



Universidade Federal de Campina Grande – UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE

Filtros Ativos de Potência Universais Baseados em Conversores CA/CC/CA

Phelipe Leal Serafim Rodrigues

Campina Grande - PB

Agosto - 2019

Universidade Federal de Campina Grande – UFCG
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE

Filtros Ativos de Potência Universais Baseados em Conversores CA/CC/CA

Phelipe Leal Serafim Rodrigues

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

Área de Concentração: Processamento da Energia

Professor Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.
Orientador

Campina Grande - PB

Agosto - 2019

R696f

Rodrigues, Phelipe Leal Serafim.

Filtros ativos de potência universais baseados em conversores CA/CC/CA / Phelipe Leal Serafim Rodrigues. – Campina Grande, 2019.
154 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.

"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina".

Referências.

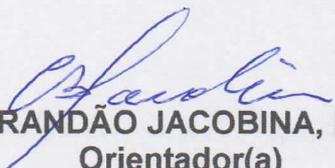
1. Filtro Ativo de Potência Universal. 2. PWM. 3. SV-PWM.
4. Controle. 5. Conversor CA/CC/CA. 6. Conversor Multinível.
I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Título.

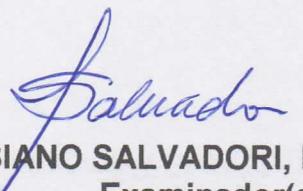
CDU 621.314(043)

**FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA UNIVERSAIS BASEADOS EM
CONVERSORES CA/CC/CA**

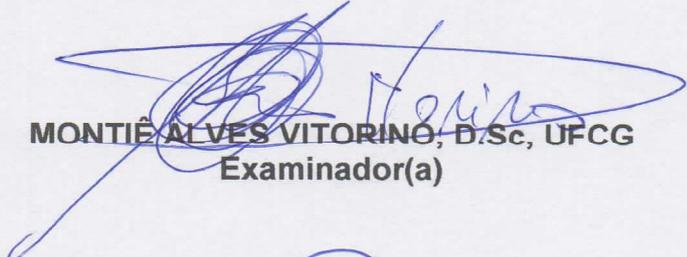
PHELIPE LEAL SERAFIM RODRIGUES

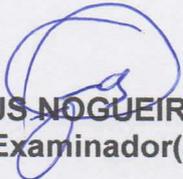
TESE APROVADA EM 30/07/2019


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


FABIANO SALVADORI, D.Sc., UFPB
Examinador(a)

DEMERCIL DE SOUZA OLIVEIRA JÚNIOR, Dr, UFC
Examinador(a)


MONTIÉ ALVES VITORINO, D.Sc, UFCG
Examinador(a)


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

CAMPINA GRANDE - PB

*Este trabalho é dedicado a Deus, aos meus pais, minha irmã,
orientadores e aos meus amigos.*

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por todas as coisas boas que Ele tem me proporcionado, pela minha saúde e pelas oportunidades que me surgiram.

A meus pais Francisco de Assis e Lucy Mary, por serem os melhores pais que um filho pode ter. Proporcionaram-me tudo do melhor, educação, saúde, carinho, amor, acompanharam-me em minha trajetória de estudos e em todas as minhas conquistas, a cada minuto, com muita força, torcida e carinho. Se hoje sou Doutor em Engenharia Elétrica devo tudo a eles.

À minha irmã Larissa Leal, por sua amizade, companheirismo e por saber que sempre posso contar com ela para tudo, fonte de inspiração para minha vida e que colaborou fortemente para hoje eu ser o que sou.

A todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UFCG. Ao meu orientador Cursino, que me acompanha a nove anos em minhas atividades acadêmicas e de pesquisa, estando presente em cada momento de minha caminhada, transmitindo conhecimento e me oferecendo oportunidades para me tornar um profissional competente.

A todos os meus amigos que sempre estiveram comigo em todos os momentos, seja de estudos ou de lazer. E em especial a Thássia que me ensinou o sentido de uma verdadeira amizade, caminhando ao meu lado nos momentos fáceis e difíceis, sempre me erguendo nessa caminhada e colocando sorrisos em meu rosto.

*"É possível encontrar a felicidade mesmo nas horas mais sombrias, se lembrar de
acender a luz."
(Alvo Dumbledore)*

Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de topologias de filtros ativos de potência universais para sistemas monofásicos e trifásicos, com o objetivo de compensar potência reativa, distúrbios causados pelo uso de cargas não-lineares, assim como perturbações na rede (afundamentos/sobretensões na fonte de alimentação). Os sistemas propostos foram divididos em quatro categorias. Na primeira categoria estão agrupadas as topologias monofásicas em que apresentam em sua estrutura dois transformadores, um localizado no lado da rede e outro no lado da carga, essas topologias apresentam quatro, cinco, seis e sete braços com chaves controladas. A segunda categoria são topologias monofásicas que apresentam em sua estrutura a utilização de apenas um único transformador, neste caso, foram estudadas topologias com três, quatro e cinco braços contendo chaves controladas. A terceira categoria trata-se de topologias também utilizando um único transformador, porém, diferente da categoria anterior, são utilizados diodos no lugar das chaves controladas em um dos braços das configurações. A quarta e última categoria corresponde às topologias trifásicas com nove braços, em que suas estruturas são série-paralelo-série e são originadas a partir das configurações monofásicas estudadas nas categorias anteriores. As topologias propostas são baseadas em conversores CA/CC/CA que geram tensões multiníveis por meio de estratégias PWM baseadas em espaço vetorial, com o intuito de reduzir a THD e WTHD no sistema, permitindo assim diminuir as frequências de chaveamento das chaves controladas, reduzindo as perdas nos conversores. Os sistemas completos de controle, incluindo as estratégias PWM desenvolvidas, serão apresentados e comparações entre os filtros propostos e os filtros considerados convencionais na literatura serão feitas. A simulação e os resultados experimentais serão apresentados para validar as abordagens teóricas.

Palavras-chave: Filtro Ativo de Potência Universal, PWM, SV-PWM, Controle, Conversor CA/CC/CA, Conversor Multinível.

Abstract

This paper presents the development of universal active power filter topologies for single-phase and three-phase systems in order to compensate for reactive power, disturbances caused by the use of nonlinear loads, as well as disturbances in the grid (voltage sags/swells in the power supply). The proposed systems were divided into four categories. In the first category are grouped the single-phase topologies in which they present in their structure two transformers, one located on the grid side and the other on the load side, these topologies have four, five, six, and seven legs with controlled switches. The second category are single-phase topologies that present only a single transformer, in this case, topologies with three, four, and five legs containing controlled switches were studied. The third category is topologies also using a single transformer, but, unlike the previous category, diodes are used instead of the controlled switches in one of the configuration legs. The fourth and last category corresponds to the three-phase topologies with nine legs, in which their structures are series-parallel-series and are originated from the single-phase configurations studied in the previous categories. The proposed topologies are based on AC/DC/AC converters that generate multilevel voltages by means of space-vector PWM strategies, in order to reduce the THD and WTHD in the system, thus decreasing the switching frequency of controlled switches, reducing converter losses. Complete control systems, including developed PWM strategies, will be presented, and comparisons between proposed filters and filters considered conventional in the literature will be made. The simulation and experimental results will be presented to validate the theoretical approaches.

