natural capacitor voltage balancing for a flying capacitor converter induction motor drive. v. 24, n. 6, p. 1554–1561, 2009.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G.; LIPO, T. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2003.

MEYNARD, T. Overview of multilevel converters and applications. In: **Proceedings ECPE Workshop Advanced MultiLevel Converter System**. Denmark: Aalborg, 2010. p. 34–35.

MEYNARD, T.; FOCH, H. Multilevel choppers for high voltage applications. v. 2, n. 1, p. 45–50, 1992.

MUSUMECI, S. et al. Parallel strings of igbts in short circuit transients: analysis of the parameter influence and experimental behavior. In: **Annual Conference of the Industrial Electronics Society**. Denmark: Aalborg, 2002. v. 1, p. 555–560.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 17, n. 5, p. 518–523, 09 1981.

NELSON, J.; VENKATARAMANAN, G.; BEIHOFF, B. Investigation of parallel operation of igbts. In: **Industry Applications Conference, IAS**. Denmark: Aalborg, 2002. v. 4, p. 585–591.

OGASAWARA, S. et al. A novel control scheme of a parallel current-controlled pwm inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 5, p. 1023–1030, 10 1992.

PINHEIRO, H. et al. **Controle e automação Sociedade Brasileira de Automática**, scielo, v. 16, p. 13 – 24, 03 2005. ISSN 0103-1759. Disponível em: <http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-17592005000100002&nrm=iso>.

ROCHA, N. **Associação em Paralelo de Conversores Estáticos com Barramento CC**. Tese ((Doutorado)) — Universidade Federal de Campina Grande, 2010.

RODRIGUES, J. et al. Multilevel voltage source converter topologies for industrial medium voltage drives. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, 12 2007.

_____. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. **Proceedings of the IEEE**, 2009.

RODRIGUEZ, J.; LAI, J.; PENG, F. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls and application. **IEEE T**, v. 49, n. 4, p. 724–738, 08 2002.

RYAN, M. J.; LORENZ, R. D.; DONCKER, R. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, Dec 1999. ISSN 0278-0046.

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

Aaron M. Schultz e Charles R. Sullivan. **Voltage Converter with Coupled Inductive Windings, AND Associated Methods**. 2001. US006362986.

SHEPHERD, W.; HULLEY, L. N.; LIANG, D. T. W. **Power Electronics and Motor Control**. 2. ed. UK: Cambridge, 1995. ISBN 0521472415.

SMIDA, M. B.; AMMAR, F. B. Modeling and dbc-psc-pwm control of a three-phase flying-capacitor stacked multilevel voltage source inverter. v. 57, n. 7, p. 2231–2239, 07 2010.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUES, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd., 2011. ISBN 978-0-470-05751-3.

TSILI, M.; PAPATHANASSIOU, S. A review of grid code technical requirements for wind farms. In: **Renewable Power Generation, IET**. Denmark: Aalborg, 2009. v. 3, n. 3, p. 308–332.

TYPHOON-HIL. **Typhoon HIL Inc**. 2017. Acesso em: 20 jan. 2017. Disponível em: <<http://www.typhoon-hil.com>>.

UEDA, F. et al. Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 6, p. 673–679, Nov 1995. ISSN 0885-8993.

VAFAKHAH, B.; SALMON, J.; KNIGHT, A. Interleaved discontinuous spacevector pwm for a multi-level pwm vsr using 3-phase split-wound couple inductor. v. 46, n. 5, p. 2015–2024, 10 2009.

A. Wobben. **Wind power instalation**. 2005. US Patent 2006/0103137 A1.

WONG, P.-L. et al. Investigating coupling inductors in the interleaving qsw vrm. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000**. Denmark: Aalborg, 2000. v. 2, p. 973–978. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=822807&isnumber=17813>>.

_____. Performance improvements of interleaving vrms with coupling inductors. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 16, n. 4, p. 499–507, 07 2001.

- XU, Z. et al. Control of parallel multiple converters for direct-drive permanent-magnet wind power generation systems. v. 27, n. 3, p. 1259–1270, 2012.
- YE, Z. et al. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers. v. 17, n. 5, p. 609–615, 2002.
- YOON, D. K.; JEONG, H. G.; LEE, K. B. The design of an lcl-filter for the three-parallel operation of a power converter in a wind turbine. In: **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. Denmark: Aalborg, 2010. p. 1537–1544. ISSN 2329-3721.
- ZHANG, D. et al. Dc-link ripple current reduction for paralleled three-phase voltage-source converters with interleaving. v. 26, n. 6, 2011.
- ZHANG, P.; ZHANG, G. Circulating current suppressing in modular parallel photovoltaic grid-connected inverter. In: **2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. Denmark: Aalborg, 2016. p. 1–6.
- ZHANG, T.; ZAIN, A. Modular converter system reliability and performance analysis in design. **IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems**, p. 252–258, 2010.
- ZUMEL, P. et al. Tight magnetic coupling in multiphase interleaved converters based on simple transformers. In: **Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005**. Denmark: Aalborg, 2005. v. 1, p. 385–391.

APÊNDICES

Apêndice A – CONJUNTO CONSTRUTIVO DOS INDUTORES DE ACOPLAMENTO

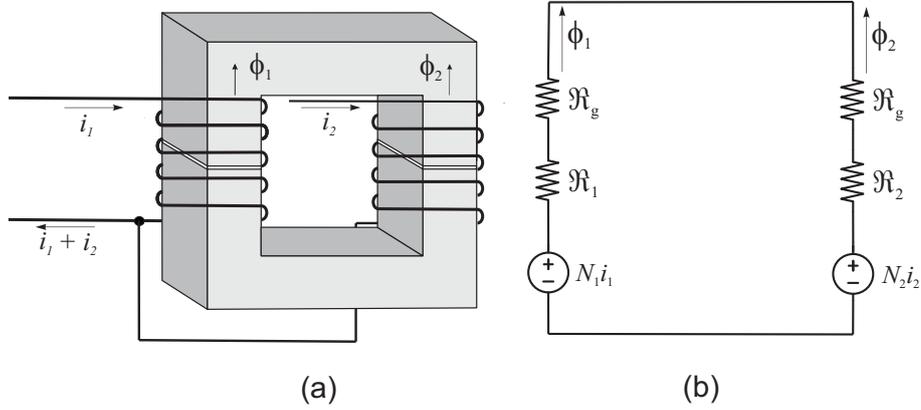
A.1 Introdução

Este apêndice visa apresentar os fundamentos para a definição de um modelo dinâmico do indutor de interface levando em consideração sua característica construtiva, bem como revelar a configuração que são mais adequadas para o uso nos indutores de acoplamento dos conversores considerados.

A.2 Indutores de acoplamento para inversores com duas pernas em paralelo

A Figura (A.1) exemplifica estas associações, presentes quando dois indutores são utilizados para acoplamento magnético de inversores com duas pernas paralelas. O diagrama de ligação, parte (a) da figura, exhibe a forma de ligação do inversor por meio de acoplamento magnético. Já o circuito magnético é exibido na parte (b) da figura. Tal associação se dá pelo fato do núcleo do indutor para este exemplo possuir dois entreferros cuja a permeabilidade é a do ar (μ_0). Portanto, no circuito magnético observa-se a força magnetomotriz (N_1i_1), a força magnetomotriz (N_2i_2), a relutância (\mathfrak{R}_1) do núcleo ferromagnético do circuito 1, a relutância (\mathfrak{R}_2) do núcleo ferromagnético do circuito 2 e a relutância do entreferro *gap* (\mathfrak{R}_g) (GRIGOLETTO, 2013) e (GRIGOLETTO; PINHEIRO, 2011).

Figura A.1 – (a) Diagrama com dois indutores acoplados. (b) Circuito magnético equivalente.



Fonte: Modificado de (GRIGOLETTO, 2013).

Como exemplo da Figura (A.1) exhibe o fluxo magnético e é definido por:

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + 2\mathfrak{R}_g} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 i_1 \\ N_2 i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

onde ϕ é o fluxo magnético, \mathfrak{R}_g é a relutância do entreferro, N é o número de enrolamentos (espiras), \mathfrak{R}_1 é a relutância própria do indutor L_1 , \mathfrak{R}_2 é a relutância própria do indutor L_2 , i_1 é a corrente circulante em L_1 e i_2 é a corrente circulante em L_2 .

Como os enrolamentos são iguais ($N_1 = N_2 = N_m$), pode-se então, calcular as tensões induzidas.

$$\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} = N_m \begin{bmatrix} \frac{d\phi_1}{dt} \\ \frac{d\phi_2}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Executando a substituição da Equação (A.2) na Equação (A.1) e assumindo o caminho geométrico simétrico, e que a permeabilidade do ar é muito menor que a dos materiais magnéticos, então:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{N_m^2}{2(\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R})} & -\frac{N_m^2}{2(\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R})} \\ -\frac{N_m^2}{2(\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R})} & \frac{N_m^2}{2(\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

onde \mathfrak{R}_g Relutância do ar, como $\mathfrak{R}_g \gg \mathfrak{R}$, então sabendo que:

$$L_1 = L_2 = L = M = \frac{N_m^2}{2\mathfrak{R}_g} \quad (\text{A.4})$$

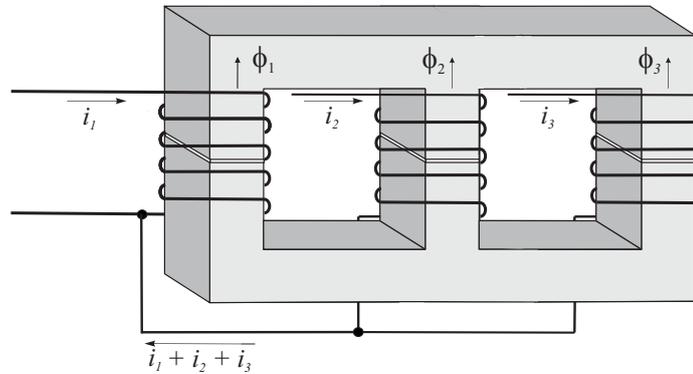
portanto, para duas pernas em paralelo acopladas magneticamente pode-se obter:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}L & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & \frac{1}{2}L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

A.3 Indutores de acoplamento para inversores com múltiplas pernas em paralelo

Por exemplo, ao se considerar um circuito com três enrolamentos acoplados conforme a Figura (A.2) onde, pode-se notar que o modelo geométrico é construído a partir de perfis do tipo "E".

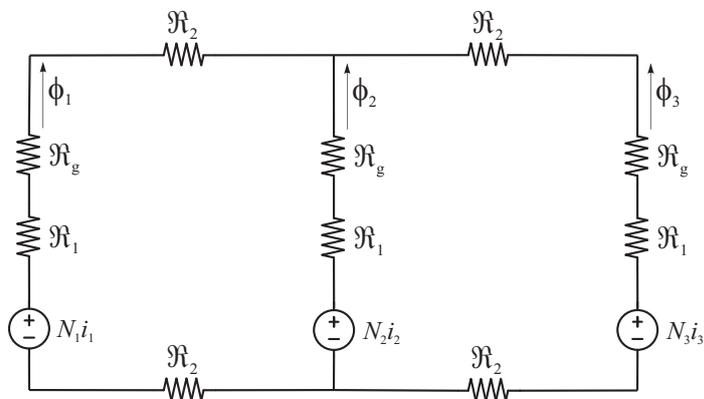
Figura A.2 – Diagrama com 3 indutores acoplados.



Fonte: Modificado de (GRIGOLETTO, 2013).

Uma vez analisada a figura geométrica, extraí-se o circuito magnético equivalente como mostra a Figura (A.3). Deste circuito é possível definir a relação entre a fluxo magnético e a corrente.

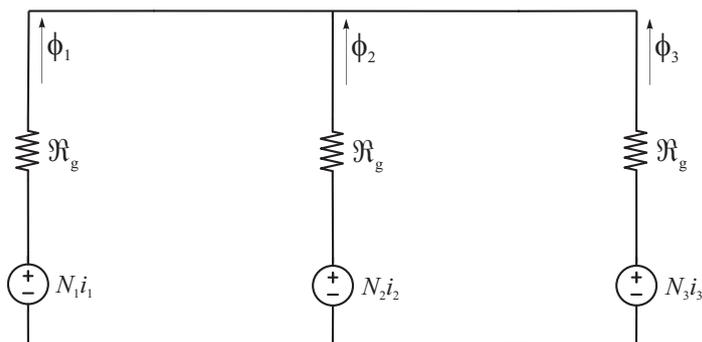
Figura A.3 – Circuito magnético equivalente com 3 indutores acoplados.



Fonte: Próprio autor.

Sabendo que: $\mathfrak{R}_g \gg \mathfrak{R}_1$ e $\mathfrak{R}_g \gg \mathfrak{R}_2$ a Figura (A.4) exibe o circuito magnético equivalente simplificado.

Figura A.4 – Circuito magnético equivalente com 3 indutores acoplados.



Fonte: Próprio autor.

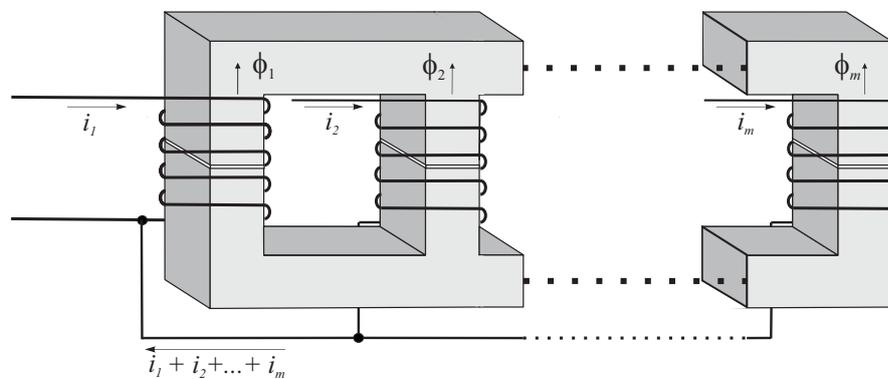
Da teoria do eletromagnetismo o fluxo magnético é a relação entre força magnetomotriz sobre a relutância, portanto (A.6) define tais relações para o circuito com três

pernas magneticamente acopladas para a geometria em estudo;

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3\mathfrak{R}_g} & -\frac{2}{3\mathfrak{R}_g} & -\frac{2}{3\mathfrak{R}_g} \\ -\frac{2}{3\mathfrak{R}_g} & \frac{2}{3\mathfrak{R}_g} & -\frac{2}{3\mathfrak{R}_g} \\ -\frac{2}{3\mathfrak{R}_g} & -\frac{2}{3\mathfrak{R}_g} & \frac{2}{3\mathfrak{R}_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 i_1 \\ N_2 i_2 \\ N_3 i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

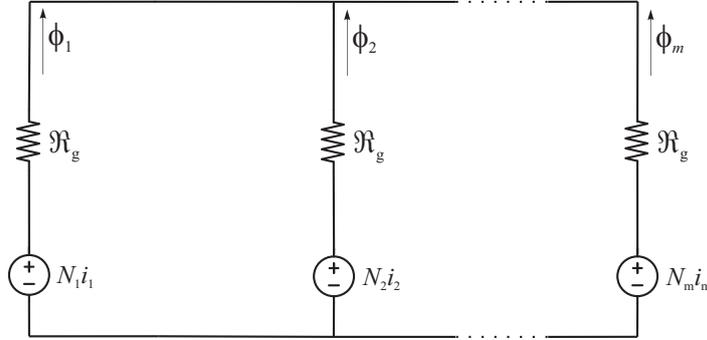
Observando as Figuras (A.5) e (A.6), pode-se generalizar (A.6) para inversores de mp pernas em paralelo magneticamente acopladas por (A.7).

Figura A.5 – Diagrama com mp indutores acoplados.



Fonte: Modificado de (GRIGOLETTO, 2013).

Figura A.6 – Diagrama com mp indutores acoplados.



Fonte: Modificado de (GRIGOLETTI, 2013).