Key-words: Universal Power Assigned Filter, PWM, SV-PWM, Control, AC/DC/AC Converter, Multilevel Converter.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência. (a) Série. (b) Paralelo. (c) Universal.	4
Figura 2 – Filtro ativo de potência universal trifásico convencional.	5
Figura 3 – Esquema ilustrativo do FAP universal sem a utilização de transformador e um único barramento.	6
Figura 4 – Esquema ilustrativo do FAP universal sem a utilização de transformador e com capacitor flutuante.	7
Figura 5 – Esquema ilustrativo do FAP universal com uso de capacitor flutuante.	7
Figura 6 – Esquema ilustrativo do FAP universal para aplicações com dois filtros séries e um paralelo.	7
Figura 7 – FAP universal monofásico convencional 4B.	11
Figura 8 – Topologias dos FAPs universais monofásicos propostos. (a) 4B2T. (b) 5B2T. (c) 6B2T. (d) 7B2T.	14
Figura 9 – Circuito equivalente simplificado dos FAPs universais monofásicas. (a) Convencional 4B. (b) Topologia 4B2T. (c) Topologia 5B2T. (d) Topologia 6B2T. (e) Topologia 7B2T.	15
Figura 10 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para a topologia convencional 4B utilizando diferentes relações de espiras do transformador. (a) $N = 1$. (b) $N = 2$. (c) $N = 3$	17
Figura 11 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para as topologias propostas operando com $N_g = 1/2$ e $N_l = 1/2$. (a) 4B2T. (b) 5B2T. (c) 6B2T. (d) 7B2T.	18
Figura 12 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para as topologias propostas operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/3$. (a) 4B2T. (b) 5B2T. (c) 6B2T. (d) 7B2T.	20
Figura 13 – v_g e v_l para as topologias convencional 4B e propostas. (a) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1$. (b) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$. (c) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/3$. (d) v_l para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$. (e) v_g para as topologias propostas. (f) v_l para as topologias propostas operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$. (g) v_l para as topologias propostas 6B2T e 7B2T operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/3$	22
Figura 14 – Diagrama de blocos do controle.	23

Figura 15 – Resultados de simulação para a topologia convencional 4B. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	30
Figura 16 – Resultados de simulação para as topologias propostas operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	30
Figura 17 – Resultados de simulação para as topologias 6B2T e 7B2T operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	31
Figura 18 – Resultados experimentais para a topologia 4B2T. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_g e v_l	32
Figura 19 – Resultados experimentais para a topologia 5B2T. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_g e v_l	33
Figura 20 – Resultados experimentais para a topologia 6B2T. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_g e v_l	33
Figura 21 – Resultados experimentais para a topologia 7B2T. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_g e v_l	34
Figura 22 – Topologia monofásica proposta com cinco braços e um transformador - 5B1T.	37
Figura 23 – Topologias monofásicas propostas com quatro braços e um transforma- dor. (a) 4B1T-H. (b) 4B1T-B.	37
Figura 24 – Topologias monofásicas propostas de três braços. (a) 3B1T-SH. (b) 3B1T-S. (c) 3B1T-P.	38
Figura 25 – FAP universal monofásico convencional de três braços.	39
Figura 26 – Circuito equivalente simplificado da topologia 5B1T.	40
Figura 27 – Circuito equivalente simplificado das topologias propostas de quatro braços. (a) Modelo da topologia 4B1T-H. (b) Modelo da topologia 4B1T-B.	40
Figura 28 – Circuito equivalente simplificado das topologias propostas de três bra- ços. (a) Modelo da topologia 3B1T-SH. (b) Modelo da topologia 3B1T- S. (c) Modelo da topologia 3B1T-P.	41
Figura 29 – Plano vetorial v_l x v_g para a topologia proposta 5B1T operando com diferentes relações de espiras. (a) $N = 1/2$. (b) $N = 1/3$	44
Figura 30 – Plano vetorial v_l x v_g para as topologias propostas de quatro braços. (a) 4B1T-H. (b) 4B1T-B.	44

Figura 31 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para a topologia proposta 4B1T-H operando com $N = 1/2$	45
Figura 32 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para as topologias propostas de três braços.	46
Figura 33 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para a topologia 3B1T-S em operação 1:1.	46
Figura 34 – Forma de onda das tensões. (a) v_g para a topologia convencional 4B. (b) v_l para a topologia convencional 4B. (c) v_g para a topologia convencional 3B. (d) v_l para a topologia convencional 3B. (e) v_g para as topologias propostas com três braços. (f) v_l para as topologias propostas com três braços.	47
Figura 35 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ com a variação de α para a topologia convencional 4B. (a) $\alpha = 0$ e $v_c = 1 pu$. (b) $\alpha = 12^\circ$ e $v_c = 1 pu$. (c) $\alpha = 12^\circ$ e $v_c = 1,2 pu$. (d) $\alpha = 70^\circ$ e $v_c = 3 pu$	48
Figura 36 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ com a variação de α para a topologia 5B1T. (a) $N = 1/2$. (b) $N = 1/3$	48
Figura 37 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ com a variação de $\alpha = 60^\circ$ e $v_c = 2,7 pu$ para a topologia convencional 4B.	50
Figura 38 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ com a variação de α para a topologia 4B1T-H.	50
Figura 39 – Diagrama fasorial. (a) Sincronização entre v_l e v_g ($\alpha = 0^\circ$). (b) Sincronização entre v_l e v_g ($\alpha = 12^\circ$).	51
Figura 40 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ para a configuração convencional de quatro braços. (a) Sincronização com v_g ($\alpha = 0^\circ$). (b) Sincronização com e_g ($\alpha = 12^\circ$).	51
Figura 41 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ para a configuração convencional de três braços. (a) Sincronização com v_g ($\alpha = 0^\circ$). (b) Sincronização com e_g ($\alpha = 12^\circ$).	52
Figura 42 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ para a topologia proposta. (a) Sincronização com v_g ($\alpha = 0^\circ$). (b) Sincronização com e_g ($\alpha = 12^\circ$ e $v_c = 1 pu$). (c) Sincronização com e_g ($\alpha = 12^\circ$ e $v_c = 1,03 pu$).	52
Figura 43 – Tensão de rede e tensão de carga para a topologia convencional de quatro braços e a topologia proposta 5B1T. (a) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$. (b) v_g para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$. (c) v_g para a topologia 5B1T operando com $N = 1/3$. (d) v_l para as topologias convencional 4B e 5B1T.	54