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \vdots \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & -\frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & \cdots & -\frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} \\ -\frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & \frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & -\frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & \vdots \\ \vdots & -\frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & \ddots & -\frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} \\ -\frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & \cdots & -\frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & \frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 i_1 \\ N_2 i_2 \\ \vdots \\ N_m i_m \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

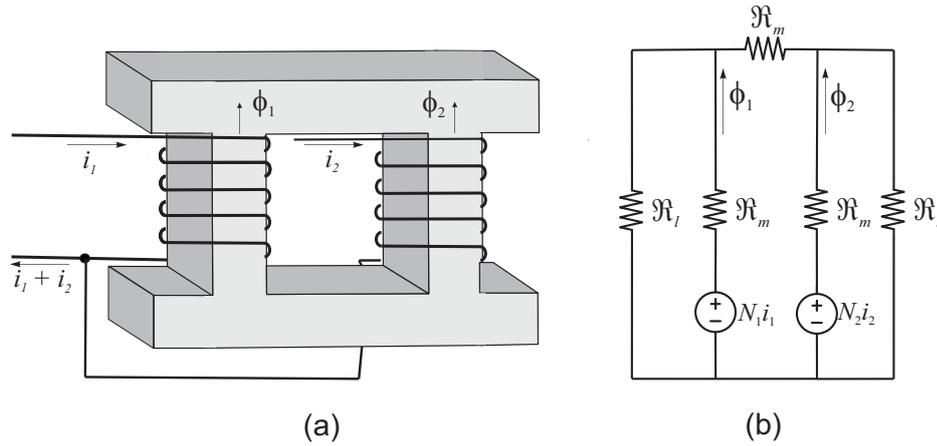
Porém, quando a geometria do núcleo muda, as associações mudam também, a Figura (A.7) exhibe a patente de Schultz e Sullivan (2001), para indutores utilizados no acoplamento magnético de inversores com pernas em paralelo incluindo uma metodologia para se obter um acoplamento "perfeito". Em condições de um inversor com duas pernas magneticamente acopladas, as tensões v_1 e v_2 devem ser opostas com suas magnitudes iguais em módulo e as ligações dos terminais conforme a parte (a) da Figura (A.7), isto é, $v_1 + v_2 = 0$. Nesta condição pode-se obter um "perfeito" acoplamento magnético entre os indutores. A indutância de magnetização L_m vai ao infinito, que significa que a relutância de magnetização (\mathfrak{R}_m) é igual a zero dentro do núcleo, indicando a condição favorável de acoplamento magnético. Com \mathfrak{R}_m aproximadamente zero, a força magnetomotriz $\mathcal{F}_1 = N_1 i_1$ está em paralelo com $\mathcal{F}_2 = N_2 i_2$, indicando que a corrente i_1 é igual a corrente i_2 , assim como a indutância própria L_1 é igual a L_2 . A queda de tensão nos indutores será a mesma que reduz o *ripple* de corrente, para o caso de um bom acoplamento é apresentado um indicador, o coeficiente de "bom acoplamento" (σ) definido por (A.8).

$$\sigma = \frac{L_m}{L_l} = \infty \quad (\text{A.8})$$

onde: L_m é a indutância de magnetização é a indutância do caminho que o fluxo magnético

percorre na área central do transformador e L_l é a indutância de perda das duas áreas extremas do transformador, Como visto na Figura (A.7).

Figura A.7 – (a) Diagrama com dois indutores acoplados. (b) Circuito magnético com dois indutores acoplados.



Fonte: Modificado de (SCHULTZ; SULLIVAN, 2001).

Outro coeficiente pode ser utilizado, o coeficiente de acoplamento, dado por:

$$k = \frac{L_m}{L_l + L_m} \quad (\text{A.9})$$

Quando k for igual um, σ é igual a infinito, portanto se obtém um perfeito acoplamento. Com isso, a redução do *ripple* de corrente pode ser demonstrada pelo coeficiente de redução de *rippe* e (A.10) demonstra o cálculo.

$$\frac{i_{ripple_r}}{i_{ripple_o}} = \frac{(\sigma + 1 - D(2\sigma + 1))}{((1 + 2\sigma)(1 - D))} \quad (\text{A.10})$$

onde: i_{ripple_r} é o coeficiente de redução resultante, i_{ripple_o} é o *ripple* original, σ é o coeficiente de bom acoplamento, D é a razão cíclica dado por (A.11)

Outro coeficiente pode ser utilizado, o coeficiente de acoplamento, dado por:

$$D = \frac{v_{saída}}{v_{entrada}} \quad (\text{A.11})$$

Assim, quando a razão cíclica é de 0,5 a razão resultante de *ripple* expressa por (A.12) e em um acoplamento perfeito quando σ tende ao infinito. Em (A.13) é demonstrado

que nestas condições o *ripple* de corrente resultante é zero.

$$\frac{\dot{i}_{ripple_r}}{\dot{i}_{ripple_o}} = \frac{1}{(2\sigma + 1)} \quad (\text{A.12})$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow \infty} \frac{1}{2\sigma + 1} = 0 \quad (\text{A.13})$$

Schultz e Sullivan (2001) afirmam que este acoplamento pode ser expandido para mp pernas e que é aconselhável que em inversores com pernas em paralelo utilize-se a defasagem nos sinais modulantes ou melhorar as disposições físicas dos indutores. A otimização da indutância de fuga (L_l) pode melhorar a resposta à transientes, e que o valor da indutância de magnetização (L_m) somente precisa ser três vezes maior que a indutância de fuga (L_l) e o valor da indutância de magnetização não é crítico. A patente de Schultz e Sullivan (2001) apresenta uma série de vantagens devido a redução do *ripple* de corrente, tais como:

- Diminuição do tamanho do indutor, implicando diretamente em custo e tamanho;
- Redução das perdas no indutor e nas chaves de comutação;
- Possibilidade de ligação de sistema de alta corrente com mp pernas em paralelo acopladas magneticamente com menor custo por unidade de potência;
- Redução da capacitância de saída;
- Possibilidade de redução das perdas nas chaves de comutação o que viabiliza maiores potências com as mesmas chaves e menor perda térmica;
- Permite a utilização de chaves de comutação mais rápidas e menores;
- Permite maior escalabilidade;
- Permite a redução seletiva de *ripple* de corrente.

Em (A.14) é demonstrado o fluxo magnético do indutor apresentado na Figura (A.7) para duas pernas em paralelo.

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4\Re_1} & -\frac{1}{4\Re_1} \\ -\frac{1}{4\Re_1} & \frac{1}{4\Re_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 i_1 \\ N_2 i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

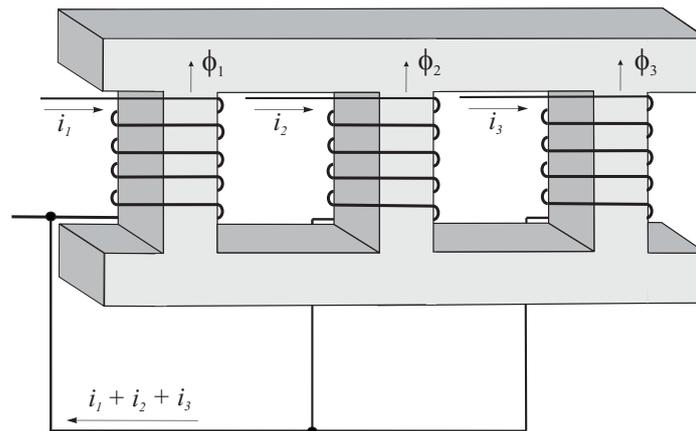
Outra possibilidade apresentada por Schultz e Sullivan (2001) são as geometrias de núcleo para mp pernas em paralelo que são ilustradas nas Figuras (A.8) (A.10), (A.12) e (A.14).

A.4 Esquemas de Ligação para indutores de Acoplamento Magnético para inversores de mp pernas em paralelo

As Figuras (A.8) e (A.9) exibem o diagrama de ligações e o circuito magnético

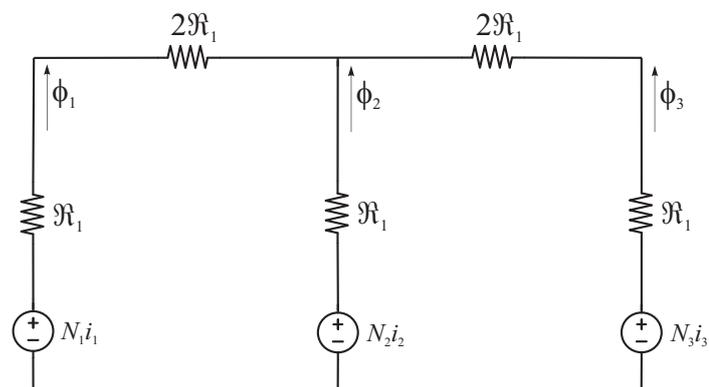
equivalente para acoplamento magnético de inversores com três pernas em paralelo, respectivamente. Em (A.15) é demonstrado o fluxo magnético em função da força magnetomotriz onde pode se perceber o desequilíbrio dos caminhos dos fluxos magnético entre as pernas do inversor.

Figura A.8 – Diagrama com 3 indutores acoplados.



Fonte: Modificado de (SCHULTZ; SULLIVAN, 2001).

Figura A.9 – Circuito magnético equivalente com 3 indutores acoplados.

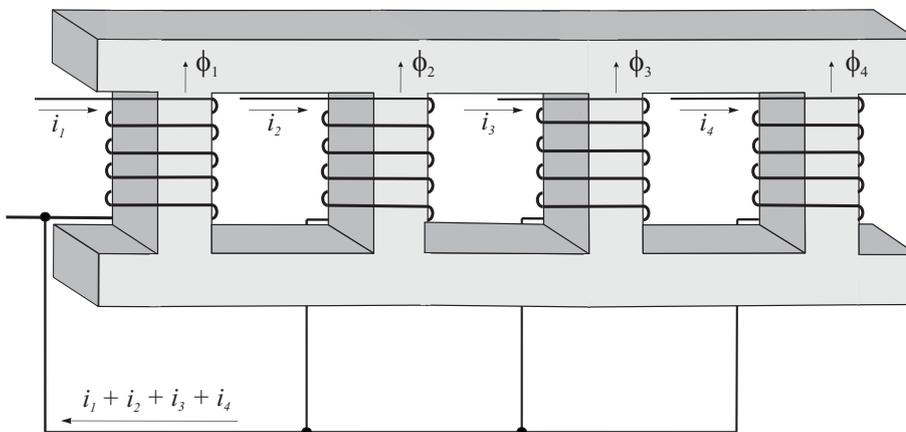


Fonte: Modificado de (SCHULTZ; SULLIVAN, 2001).

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{4}{15\mathfrak{R}_1} & -\frac{2}{5\mathfrak{R}_1} & -\frac{4}{15\mathfrak{R}_1} \\ -\frac{4}{15\mathfrak{R}_1} & \frac{2}{5\mathfrak{R}_1} & -\frac{4}{15\mathfrak{R}_1} \\ -\frac{4}{15\mathfrak{R}_1} & -\frac{2}{5\mathfrak{R}_1} & \frac{4}{15\mathfrak{R}_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 i_1 \\ N_2 i_2 \\ N_3 i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

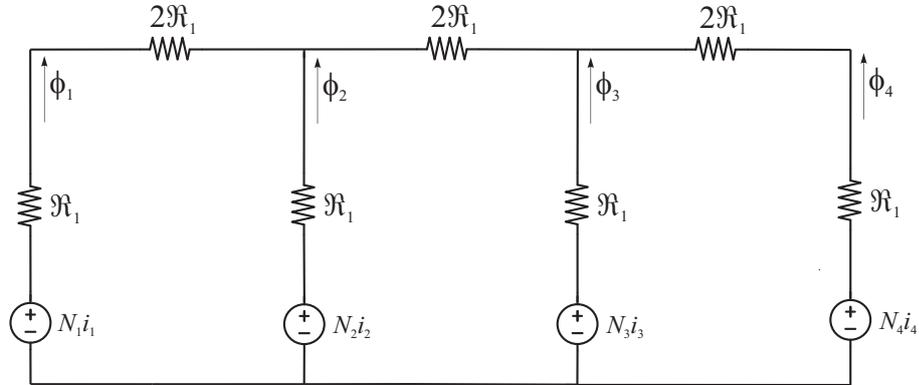
O modelo de indutores acoplados com 4 pernas em paralelo é exibido pela Figura (A.10) e o diagrama de ligação de circuito equivalente é mostrado pela Figura (A.11). Pelo circuito equivalente obtém-se (A.16), onde nota-se o desequilíbrio entre os caminhos do fluxo magnético.

Figura A.10 – Diagrama com 4 indutores acoplados.



Fonte: Modificado de (SCHULTZ; SULLIVAN, 2001).

Figura A.11 – Diagrama com 4 indutores acoplados.

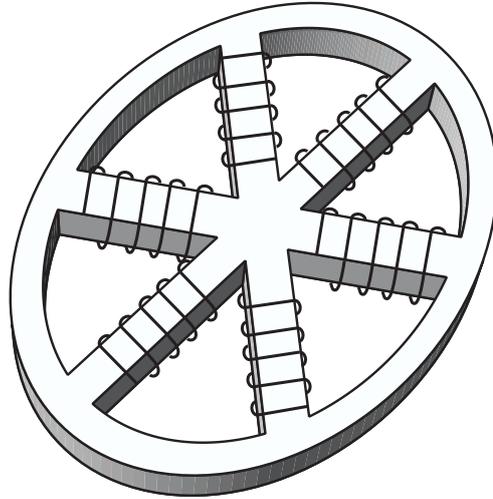


Fonte: Modificado de (SCHULTZ; SULLIVAN, 2001).

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{15}{56R_1} & -\frac{23}{33R_1} & -\frac{23}{33R_1} & -\frac{15}{56R_1} \\ -\frac{15}{56R_1} & \frac{23}{33R_1} & -\frac{23}{33R_1} & -\frac{15}{56R_1} \\ -\frac{15}{56R_1} & -\frac{23}{33R_1} & \frac{23}{33R_1} & -\frac{15}{56R_1} \\ -\frac{15}{56R_1} & -\frac{23}{33R_1} & -\frac{23}{33R_1} & \frac{15}{56R_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 i_1 \\ N_2 i_2 \\ N_3 i_3 \\ N_4 i_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

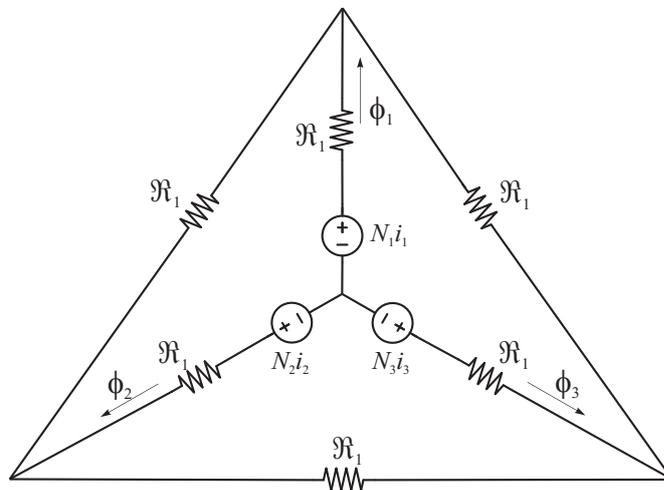
A Figura (A.12) exibe a geometria de um núcleo circular com 6 pernas e a Figura (A.13) exibe seu circuito equivalente. Neste conjunto, os indutores foram pareados em função de sua fase e o circuito magnético equivalente é aplicado a três fases, obtendo-se (A.17), onde pode-se notar o equilíbrio entre os caminhos do fluxo magnético.

Figura A.12 – Diagrama com 6 indutores acoplados ligados por 3 fases.



Fonte: Modificado de (SCHULTZ; SULLIVAN, 2001).

Figura A.13 – Circuito Magnético com 6 indutores acoplados simplificado para 3 fases.



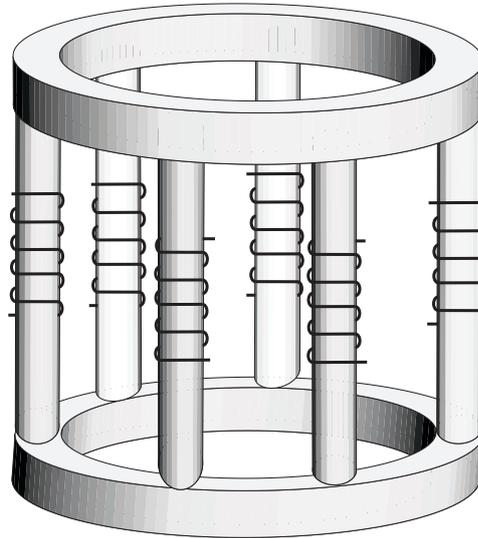
Fonte: Modificado de (SCHULTZ; SULLIVAN, 2001).