Figura 44 – v_g e v_l para as topologias convencional 4B e propostas de quatro braços. (a) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$. (b) v_g para as topologias propostas de quatro braços. (c) v_l para as topologias convencional 4B e propostas de quatro braços.	54
Figura 45 – Potência do transformador para diferentes distúrbios na fonte de ali- mentação para a topologia 5B1T.	57
Figura 46 – Potência do transformador para diferentes distúrbios na fonte de ali- mentação para as topologias de quatro braços. (a) Primeiro caso (1:1). (b) Segundo caso (2:1).	58
Figura 47 – Tensões de polo do conversor. (a) Convencional 4B. (b) 5B1T.	59
Figura 48 – Comportamento das perdas totais nos semicondutores com o aumento da tensão para a topologia 3B1T-S. (a) Aumento da tensão mantendo- se a corrente do sistema constante. (b) Aumento da tensão mantendo-se a impedância da carga constante.	71
Figura 49 – Resultados de simulação para a topologia 5B1T com $N = 1/2$ e ope- rando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	72
Figura 50 – Resultados de simulação para a topologia 5B1T com $N = 1/3$ e ope- rando com uma sobretensão de 30%. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	73
Figura 51 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-B operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	74
Figura 52 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-B operando sob con- dições de carga capacitiva. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) v_g . (d) v_l	74
Figura 53 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-H operando sem per- tubações na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	75
Figura 54 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-H operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_g e v_l . . .	76
Figura 55 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-H operando sob con- dições de carga capacitiva. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) v_g com $\alpha = 0^\circ$. (d) v_l com $\alpha = 0^\circ$. (e) v_g com $\alpha = 30^\circ$. (f) v_l com $\alpha = 30^\circ$	77

Figura 56 – Resultados de simulação para as topologias propostas de três braços operando sem distúrbios de tensão. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g . (e) v_l	78
Figura 57 – Resultados de simulação para as topologias propostas de três braços operando com afundamento/sobretensão na fonte de alimentação. (a) v_g para um afundamento de 10%. (b) v_g para uma sobretensão de 10%.	79
Figura 58 – Resultados de simulação para a topologia convencional 4B. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	80
Figura 59 – Resultados de simulação para a topologia convencional 3B. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	80
Figura 60 – Resultados de simulação para as topologias propostas de três braços. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	81
Figura 61 – Resultados experimentais para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g , i_l e i_h	82
Figura 62 – Resultados experimentais para a topologia 5B1T operando com $N = 1/3$. (a) e_g , i_g , e v_c . (b) i_g , i_l , e i_h	82
Figura 63 – Tensões de polo do conversor para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$. (a) v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} . (b) v_{d0} e v_{h0}	82
Figura 64 – Tensões de polo do conversor para a topologia 5B1T operando com $N = 1/3$. (a) v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} . (b) v_{d0} e v_{h0}	83
Figura 65 – v_g e v_l para a topologia proposta 5B1T operando com $N = 1/2$. (a) Ausência de distúrbios na tensão. (b) Sobretensão de 50%.	83
Figura 66 – v_g e v_l para a topologia 5B1T operando com $N = 1/3$. (a) Ausência de distúrbios na tensão. (b) Sobretensão de 30%.	83
Figura 67 – Resultados experimentais para a topologia 4B1T-B. (a) e_g , i_g e v_c . (b) e_g , i_g e v_c sob condições de carga capacitiva. (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	85
Figura 68 – Resultados experimentais para a topologia 4B1T-H. (a) e_g , i_g e v_c . (b) e_g , i_g e v_c sob condições de carga capacitiva. (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	86
Figura 69 – Resultados experimentais para as topologias de quatro braços operando com distúrbios na rede. (a) v_l e v_g para uma sobretensão. (b) v_l e v_g para um afundamento na tensão da rede. (c) v_c para um transitório de carga.	86
Figura 70 – Resultados experimentais para a topologia 3B1T-SH. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_{a0} , v_{b0} e v_{h0} . (d) v_g e v_l	87

Figura 71 – Resultados experimentais para a topologia convencional 4B. (a) e_g , v_c , i_g e i_l . (b) v_g e v_l . (c) Tensões de polo.	88
Figura 72 – Resultados experimentais para a topologia convencional 3B. (a) e_g , v_c , i_g e i_l . (b) v_g e v_l . (c) Tensões de polo.	88
Figura 73 – Resultados experimentais para a topologia 3B1T-S. (a) e_g , v_c , i_g e i_l . (b) v_g e v_l . (c) Tensões de polo.	89
Figura 74 – FAP monofásico 5B-D proposto.	93
Figura 75 – Circuito equivalente simplificado para a topologia 5B-D.	94
Figura 76 – Plano vetorial. (a) Convencional. (b) 5B-D com $i_g < 0$. (c) 5B-D com $i_g \geq 0$	96
Figura 77 – Trajetória de \mathbf{v}^* no plano vetorial para as topologias convencional e 5B-D com $\alpha = 19^\circ$. (a) 5B-D com $i_g < 0$. (b) 5B-D com $i_g \geq 0$. (c) Convencional 4B com $v_c = 1,0 pu$. (d) Convencional 4B com $v_c = 1,42 pu$	98
Figura 78 – Diagrama de blocos do controle	98
Figura 79 – Resultados de simulação para a topologia 5B-D operando sem distúrbios. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l	103
Figura 80 – Resultados de simulação para a topologia 5B-D operando com distúrbios na fonte de alimentação. (a) v_g para uma sobretensão de 50%. (b) v_l para uma sobretensão de 50%. (c) v_g para um afundamento de 20%. (d) v_l para um afundamento de 20%.	104
Figura 81 – Tensões de polo do conversor para a topologia 5B-D.	104
Figura 82 – Resultados experimentais para a topologia 5B-D operando com uma sobretensão de 50%. (a) e_g , i_g , v_c e v_{d0} . (b) i_g , i_l e i_h . (c) v_g e v_l . (d) v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{h0}	106
Figura 83 – Resultados experimentais para a topologia 5B-D operando com distúrbios. (a) v_g e v_l para uma sobretensão. (b) v_g e v_l para um afundamento. (c) v_c para um transitório de cargas.	107
Figura 84 – Espectro harmônico para as correntes experimentais da topologia 5B-D. (a) Espectro de i_g . (b) Espectro de i_l	107
Figura 85 – FAP universal trifásico proposto.	109
Figura 86 – Circuito equivalente simplificado.	109

Figura 87 – Diagrama vetorial no plano v_l x v_g para diferentes relações de espiras dos transformadores. (a) Caso 1: $N_a = 1$ e $N_b = 1$. (b) Caso 2: $N_a = 2$ e $N_b = 2$. (c) Caso 3: $N_a = 1/2$ e $N_b = 2$. (d) Caso 4: $N_a = 1$ e $N_b = 2$. (e) Caso 5: $N_a = 1/2$ e $N_b = 1$	111
Figura 88 – Tensão de fase do FAP universal, $N_b = 1$ e $N_a = 2$. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l	114
Figura 89 – Diagrama de blocos de controle.	115
Figura 90 – Resultados de simulação para o caso 1. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1}	118
Figura 91 – Resultados de simulação para o caso 2. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1}	119
Figura 92 – Resultados de simulação para o caso 3. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1}	120
Figura 93 – Resultados de simulação para o caso 4. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1}	121
Figura 94 – Resultados de simulação para o caso 5. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1}	122
Figura 95 – Resultados experimentais para o FAP universal - tensão (e_{g1}), corrente (i_{g1}) na rede e tensão no barramento (v_c).	123
Figura 96 – Resultados experimentais para o FAP universal - correntes da rede (i_{g1}) e da carga (i_{l1}).	123
Figura 97 – Resultados experimentais para o FAP universal - tensão da rede (v_{g1}).	123
Figura 98 – Resultados experimentais para o FAP universal - tensão da carga (v_{l1}).	123
Figura 99 – FAP universal trifásico proposto.	125
Figura 100 – Circuito equivalente simplificado.	125
Figura 101 – Espaço vetorial no plano v'_{lk} x v'_{gk}	128
Figura 102 – Circuito equivalente monofásico.	131
Figura 103 – Diagrama de blocos de controle.	132
Figura 104 – Exemplo de configuração alternativa com dois barramentos.	133
Figura 105 – Resultados de simulação para a topologia proposta. (a) e_{g1} e i_{g1} na rede. (b) v_c . (c) v_{g1} e v_{l1} . (d) i_{g1} , i_{h1} e i_{l1}	137
Figura 106 – Resultados experimentais para a topologia proposta. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) Tensões de polo no conversor. (c) v_{g1} e v_{l1}	138

Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação de THD da topologia convencional operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação e diferentes relações de espiras.	25
Tabela 2 – Comparação de THD da topologia convencional operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação e diferentes relações de espiras.	25
Tabela 3 – Comparação de WTHD entre as topologias convencional e propostas operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação.	26
Tabela 4 – Comparação de THD entre as topologias convencional e propostas operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação.	26
Tabela 5 – Comparação de WTHD entre as topologias convencional e propostas 6B2T e 7B2T operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação e $N_l = 1/3$	27
Tabela 6 – Comparação de THD entre as topologias convencional e propostas 6B2T e 7B2T operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação e $N_l = 1/3$	27
Tabela 7 – Comparação das perdas totais dos semicondutores entre as topologias convencional 4B e propostas para uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação.	28
Tabela 8 – Comparação das perdas totais dos semicondutores entre as topologias convencional 4B e propostas 6B2T e 7B2T para uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação.	28
Tabela 9 – Parâmetros de simulação para as topologias.	29
Tabela 10 – Frequência média de chaveamento de cada chave nas topologias convencional 4B e 5B1T.	60
Tabela 11 – Frequência média de comutação das topologias convencional e propostas de quatro braços operando com $f_s = 10$ kHz.	60
Tabela 12 – Comparação de THD entre a topologia convencional e proposta 5B1T para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.	61
Tabela 13 – Comparação de WTHD entre a topologia convencional e proposta para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.	62

Tabela 14 – Comparação de THD entre as topologias de quatro braços para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.	62
Tabela 15 – Comparação de WTHD entre as topologias de quatro braços para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.	63
Tabela 16 – Parâmetros de simulação para as topologias de três braços.	64
Tabela 17 – Distorção harmônica total entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando sem distúrbios.	64
Tabela 18 – Comparação da THD entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando com uma queda de tensão de 10% na fonte de alimentação.	65
Tabela 19 – Comparação da THD entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando com uma sobretensão de 10% na fonte de alimentação.	65
Tabela 20 – Comparação da WTHD entre as topologias convencionais e 4B1T-S.	66
Tabela 21 – Comparação da THD e WTHD entre as topologias convencionais e 3B1T-S operando com carga não-linear.	66
Tabela 22 – Frequência média de chaveamento das topologias convencional 4B e 5B1T operando com o mesmo THD.	67
Tabela 23 – Comparação das perdas totais nos semicondutores entre as topologias convencional 4B e 5B1T para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.	67
Tabela 24 – Frequência média de chaveamento das topologias convencional e propostas de quatro braços operando com a mesma THD.	68
Tabela 25 – Comparação das perdas dos semicondutores entre as topologias convencional e propostas de quatro braços para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.	68
Tabela 26 – Comparação das perdas totais nos semicondutores entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando sem distúrbios (operação 2:1).	69
Tabela 27 – Comparação das perdas totais nos semicondutores entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando com uma queda de tensão de 10% na fonte de alimentação (operação 2:1).	69
Tabela 28 – Comparação das perdas nos semicondutores entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando com uma sobretensão de 10% na fonte de alimentação (operação 2:1).	69

Tabela 29 – Frequência média de comutação das topologias convencionais e 3BIT-S operando com o mesmo cenário (WTHD) (operação 1:1).	70
Tabela 30 – Comparação das perdas totais nos semicondutores entre as topologias convencionais e 3BIT-S (operação 1:1).	71
Tabela 31 – Parâmetros de simulação.	73
Tabela 32 – Frequência média de chaveamento.	79
Tabela 33 – Parâmetros experimentais para as topologias de quatro braços.	84
Tabela 34 – Parâmetros experimentais para as topologias de três braços.	87
Tabela 35 – Vetores de tensão em função das combinações de chaveamento para a topologia 5B-D.	97
Tabela 36 – Valor máximo de V_g em função de N para a topologia 5B-D.	98
Tabela 37 – Parâmetros de simulação.	100
Tabela 38 – Comparação da WTHD entre as topologias convencional 4B e 5B-D.	101
Tabela 39 – Comparação THD entre as topologias convencional 4B e 5B-D operando com uma carga não-linear.	101
Tabela 40 – Comparação das perdas totais de semicondutores entre as topologias convencional e 5B-D, análise feita para cada um dos braços, unidade em W.	102
Tabela 41 – Parâmetros experimentais para a topologia 5B-D.	105
Tabela 42 – WTHD e THD experimental da topologia 5B-D operando com uma carga não-linear.	105
Tabela 43 – Vetores de tensão instantâneos como uma função dos estados binários das chaves para o caso 5.	111
Tabela 44 – Sequência de aplicação dos vetores de tensão para cada setor no caso 5.	112
Tabela 45 – Parâmetros de simulação para todos os casos do FAP universal proposto.	116
Tabela 46 – Comparação de THD entre todos os casos do FAP universal proposto.	116
Tabela 47 – Comparação de WTHD entre os casos do FAP universal proposto.	116
Tabela 48 – Comparação total de perdas entre os casos do FAP universal proposto.	117
Tabela 49 – Vetores de tensão em função de estados binários das chaves de potência para um setor da topologia proposta.	128
Tabela 50 – Sequência de aplicação dos vetores de tensão para cada setor.	129
Tabela 51 – Comparação de WTHD entre a topologia o capítulo anterior e a topologia proposta.	133
Tabela 52 – Comparação de WTHD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com uma queda de tensão de 20%.	133

Tabela 53 – Comparação de WTHD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com um aumento de tensão de 30%.	134
Tabela 54 – Comparação de THD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta.	134
Tabela 55 – Comparação de THD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com uma queda de tensão de 20%.	134
Tabela 56 – Comparação de THD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com um aumento de tensão de 30%.	134
Tabela 57 – Comparação das perdas totais de semicondutores entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta.	135
Tabela 58 – Comparação de perdas de semicondutores totais entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com uma queda de tensão de 20%.	135
Tabela 59 – Comparação de perdas de semicondutores totais entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com um aumento de tensão de 30%.	135
Tabela 60 – Parâmetros de simulação.	136
Tabela 61 – Parâmetros experimentais.	138
Tabela 62 – Vetores de tensão instantâneos em função dos estados binários das chaves de potência para a topologia 4B2T operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$	150
Tabela 63 – Vetores de tensão instantâneos em função dos estados binários das chaves de potência para a topologia 5B2T operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$	151
Tabela 64 – Vetores de tensão em função dos estados binários das chaves de potência na topologia 5B1T operando com $N = 1/2$ e $N = 1/3$	152
Tabela 65 – Vetores de tensão instantâneos em função dos estados das chaves de potência nas topologias 4B1T-H e 4B1T-B.	153
Tabela 66 – Vetores de tensão em função do estado binário das chaves de potência para as topologias propostas de três braços.	153
Tabela 67 – Vetores de tensão em função de estados binários das chaves de potência da topologia 3B1T-S.	154

Lista de abreviaturas e siglas

3B	Três braços.
3B1T-P	Três braços, um transformador e conexão paralela.
3B1T-S	Três braços, um transformador e conexão com o braço <i>s</i> .
3B1T-SH	Três braços, um transformador e conexão com os braços <i>s</i> e <i>h</i> .
4B	Quatro braços.
4B1T-B	Quatro braços, um transformador e conexão com o braço <i>b</i> .
4B1T-H	Quatro braços, um transformador e conexão com o braço <i>h</i> .
4B2T	Quatro braços e dois transformadores.
5B1T	Cinco braços e um transformador.
5B2T	Cinco braços e dois transformadores.
5B-D	Cinco braços e um braço com diodo.
6B2T	Seis braços e dois transformadores.
7B2T	Sete braços e dois transformadores.
CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
CSI	Inversor fonte de corrente (<i>Current Source Inverter</i>).
DSP	Processador Digital de Sinal (<i>Digital Signal Processor</i>).
FAP	Filtro Ativo de Potência.
IGBT	<i>Insulated-gate bipolar transistor</i> .
PI	Proporcional Integral.
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> .
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>).

SV-PWM	(<i>Space-Vector Pulse Width Modulation</i>).
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>).
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i> .
UPS	Fonte de energia ininterrupta (<i>Uninterruptible Power Supply</i>).
VSI	Inversor fonte de tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>).
WTHD	Distorção Harmônica Total Ponderada (<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>).

Lista de símbolos

$*$	no sistema de controle, trata-se de uma variável de referência.
α	ângulo entre as tensões do lado da rede e do lado da carga.
ω	frequência angular.
θ_{e_g}	ângulo da tensão na rede.
θ_{v_g}	ângulo da tensão no lado da rede.
a_1	amplitude da tensão fundamental.
a_h	amplitude do h^{th} harmônico.
e_g	tensão na rede para sistema monofásico.
f_{p_l}	fator de potência da carga (indutivo).
f_s	frequência de chaveamento.
h^{th}	harmônico.
I_g^*	referência da amplitude da corrente na rede.
i_g^*	corrente de referência na rede.
i_g	corrente na rede para sistema monofásico.
i_h	corrente no braço compartilhado h para sistema monofásico.
i_l	corrente na carga para sistema monofásico.
Im	eixo imaginário.
j	operador complexo.
K	setor formado por três vetores.
k	índice.
l_g	valor do indutor na linha e/ou da fonte.
N	relação des esperiras do transformador.

N_g	relação des esperiras do transformador no lado da rede.
N_l	relação des esperiras do transformador no lado da carga.
p	derivada (d/dt).
P_{cd}	perdas por condução.
P_{sw}	perdas por chaveamento.
P_t	perdas totais.
q_a	chave de potência superior braço a .
\bar{q}_a	chave de potência inferior do braço a .
q_b	chave de potência superior braço b .
\bar{q}_b	chave de potência inferior do braço b .
q_c	chave de potência superior braço c .
\bar{q}_c	chave de potência inferior do braço c .
q_d	chave de potência superior braço d .
\bar{q}_d	chave de potência inferior do braço d .
q_e	chave de potência superior braço e .
\bar{q}_e	chave de potência inferior do braço e .
q_f	chave de potência superior braço f .
\bar{q}_f	chave de potência inferior do braço f .
q_h	chave de potência superior braço h .
\bar{q}_h	chave de potência inferior do braço h .
q_k	chaves de potência superiores do conversor.
\bar{q}_k	chaves de potência inferiores do conversor.
Re	eixo real.
R_c	bloco controlador responsável por definir a corrente de referência.

R_g	bloco controlador responsável por definir a tensão de referência no lado da rede.
r_g	resistência interna na linha e/ou da fonte.
S_l	potência aparente da carga.
S_{yn-g}	bloco de controle que fornece o ângulo na rede.
S_{yn-l}	bloco de controle que fornece o ângulo na carga.
T	período da portadora.
t_x	tempo de aplicação do vetor \mathbf{v}_x .
t_y	tempo de aplicação do vetor \mathbf{v}_y .
t_z	tempo de aplicação do vetor \mathbf{v}_z .
\mathbf{v}^*	vetor de referência.
v_c	tensão no barramento.
V_g	amplitude da tensão na rede.
v_g	tensão na rede para sistema monofásico.
$v_g^{\wedge*}$	tensão de referência no lado da rede.
V_l	amplitude da tensão na carga.
v_l	tensão na carga para sistema monofásico.
$v_l^{\wedge*}$	tensão de referência no lado da carga.
\mathbf{v}_n	vetores de tensão.
\mathbf{v}_x	vetor x .
\mathbf{v}_{xg}	vetor x no eixo real.
\mathbf{v}_{xl}	vetor x no eixo imaginário.
\mathbf{v}_y	vetor y .
\mathbf{v}_{yg}	vetor y no eixo real.

\mathbf{v}_{y1}	vetor y no eixo imaginário.
\mathbf{v}_z	vetor z .
\mathbf{v}_{zg}	vetor z no eixo real.
\mathbf{v}_{z1}	vetor z no eixo imaginário.
Z_l	Impedância da carga.

Sumário

1	INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1	APRESENTAÇÃO DO TEMA	1
1.2	OBJETIVOS E MOTIVAÇÃO	2
1.3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	3
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	8
1.5	PRODUÇÃO ACADÊMICA	9
2	FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA UNIVERSAIS MONOFÁSICOS BASEADOS EM CONVERSORES CA/CC/CA UTILIZANDO DOIS TRANSFORMADORES	11
2.1	INTRODUÇÃO	11
2.2	MODELO DO SISTEMA	13
2.3	ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO	17
2.4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	23
2.5	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL	24
2.6	COMPARAÇÃO DAS PERDAS DOS SEMICONDUTORES DO CON- VERSOR	27
2.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	29
2.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	32
2.9	CONCLUSÃO	34
3	FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA UNIVERSAIS MONOFÁSICOS COM CONVERSORES CA/CC/CA UTILIZANDO UM TRANS- FORMADOR	36
3.1	INTRODUÇÃO	36
3.2	EQUAÇÕES DO SISTEMA	39
3.3	ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO	43
3.3.1	PLANO VETORIAL DA TOPOLOGIA 5B1T	43
3.3.2	PLANO VETORIAL DAS TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS	43
3.3.3	PLANO VETORIAL DAS TOPOLOGIAS DE TRÊS BRAÇOS	45
3.4	SINCRONIZAÇÃO	46