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2\mathfrak{R}_1} & -\frac{3}{2\mathfrak{R}_1} & -\frac{3}{2\mathfrak{R}_1} \\ -\frac{3}{2\mathfrak{R}_1} & \frac{3}{2\mathfrak{R}_1} & -\frac{3}{2\mathfrak{R}_1} \\ -\frac{3}{2\mathfrak{R}_1} & -\frac{3}{2\mathfrak{R}_1} & \frac{3}{2\mathfrak{R}_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 i_1 \\ N_2 i_2 \\ N_3 i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

Como na geometria anterior, as Figuras (A.14) e (A.15), representam respectivamente o diagrama de ligação e o circuito equivalente para uma geometria de núcleo em

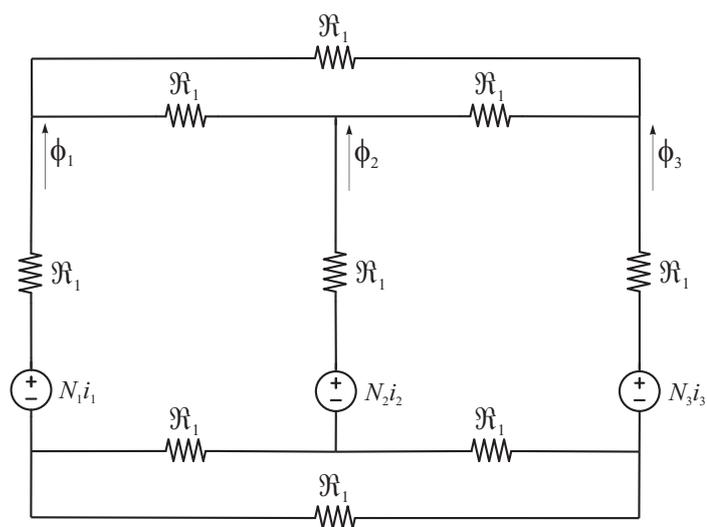
formato de carrocel. Neste conjunto, os indutores foram pareados em função de sua fase e o circuito magnético equivalente aplicado a três fases com isso, obtém-se (A.18), onde nota-se o equilíbrio entre os caminhos do fluxo magnético.

Figura A.14 – Diagrama com 6 indutores acoplados sendo 2 a 2 pareados.



Fonte: Modificado de (SCHULTZ; SULLIVAN, 2001).

Figura A.15 – Circuito magnético equivalente com 3 indutores acoplados que simplifica os 6 indutores 2 a 2 pareados.



Fonte: Modificado de (SCHULTZ; SULLIVAN, 2001).

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{6}{15\mathfrak{R}_1} & -\frac{6}{15\mathfrak{R}_1} & -\frac{6}{15\mathfrak{R}_1} \\ -\frac{6}{15\mathfrak{R}_1} & \frac{6}{15\mathfrak{R}_1} & -\frac{6}{15\mathfrak{R}_1} \\ -\frac{6}{15\mathfrak{R}_1} & -\frac{6}{15\mathfrak{R}_1} & \frac{6}{15\mathfrak{R}_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 i_1 \\ N_2 i_2 \\ N_3 i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

A.5 Conclusão

Com as diversas geometrias de núcleo, pode-se definir para cálculo da indutância própria e da indutância mútua do acoplamento magnético com mp pernas em paralelo. A escolha de uma geometria pode trazer várias vantagens, e é a apresentada por Grigoletto (2013) e Grigoletto e Pinheiro (2011), Figura (A.5), com a simplicidade de confecção do circuito, custo menor, implementação do tipo I, facilidade de escalonamento, e a fácil generalização para mp pernas de conversores magneticamente acoplados é também um forte atrativo.

Para o cancelamentos de harmônicos, a equação (A.3) deve ser satisfeita. Entretanto, nem todas as configurações magnéticas, aqui demonstradas atingem resultados nesta equação. Assim, pode-se utilizar uma metodologia que aplique um entreferro em pontos específicos da geometria do indutor de acoplamento, contribuindo para fazer com que a equação de relação com fluxo e corrente convirja para (A.3). Finalmente, as equações derivadas dos fluxos magnéticos podem ser utilizadas para investigar o efeito da saturação nos diferentes segmentos magnéticos e os diferentes indutores de interface.

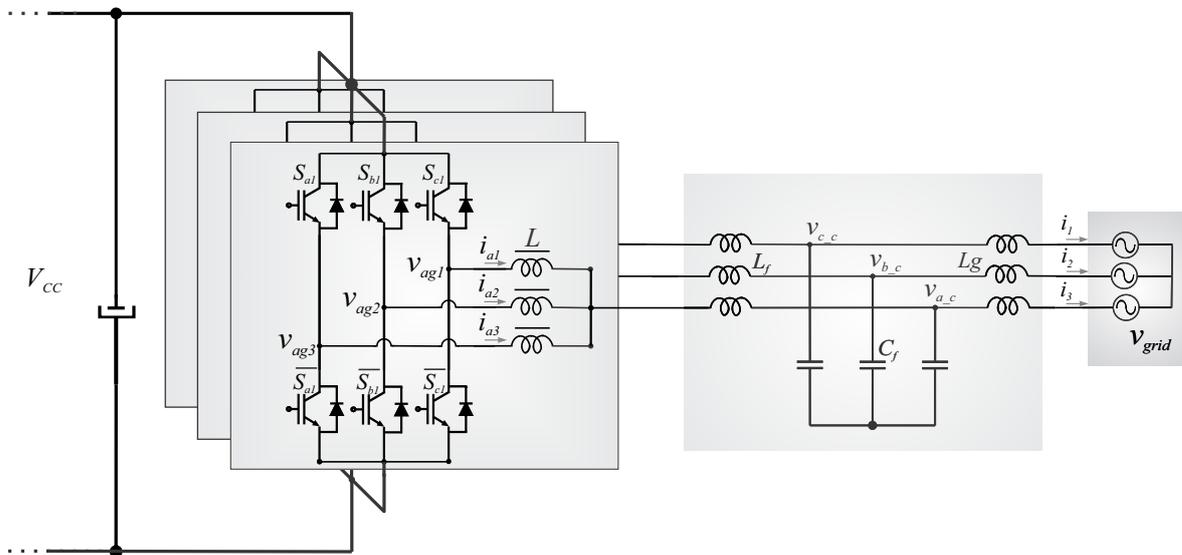
Apêndice B – MODELAGEM INVERSOR TRIFÁSICO COM TRÊS PERNAS EM PARALELO

B.1 Introdução

O modelo no tempo contínuo para um conversor trifásico com três pernas em paralelo magneticamente acopladas à três fios conectado à rede através de um filtro LCL é apresentado neste apêndice. Aqui a análise é realizada em coordenadas estacionárias abc no modo contínuo, que pode ser facilmente estendida para a coordenadas $\alpha\beta 0$ ou $dq0$.

B.2 Modelo Dinâmico em Coordenadas Estacionárias abc

Figura B.1 – Diagrama do circuito do conversor simulado com três pernas em paralelo magneticamente acopladas.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura B.1 considerando a rede como uma fonte trifásica alternada e balanceada, o equivalente Thévenin pode ser utilizado. Assim, o modelo médio do inversor com três pernas em paralelo conectadas à rede através de filtro LCL pode ser aplicado e, com as Leis Kirchhoff dos nós e das malhas, têm-se as seguintes equações:

$$-v_{ag1} + L \frac{di_{a1}}{dt} - L \frac{di_{a2}}{dt} + v_{ag2} = 0 \quad (\text{B.1})$$

$$-v_{ag2} + L \frac{di_{a2}}{dt} - L \frac{di_{a3}}{dt} + v_{ag3} = 0 \quad (\text{B.2})$$

$$-v_{bg1} + L \frac{di_{b1}}{dt} - L \frac{di_{b2}}{dt} + v_{bg2} = 0 \quad (\text{B.3})$$

$$-v_{bg2} + L \frac{di_{b2}}{dt} - L \frac{di_{b3}}{dt} + v_{bg3} = 0 \quad (\text{B.4})$$

$$-v_{cg1} + L \frac{di_{c1}}{dt} - L \frac{di_{c2}}{dt} + v_{cg2} = 0 \quad (\text{B.5})$$

$$-v_{cg2} + L \frac{di_{c2}}{dt} - L \frac{di_{c3}}{dt} + v_{cg3} = 0 \quad (\text{B.6})$$

$$-v_{ag1} + L \frac{di_{a1}}{dt} + v_{a_c} - v_{b_c} - L \frac{di_{b1}}{dt} + v_{bg1} = 0 \quad (\text{B.7})$$

$$-v_{bg1} + L \frac{di_{b1}}{dt} + v_{b_c} - v_{c_c} - L \frac{di_{c1}}{dt} + v_{cg1} = 0 \quad (\text{B.8})$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (\text{B.9})$$

Reescrevendo e isolando o termo derivativo das equações de B.1 até B.9, obtêm-se

a equação sob a forma matricial:

$$L \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1}(t) \\ i_{a2}(t) \\ i_{a3}(t) \\ i_{b1}(t) \\ i_{b2}(t) \\ i_{b3}(t) \\ i_{c1}(t) \\ i_{c2}(t) \\ i_{c3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag1}(t) \\ v_{ag2}(t) \\ v_{ag3}(t) \\ v_{bg1}(t) \\ v_{bg2}(t) \\ v_{bg3}(t) \\ v_{cg1}(t) \\ v_{cg2}(t) \\ v_{cg3}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a_c}(t) \\ v_{b_c}(t) \\ v_{c_c}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

Simplificando, então, a forma matricial com as manipulações das transformações, obtêm-se:

$$K_{3abc} \frac{d}{dt} x_{3abc}(t) = B_{3abc} u_{3abc}(t) + F_{3abc} v_{3abc}(t) \quad (\text{B.11})$$

onde, u_{3abc} são os tensões nas pernas do conversor e v_{3abc} são as tensões da rede.

Como K_{3abc} é não singular, têm-se K_{3abc}^{-1}

$$\frac{1}{9} \begin{bmatrix} -2 & -1 & -2 & -1 & -2 & -1 & 6 & 3 & 1 \\ 7 & -1 & -2 & -1 & -2 & -1 & 6 & 3 & 1 \\ 7 & 8 & -2 & -1 & -2 & -1 & 6 & 3 & 1 \\ -2 & -1 & -2 & -1 & -2 & -1 & -3 & 3 & 1 \\ -2 & -1 & 7 & -1 & -2 & -1 & -3 & 3 & 1 \\ -2 & -1 & 7 & 8 & -2 & -1 & -3 & 3 & 1 \\ -2 & -1 & -2 & -1 & -2 & -1 & -3 & -6 & 1 \\ -2 & -1 & -2 & -1 & 7 & -1 & -3 & -6 & 1 \\ -2 & -1 & -2 & -1 & 7 & 8 & -3 & -6 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

Contudo para este modelo as variáveis de saída de interesse são as correntes do conversor e podem ser expressas na forma de equação de controle, e é dada por:

$$i_{3abc}(t) = C_{3abc}x_{3abc}(t) \quad (\text{B.13})$$

onde matriz C_{3abc} são as correntes de saída do conversor.

Por outro lado, as tensões equivalentes de saída do conversor é dada pela média das tensões de saída de cada perna em cada fase, $[v_{a_eq}(t) \ v_{b_eq}(t) \ v_{c_eq}(t)]^T$, e podem ser definidas como:

$$v_{a_eq} = \frac{v_{ag1} + v_{ag2} + v_{ag3}}{3} \quad (\text{B.14})$$

$$v_{b_eq} = \frac{v_{bg1} + v_{bg2} + v_{bg3}}{3} \quad (\text{B.15})$$

$$v_{c_eq} = \frac{v_{cg1} + v_{cg2} + v_{cg3}}{3} \quad (\text{B.16})$$

As tensões das correntes circulantes, $[v_{c_a}(t) \ v_{c_b}(t) \ v_{c_c}(t)]^T$, podem ser definidas como:

$$v_{c_a} = v_{c_a1} + v_{c_a2} \quad (\text{B.17})$$

$$v_{c_a1} = v_{ag1} - v_{ag2} \quad (\text{B.18})$$

$$v_{c_a2} = v_{ag2} - v_{ag3} \quad (\text{B.19})$$

$$v_{c_b} = v_{c_b1} + v_{c_b2} \quad (\text{B.20})$$

$$v_{c_b1} = v_{bg1} - v_{bg2} \quad (\text{B.21})$$

$$v_{c_b2} = v_{bg2} - v_{bg3} \quad (\text{B.22})$$

$$v_{c_c} = v_{c_c1} + v_{c_c2} \quad (\text{B.23})$$

$$v_{c_c1} = v_{cg1} - v_{cg2} \quad (\text{B.24})$$

$$v_{c_c2} = v_{cg2} - v_{cg3} \quad (\text{B.25})$$

Escrevendo as equações de B.14 até B.25 na forma matricial, obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} v_{a_eq}(t) \\ v_{b_eq}(t) \\ v_{c_eq}(t) \\ v_{c_a1}(t) \\ v_{c_a2}(t) \\ v_{c_b1}(t) \\ v_{c_b2}(t) \\ v_{c_c1}(t) \\ v_{c_c2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & 1/3 & 1/3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/3 & 1/3 & 1/3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag1}(t) \\ v_{ag2}(t) \\ v_{ag3}(t) \\ v_{bg1}(t) \\ v_{bg2}(t) \\ v_{bg3}(t) \\ v_{cg1}(t) \\ v_{cg2}(t) \\ v_{cg3}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.26})$$

Simplificando a forma matricial do modelo acima,

$$u_{3eq_c}(t) = T_{fc_p} u_{3abc}(t) \leftrightarrow u_{3abc}(t) = T_{fc_p}^{-1} u_{3eq_c}(t) \quad (\text{B.27})$$

Mais uma vez, como a matriz T_{fc_p} também é não-singular, têm-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ag1}(t) \\ v_{ag2}(t) \\ v_{ag3}(t) \\ v_{bg1}(t) \\ v_{bg2}(t) \\ v_{bg3}(t) \\ v_{cg1}(t) \\ v_{cg2}(t) \\ v_{cg3}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & -1 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & -1 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a_eq}(t) \\ v_{b_eq}(t) \\ v_{c_eq}(t) \\ v_{c_a1}(t) \\ v_{c_a2}(t) \\ v_{c_b1}(t) \\ v_{c_b2}(t) \\ v_{c_c1}(t) \\ v_{c_c2}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.28})$$

As correntes equivalentes de saída do conversor são representadas pelo somatório das correntes de saída de cada perna por fase, e portanto, os elementos do vetor $[i_{a_eq}(t) \ i_{b_eq}(t) \ i_{c_eq}(t)]^T$, podem ser definidos como:

$$i_{a_eq} = i_{a1} + i_{a2} + i_{a3} \quad (\text{B.29})$$

$$i_{b_eq} = i_{b1} + i_{b2} + i_{b3} \quad (\text{B.30})$$

$$i_{c_eq} = i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} \quad (\text{B.31})$$

Já as correntes circulantes, definidas pelo vetor $[i_{c_a}(t) \ i_{c_b}(t) \ i_{c_c}(t)]^T$ e seus elementos são expressos como:

$$i_{c_a} = i_{c_a1} + i_{c_a2} \quad (\text{B.32})$$

$$i_{c_a1} = i_{a1} - i_{a2} \quad (\text{B.33})$$

$$i_{c_a2} = i_{a2} - i_{a3} \quad (\text{B.34})$$

$$i_{c_b} = i_{c_b1} + i_{c_b2} \quad (\text{B.35})$$

$$i_{c_b1} = i_{b1} - i_{b2} \quad (\text{B.36})$$

$$i_{c_b2} = i_{b2} - i_{b3} \quad (\text{B.37})$$

$$i_{c_c} = i_{c_c1} + i_{c_c2} \quad (\text{B.38})$$

$$i_{c_c1} = i_{c1} - i_{c2} \quad (\text{B.39})$$

$$v_{c_c2} = v_{c2} - v_{c3} \quad (\text{B.40})$$

Escrevendo as equações de B.29 até B.40 na forma matricial, obtêm-se a seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} i_{a_eq}(t) \\ i_{b_eq}(t) \\ i_{c_eq}(t) \\ i_{c_a1}(t) \\ i_{c_a2}(t) \\ i_{c_b1}(t) \\ i_{c_b2}(t) \\ i_{c_c1}(t) \\ i_{c_c2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1}(t) \\ i_{a2}(t) \\ i_{a3}(t) \\ i_{b1}(t) \\ i_{b2}(t) \\ i_{b3}(t) \\ i_{c1}(t) \\ i_{c2}(t) \\ i_{c3}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.41})$$

Generalizando (B.41),

$$x_{3eq_c}(t) = T_{fc_p} x_{3abc}(t) \leftrightarrow x_{3abc}(t) = T_{fc_p}^{-1} x_{3eq_c}(t) \quad (\text{B.42})$$

Como a transformação é invariante no tempo, obtêm-se:

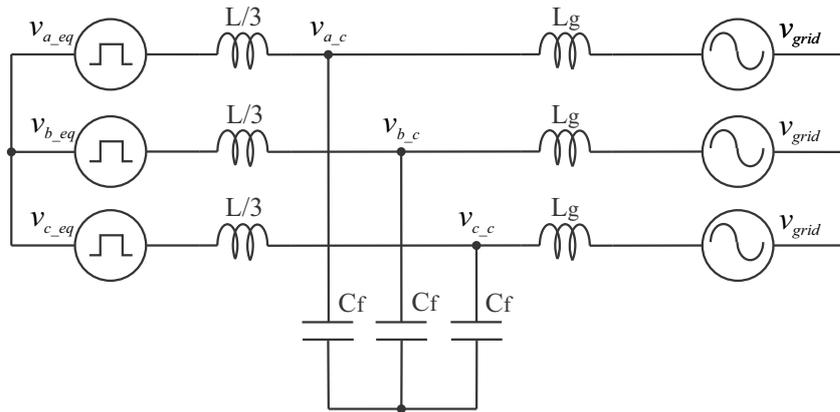
$$\frac{d}{dt}(T_{ip_ec} x_{3abc}(t)) = T_{ip_ec} \frac{d}{dt} x_{3abc}(t) = \frac{d}{dt} x_{3eq_c}(t) \leftrightarrow \frac{d}{dt} x_{3abc}(t) = T_{ip_ec}^{-1} \frac{d}{dt} x_{3eq_c}(t) \quad (\text{B.43})$$

e

$$F_{3abc}(t) = T_{ip_ec} K_{3abc}^{-1} F_{3abc} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} -6 & 3 & 3 \\ 3 & -6 & 3 \\ 3 & 3 & -6 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.49})$$

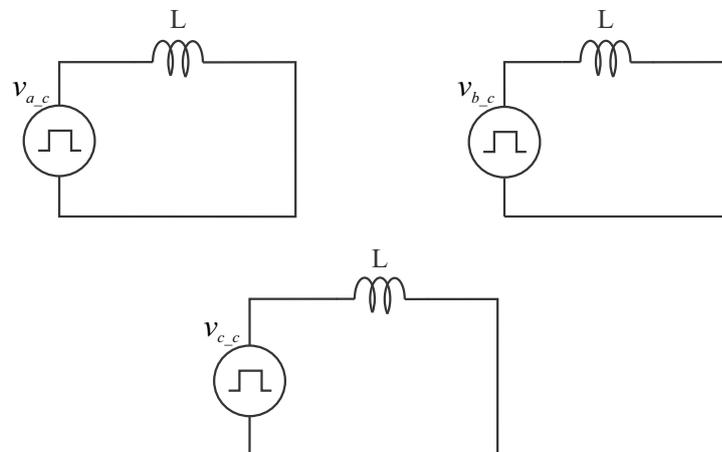
Em (B.49) é expresso o circuito equivalente do modelo dinâmico em coordenadas estacionárias (abc) do lado CA, onde a três primeiras linhas da matriz representam o circuito equivalente trifásico. Enquanto, a diagonal principal, não nula, representa o circuito equivalente das tensões diferenciais. A Figura B.2 representa o circuito equivalente em coordenadas estacionárias abc. A Figura B.3 exibe circuito equivalente das tensões diferenciais.

Figura B.2 – Circuito equivalente trifásico com pernas em paralelo magneticamente acopladas.



Fonte: Próprio Autor.

Figura B.3 – Circuito equivalente trifásico das tensões diferenciais com pernas em paralelo magneticamente acopladas.



Fonte: Próprio Autor.

Com estas transformações pode-se elaborar o controle do inversor trifásico com pernas em paralelo. Este modelo, a princípio, utiliza um conversor trifásico com três pernas em paralelo e pode ser expandido para outras quantidades de pernas em paralelo sem perder a generalização.

Apêndice C – INTEGRAL DUPLA DE FOURIER

C.1 Introdução

Este Apêndice trata da questão da extração das componentes espectrais pela expansão em série de Fourier. A determinação destas componentes da comutação PWM permite a análise da modulação aplicada, proposta de filtros entre outras.

C.2 Método Analítico

Seja uma função periódica de duas variáveis independentes x e y , por exemplo:

$$f(x, y) = f(x + 2\pi, y + 2\pi) \quad (\text{C.1})$$

Assim, esta função pode ser expressa em série de Fourier de duas variáveis, dadas por:

$$\begin{aligned} f(x, y) = & \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \sin(ny)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{0m} \cos(mx) + B_{0m} \sin(mx)] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

onde:

$$\text{Componente CC} = \frac{A_{00}}{2} \quad (\text{C.3})$$

$$\text{Componente Fundamental} + \text{Harmônicas da Fundamental} = \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \sin(ny)] \quad (\text{C.4})$$

$$\text{Harmônicas da Portadora} = \sum_{m=1}^{\infty} [A_{0m} \cos(mx) + B_{0m} \sin(mx)] \quad (\text{C.5})$$

$$\text{Harmônicas das Bandas Laterais} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \quad (\text{C.6})$$

Portanto, os coeficientes das magnitudes das harmônicas podem ser calculados por:

$$A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx + ny) dx dy \quad (\text{C.7})$$

$$B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx + ny) dx dy \quad (\text{C.8})$$

ou na forma complexa:

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{C.9})$$

Desta forma, para determinação do espectro harmônico da tensão PWM v_{ag} , a função $f(x, y)$ é a tensão v_{ag} e as variáveis independentes x e y são as posições angulares da modulante e da portadora, respectivamente, e são dadas por:

$$x = \omega_0 t + \theta_0 \quad (\text{C.10})$$

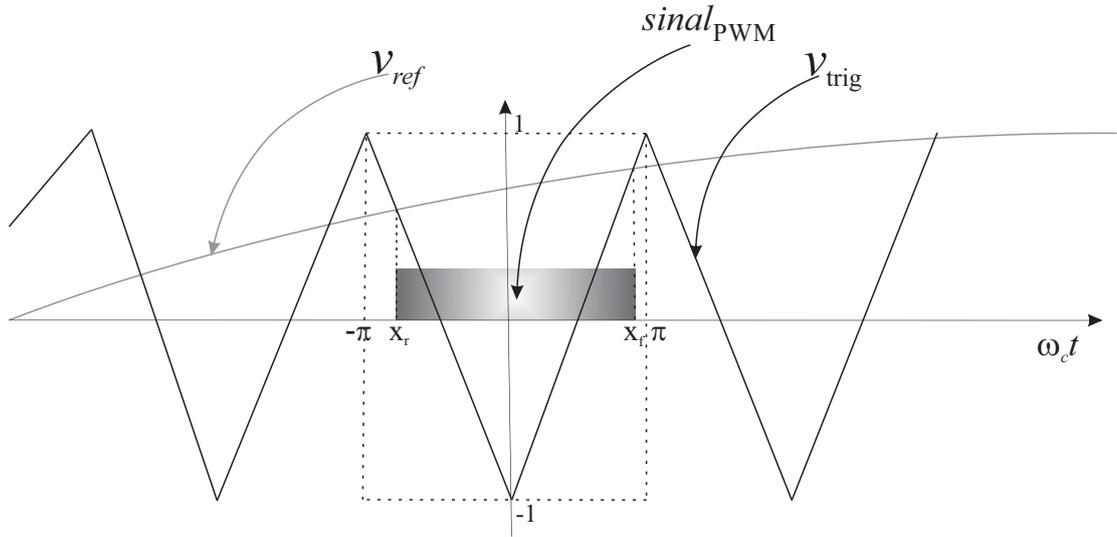
e

$$y = \omega_c t + \theta_c \quad (\text{C.11})$$

onde o índice "0" corresponde as informações relativas a frequência do sinal modulante (frequência fundamental) e o índice "c" as da frequência da portadora.

Portanto, para obter os coeficientes da série de Fourier é necessário definir os instantes, ou a posição angular, em que o sinal PWM comuta de 0 para 1 e vice-versa. Assim pode-se considerar a Figura C.1.

Figura C.1 – Sinal PWM natural de portadora triangular.



Fonte: (SHEPHERD; HULLEY; LIANG, 1995).

Na Figura C.1 pode-se notar a forma de onda tensão de referência e da tensão da portadora. Sendo expressas pelas equações a seguir:

$$v_{ref} = m_a \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (C.12)$$

onde m_a é o índice de modulação de amplitude, a razão entre a amplitude do sinal modulante (v_{ref}) e a amplitude do sinal da portadora (v_{trig}), ω_0 é a frequência fundamental do sinal modulante em (rad/s) e θ_0 é sua fase.