3.4.1	COMPORTAMENTO DO VETOR v^* NO PLANO VETORIAL COM A VARIACÃO DE α PARA A TOPOLOGIA 5B1T	46
3.4.2	COMPORTAMENTO DO VETOR v^* NO PLANO VETORIAL COM A VARIACÃO DE α PARA AS TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS	49
3.4.3	COMPORTAMENTO DO VETOR v^* NO PLANO VETORIAL COM A VARIACÃO DE α PARA AS TOPOLOGIAS DE TRÊS BRAÇOS	50
3.5	CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR	53
3.5.1	CLASSIFICAÇÃO DE TENSÃO	53
3.5.1.1	TOPOLOGIA 5B1T	53
3.5.1.2	TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS	53
3.5.2	CLASSIFICAÇÃO DO CONVERSOR	55
3.5.2.1	TOPOLOGIA 5B1T	55
3.5.2.2	TOPOLOGIA DE QUATRO BRAÇOS	56
3.5.3	CLASSIFICAÇÃO DO TRANSFORMADOR	57
3.5.3.1	TOPOLOGIA 5B1T	57
3.5.3.2	TOPOLOGIA DE QUATRO BRAÇOS	57
3.5.4	FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO	59
3.5.4.1	TOPOLOGIA 5B1T	59
3.5.4.2	TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS	59
3.6	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	60
3.7	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL	61
3.7.1	TOPOLOGIA 5B1T	61
3.7.2	TOPOLOGIA DE QUATRO BRAÇOS	62
3.7.3	TOPOLOGIA DE TRÊS BRAÇOS	63
3.7.3.1	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL DA TOPOLOGIA 3B1T-S	65
3.8	PERDAS NOS SEMICONDUTORES	66
3.8.1	TOPOLOGIA 5B1T	66
3.8.2	TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS	67
3.8.3	TOPOLOGIA DE TRÊS BRAÇOS	69
3.8.3.1	TOPOLOGIA 3B1T-S	70
3.9	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	71
3.9.1	TOPOLOGIA 5B1T	71
3.9.2	TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS	73
3.9.3	TOPOLOGIA DE TRÊS BRAÇOS	76
3.9.3.1	TOPOLOGIA 3B1T-S	78

3.10	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	81
3.10.1	TOPOLOGIA 5B1T	81
3.10.2	TOPOLOGIA DE QUATRO BRAÇOS	83
3.10.3	TOPOLOGIA DE TRÊS BRAÇOS	85
3.10.3.1	TOPOLOGIA 3B1T-S	86
3.11	CONCLUSÃO	89
4	FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UNIVERSAL MONOFÁSICO BASEADO EM CONVERSORES CA/CC/CA COM UTILIZAÇÃO DE BRAÇOS COM DIODOS	92
4.1	INTRODUÇÃO	92
4.2	EQUAÇÕES DO SISTEMA	93
4.3	TÉCNICA DE MODULAÇÃO	95
4.4	ESPECIFICAÇÃO DA TENSÃO NO BARRAMENTO	95
4.5	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	96
4.6	ESTRESSE NAS CHAVES DE POTÊNCIA	99
4.7	ANÁLISE COMPARATIVA	100
4.7.1	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL	100
4.7.2	COMPARAÇÃO DE PERDAS NOS SEMICONDUTORES	101
4.8	RESULTADOS	102
4.8.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	103
4.8.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	104
4.9	CONCLUSÃO	106
5	FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UNIVERSAL BASEADO EM CONVERSORES MULTINÍVEIS DE NOVE BRAÇOS	108
5.1	INTRODUÇÃO	108
5.2	MODELO DO SISTEMA	108
5.3	ESTRATÉGIA SV-PWM	110
5.4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	114
5.5	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL	115
5.6	COMPARAÇÃO DE PERDAS NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR	116
5.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	117
5.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	118
5.9	CONCLUSÕES	120

6	FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UNIVERSAL BASEADO EM CON- VERSORES MULTINÍVEIS DE NOVE BRAÇOS COM INTERLI- GAÇÃO DOS TRANSFORMADORES	124
6.1	INTRODUÇÃO	124
6.2	EQUAÇÕES DO SISTEMA	125
6.3	ESTRATÉGIA SV-PWM	127
6.4	CORRENTE DO MODO COMUM	130
6.5	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	132
6.6	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL	132
6.7	PERDAS NOS SEMICONDUTORES	135
6.8	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	136
6.9	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	137
6.10	CONCLUSÃO	137
7	CONCLUSÕES	140
	REFERÊNCIAS	143
	APÊNDICES	149
	APÊNDICE A – TABELAS	150

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 APRESENTAÇÃO DO TEMA

O sistema elétrico está sujeito a perturbações nas tensões e correntes que causam aumento nas perdas do sistema, ocasionando danos e uma operação inadequada a equipamentos conectados à rede elétrica. Essas perturbações, em grande parte, são causadas pelo uso de cargas não-lineares, cargas reativas e distúrbios de tensão, como afundamentos/sobretensões na fonte de alimentação, que interferem na operação adequada do sistema. A fim de melhorar a qualidade da energia em sistemas elétricos de potência, tais perturbações podem ser atenuadas, filtrando-se as componentes harmônicas das tensões e correntes, compensando a potência reativa no sistema e atenuando distúrbios na fonte de alimentação (afundamentos/sobretensões). Vários estudos se concentraram em manter a qualidade da energia elétrica dentro de limites aceitáveis e vários dispositivos foram desenvolvidos e estudados. Os filtros passivos são frequentemente utilizados para atenuar esses distúrbios e constituídos de elementos passivos, tais como indutores e capacitores, além de serem a primeira alternativa utilizada para compensar harmônicas na área da engenharia elétrica [Peng, Su e Farquharson 1999]. O baixo custo de seus componentes e a simplicidade de sua construção são características que os fazem ainda serem empregados atualmente [Peng, Su e Farquharson 1999] e [Pomilio e Deckmann 2006]. Por outro lado, sua utilização pode dar origem à ressonância entre as impedâncias do sistema e os elementos passivos do filtro [Das 2003].

Devido ao estrito requisito de qualidade de potência da carga (cargas sensíveis), a área de condicionamento de potência é um campo de pesquisa muito requisitado em eletrônica de potência [Singh, Al-Haddad e Chandra 1999]. No ano de 1971, o conceito de compensação ativa foi adicionado à literatura [Sasaki e Machida], baseava-se na compensação de harmônicos por meio da compensação do fluxo magnético no núcleo de um transformador. Em 1976, diferentes filtros ativos de potência baseados no inversor fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*) e no inversor fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*) foram propostos [Gyugyi e Strycula 1976]. Para tanto, foram desenvolvidas e utilizadas técnicas de modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*). Os conceitos básicos do filtro ativo de potência foram estabelecidos e consolidados com a publicação do trabalho de [Mohan et al. 1977].