Uma vez que a portadora exibida na Figura C.1 é triangular e periódica, pode ser expressa por:

$$v_{trig} = \begin{cases} -1 - \frac{2\omega_c t}{\pi} & \text{para } -\pi < \omega_c t < 0 \\ -1 + \frac{2\omega_c t}{\pi} & \text{para } 0 < \omega_c t < \pi \end{cases} \quad (C.13)$$

onde v_{trig} é a tensão da portadora e ω_c é a frequência da portadora em (rad/s).

Os ângulos em que ocorrem a transição do sinal PWM e estes podem ser obtidos igualando a equação que descreve a portadora (C.13) com a equação que descreve o sinal modulante (C.12). Para a transição de subida temos.

$$-1 - \frac{2x_r}{\pi} = m_a \cos(y) \quad (C.14)$$

ou

$$x_r = -\frac{\pi}{2}(1 + m_a \cos(y)) \quad (\text{C.15})$$

De forma similar, a transição de descida é definida por:

$$-1 - \frac{2x_f}{\pi} = m_a \cos(y) \quad (\text{C.16})$$

ou

$$x_f = \frac{\pi}{2}(1 + m_a \cos(y)) \quad (\text{C.17})$$

Portanto, os coeficientes da série de Fourier podem ser obtidos aplicando em (C.9) e em (C.15) e (C.17).

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{x_r}^{x_f} E e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{C.18})$$

ou

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{E}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))}^{\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{C.19})$$

Atribuindo os valores para os subíndices m e n em (C.19) obtêm-se o espectro harmônico do sinal PWM. Assim, quando $m = n = 0$ é possível obter os valores de A_{00} e $+B_{00}$. Como demonstram as Equações (C.20) até (C.23):

$$A_{00} + jB_{00} = \frac{E}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))}^{\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{C.20})$$

ou

$$A_{00} + jB_{00} = \frac{E}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} (1 + m_a \cos(y)) dy \quad (\text{C.21})$$

A integral do termo em cosseno em (C.21) é nula sobre o período da modulante. Então os coeficientes das harmônicas podem ser calculados.

$$A_{00} + jB_{00} = E \quad (\text{C.22})$$

Portanto,

$$A_{00} = E \quad e \quad jB_{00} = 0 \quad (\text{C.23})$$

Para se obter os coeficientes quando $m = 0$ e $n \neq 0$, e determinar amplitudes das componentes na frequência do sinal modulante e também nas suas múltiplas, pode-se:

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{E}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))}^{\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))} e^{j(ny)} dx dy \quad (\text{C.24})$$

ou

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{E}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(ny)} (1 + m_a \cos(y)) dy \quad (\text{C.25})$$

Antes de solucionar a integral de (C.25), usando o fato de que a integral sobre o período do produto de duas funções ortogonais é nula, e as funções da série de Fourier constituem um conjunto de funções ortogonais, têm-se:

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{E}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} m_a \cos^2(y) dy = m_a \frac{E}{2} \quad (\text{C.26})$$

ou seja:

$$A_{01} = m_a \frac{E}{2}, \quad B_{01} = 0, \tag{C.27}$$

$$B_{0n} = 0, \quad A_{0n} = 0 \text{ para } n > 1$$

Note que (C.27) demonstra que a tensão PWM v_{ag} contém uma componente proporcional ao sinal modulante v_{ag}^* onde a constante de proporcionalidade é a metade da tensão do barramento CC. Depois deste passo, pode-se então determinar as componentes de alta frequência da tensão PWM v_{ag} , partindo das presentes nas múltiplas da frequência da portadora definindo $n = 0$ e $m \neq 0$. Então:

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))}^{\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))} E e^{j(mx)} dx dy \tag{C.28}$$

o que resulta em:

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{E}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{e^{jm(\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y)))} - e^{-jm(\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y)))}}{jm} dy \tag{C.29}$$

A solução da integral (C.29) pode ser obtida utilizando a identidade de Jacobi-Anger (ABRAMOWITZ; STEGUN, 1964) para exponencial de funções trigonométricas que é:

$$e^{jz \cos(\theta)} = J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} j^n J_n(z) \cos(n\theta) \tag{C.30}$$

onde J_n é a função do Bessel do tipo um e ordem n que se assemelha com senos e cossenos amortecidos, e podem ser expressa em série de Taylor.

Ainda a seguinte integral e propriedade da função de Bessel são úteis na solução da integral (C.29). Assim têm-se:

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{j(n\theta + z \cos(\theta))} d\theta = 2\pi j^n J_n(z) \tag{C.31}$$

e

$$J_n(-z) = (-1)^n J_n(z) \quad (\text{C.32})$$

Note que (C.29) pode ser expressa por:

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{E}{2jm\pi^2} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jm\frac{\pi}{2}m_a \cos(y)} dy - e^{-jm\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-jm\frac{\pi}{2}m_a \cos(y)} dy \right] \quad (\text{C.33})$$

então:

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{2E J_0(m\frac{\pi}{2}m_a)}{m\pi} \left[\frac{e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}}}{2j} \right] = \frac{2E J_0(m\frac{\pi}{2}m_a) \sin(m\frac{\pi}{2})}{m\pi} \quad (\text{C.34})$$

ou seja,

$$A_{m0} = \frac{2E J_0(m\frac{\pi}{2}m_a) \sin(m\frac{\pi}{2})}{m\pi} \quad \text{e} \quad B_{m0} = 0 \quad (\text{C.35})$$

Em (C.35) é fornecido a amplitude das harmônicas nas frequências múltiplas da portadora. Observa-se que não há harmônicas nas frequências múltiplas pares da portadora devido ao termo em seno. Assim, para se obter a amplitude das harmônicas nas bandas laterais em torno das frequências múltiplas da portadora para $m > 0$ em $n \neq 0$, é dada por:

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))}^{\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y))} E e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{C.36})$$

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{E}{2jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jm(\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y)))+jny} - e^{-jm(\frac{\pi}{2}(1+m_a \cos(y)))+jny} dy \quad (\text{C.37})$$

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{E}{2jm\pi^2} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(ny+m\frac{\pi}{2}m_a \cos(y))} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(ny-m\frac{\pi}{2}m_a \cos(y))} dy \right] \quad (\text{C.38})$$

Utilizando novamente a integral de Bessel (C.31) em (C.38) obtêm-se:

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{E}{2jm\pi^2} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}} 2\pi j^n J_n\left(m\frac{\pi}{2}m_a\right) - e^{-jm\frac{\pi}{2}} 2\pi j^n J_n\left(-m\frac{\pi}{2}m_a\right) \right] \quad (C.39)$$

o que resulta em,

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{E J_n\left(m\frac{\pi}{2}m_a\right)}{jm\pi} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}} j^n - e^{-jm\frac{\pi}{2}} j^n (-1)^n \right] \quad (C.40)$$

ou

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2E J_n\left(m\frac{\pi}{2}m_a\right)}{m\pi} \left[\frac{e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jn\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jn\frac{\pi}{2}}}{2j} \right] = \frac{2E j_n\left(m\frac{\pi}{2}m_a\right) \sin\left((m+n)\frac{\pi}{2}\right)}{m\pi} \quad (C.41)$$

Assim,

$$A_{mn} = \frac{2E J_n\left(m\frac{\pi}{2}m_a\right) \sin\left((m+n)\frac{\pi}{2}\right)}{m\pi} \quad \text{e} \quad B_{mn} = 0 \quad (C.42)$$

Uma vez que os coeficientes da série de Fourier foram obtidos pode-se então expressar a tensão PWM v_{ag} em suas componentes espectrais substituindo os coeficientes obtidos em (C.2), o que resulta:

$$v_{ag} = \frac{E}{2} + m_a \frac{E}{2} \cos(\omega_0 t + \theta_0) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2E J_0\left(m\frac{\pi}{2}m_a\right) \sin\left(m\frac{\pi}{2}\right)}{m\pi} \cos(m(\omega_c t + \theta_c)) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left[\frac{2E J_n\left(m\frac{\pi}{2}m_a\right) \sin\left((m+n)\frac{\pi}{2}\right)}{m\pi} \cos\left((n\omega_0 + m\omega_c)t + n\theta_0 + m\theta_c\right) \right] \quad (C.43)$$