Os filtros ativos de potência (FAPs), comumente conhecidos na literatura como *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC) [Correa et al. 2003, Nasiri e Emadi 2003, Ryoo et al. 2004, Reyes, Espinoza e Sepulveda 2005, Kazemi, Sarlak e Barkhordary 2006, Kolhatkar e Das 2007, Rong et al. 2009, Khadkikar et al. 2011, Rajasree e Premalatha 2011, Kesler e Ozdemir 2011, Munoz et al. 2012, Karanki et al. 2013, Hagh e Sabahi 2016, Xu et al. 2016], são empregados na compensação de distúrbios no sistema elétrico. Sua utilização faz com que a rede enxergue uma carga como se fosse apenas uma resistência, ou ainda com que a carga enxergue a alimentação como uma fonte de tensão ideal. Os FAPs dividem-se em série, paralelo e universal.

O FAP série tem como característica principal a conexão do conversor em série com o sistema por meio do transformador. O FAP série é responsável por compensar distúrbios na fonte de alimentação causados por afundamentos/sobretensões, bem como distorções harmônicas na tensão da rede. O FAP paralelo é conectado em paralelo com a carga, de modo que é possível compensar distorções harmônicas na corrente provenientes de cargas não-lineares. O FAP universal foi introduzido para combinar as características de ambos os FAPs série e paralelo, ou seja, esse filtro é capaz de compensar distúrbios na tensão da rede, como afundamentos/sobretensões ou distorções harmônicas, na corrente e potência reativa. Portanto, o FAP universal é responsável por manter a tensão na carga com valores adequados para sua operação, bem como a corrente que circula na rede.

Na literatura, os conversores monofásicos CA/CC/CA foram extensivamente estudados [Jacobina, Oliveira e Silva 2006, Jacobina et al. 2012, Alaei, Khajehoddin e Xu 2015, Sahraoui et al. 2016, Maia, Jacobina e Carlos 2016, Queiroz et al. 2017, Maia e Jacobina 2017], uma de suas aplicações consiste na compensação de distorções harmônicas devido a cargas não-lineares, bem como de potência reativa provenientes de cargas indutivas, operando dessa forma como um filtro ativo de potência. Essa característica permite utilizar conversores CA/CC/CA com diferentes formas de conexão e assim obter diversas topologias para aplicações como FAP universal.

1.2 OBJETIVOS E MOTIVAÇÃO

Esse trabalho tem como objetivo contribuir com o estudo de filtros ativos de potência universal. Para tal propósito, foram desenvolvidas e estudadas topologias não convencionais de conversores estáticos para aplicações em sistemas monofásicos e trifásicas. Este objetivo é motivado pela busca por alternativas que permitam reduzir distorções harmô-

nicas nas tensões e correntes, visando a redução de perdas nos conversores. Além disso, algumas dessas alternativas buscam a redução de componentes e, conseqüentemente, a redução de tamanho dos FAPs universais.

Nesse contexto, treze topologias de filtros ativos de potência universais são propostas. Entre elas, oito topologias possuem um aumento na quantidade de componentes (IGBTs e transformadores), com intuito de reduzir perdas e distorções, tornando-se capazes de utilizar chaves com frequência de chaveamento menor que a topologia convencional considerada neste trabalho. Uma topologia possui a mesma quantidade de componentes em relação a topologia convencional, porém com um melhor desempenho em termo de distorções harmônicas e perdas nos semicondutores. Por fim, quatro topologias apresentam redução de componentes (duas chaves controladas a menos) quando comparadas com a topologia convencional.

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A fim de proporcionar a compensação de potência reativa e harmônicos com uma maior confiabilidade, vários dispositivos de filtros ativos de potência [Sasaki e Machida, Gyugyi e Strycula 1976, Mohan et al. 1977, Akagi 1996, Singh, Al-Haddad e Chandra 1999, Fukuda e Yoda 2001, Ribeiro, Azevedo e Sousa 2012, Huang et al. 2013, Chunhu et al. 2014, Habibullin et al. 2014, Marcu et al. 2014] e filtros híbridos [Lamich et al. 2008, Tian, Chen e Xie 2012, Ramlan et al. 2014, Lee et al. 2015, Djeghloud et al. 2014] foram apresentados na literatura técnica. O filtro ativo série [Djeghloud et al. 2014, Jacobina et al. 2008, Ribeiro e Barbi 2006], como o próprio nome diz, é conectado em série com a fonte de alimentação [Fig. 1(a)], na maioria das vezes por meio de um transformador de isolamento. Esse filtro compensa harmônicos na tensão da rede, assim como afundamentos/sobretensões na fonte de alimentação, fazendo com que a carga seja alimentada por uma tensão livre de distúrbios. O filtro ativo paralelo [Jacobs et al. 2004, Komurcugil e Kukrer 2006, Borisov, Ginn e Trzynadlowski 2007, Mannen e Fujita 2014, Yi et al. 2014], como o nome sugere, é conectado em paralelo no sistema [Fig. 1(b)]. Esse filtro é responsável por compensar a parcela reativa além de minimizar os harmônicos da corrente devido a cargas não-lineares, fazendo com que a rede enxergue a carga como sendo resistiva, o que mantém a corrente na rede senoidal. Essa classe de filtros ativos é a mais utilizada na indústria, [Akagi 1996]. O filtro ativo de potência universal (FAP universal) foi introduzido para combinar as características dos filtros ativos de potência série e paralelo [Fig. 1(c)]. Os FAPs universais são constituídos pela combinação desses filtros e desenvolvidos para

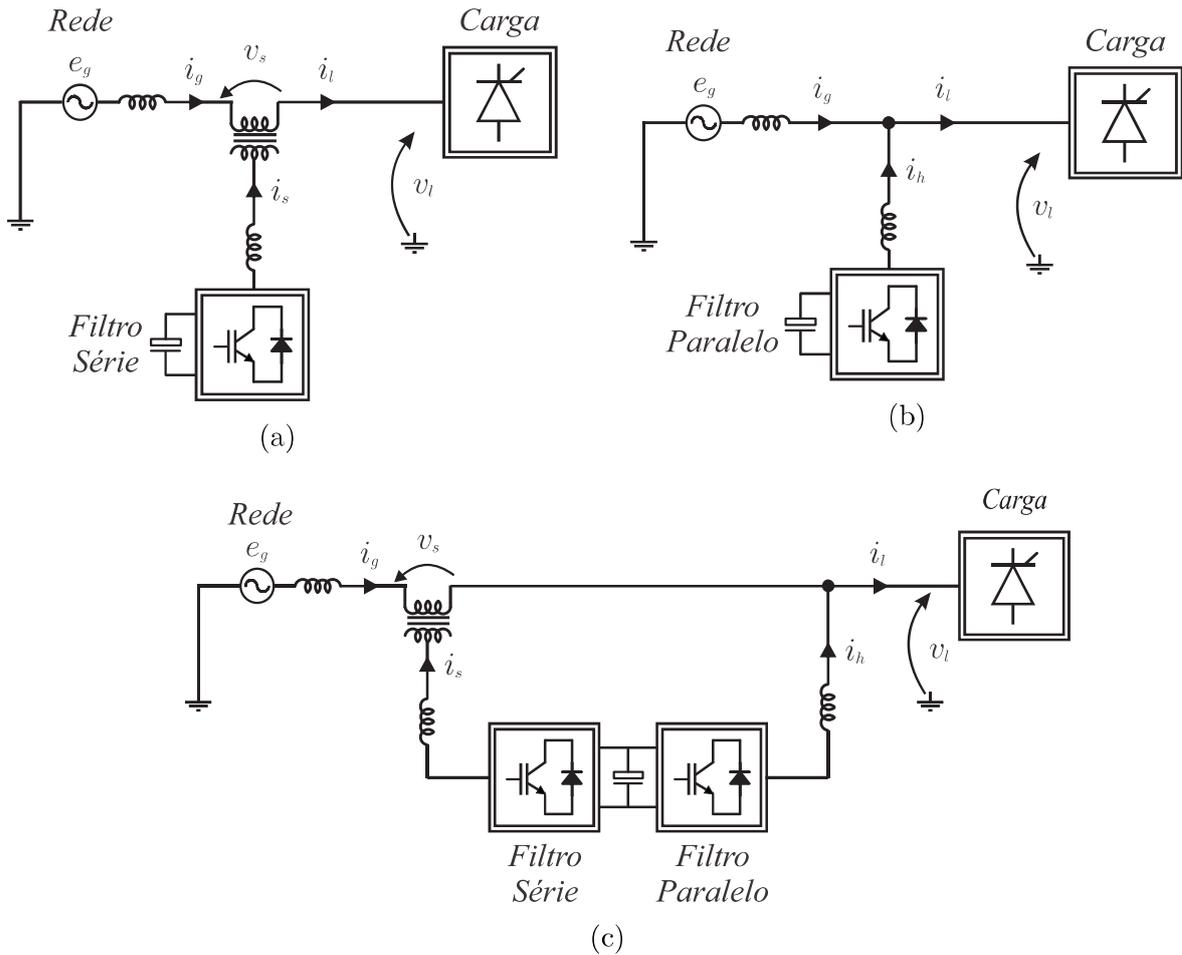


Figura 1 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência. (a) Série. (b) Paralelo. (c) Universal.

reduzir, simultaneamente, os harmônicos da corrente, distúrbios na tensão e compensar a potência reativa [Singh, Al-Haddad e Chandra 1998, Eakburanawat et al. 2004, Bento, Silva e Praga 2008, Bhattacharya, Teshnizi e Parkhideh 2009, Santos et al. 2011, Silva et al. 2011, Santos et al. 2012, Ketzer e Jacobina 2014, Rodrigues et al. 2014]. Na Fig. 2 é ilustrado um FAP universal convencional trifásico com rede isolada para aplicações a três fios utilizando transformadores trifásicos Δ/Y em série.

Os FAPs universais têm obtido cada vez mais destaque em vários estudos, em que são propostas diferentes topologias, novas formas de conexão, diminuição de componentes, além de novas estratégias de controle e PWM. Em [Eakburanawat et al. 2004], discutiu-se a aplicação do FAP universal em sistemas monofásicos, apresentando uma estratégia simples de controle para uma fácil implementação prática. Em [Santos et al. 2011], foi proposta uma configuração de FAP universal monofásico para trifásico em que o sistema consiste de uma alimentação monofásica e uma carga do tipo trifásica. Em [Bhattacharya,

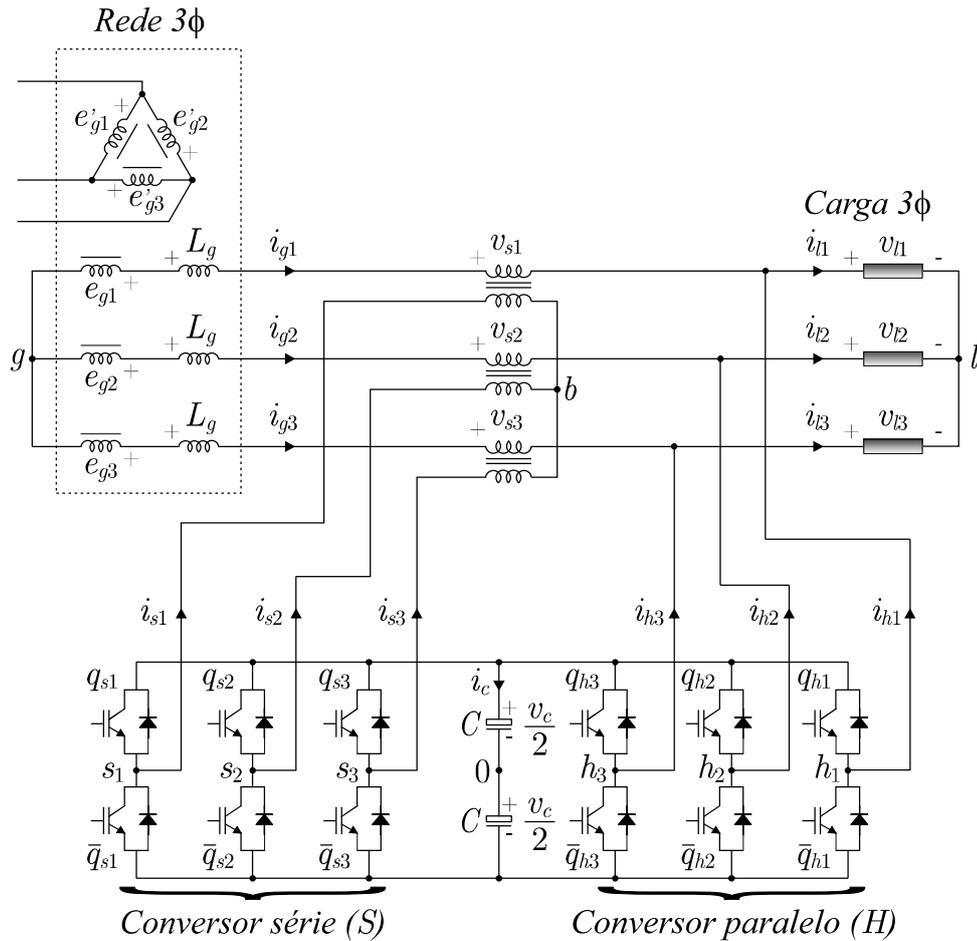


Figura 2 – Filtro ativo de potência universal trifásico convencional.

Teshnizi e Parkhideh 2009], foi abordado o emprego de um controle adaptativo tanto para cargas com harmônicos de corrente quanto para cargas com harmônicos de tensão. Já em [Ketzer e Jacobina 2014] apresentou-se um estudo que utiliza uma abordagem multivariável para síntese e desenvolvimento de um controle desacoplado em um FAP universal com o objetivo de melhorar a eficiência da compensação do filtro, uma vez que é dependente da estratégia de controle implementada. Em [Silva et al. 2011], foi discutida uma combinação de estruturas UPS (*Uninterruptible Power Supply*) aplicado como FAP universal.

Normalmente, o conversor série utiliza transformadores, no entanto o peso, tamanho e custo associados ao transformador o torna muitas vezes indesejável, principalmente em ambientes de escritório e residenciais. Em [Bento, Silva e Praga 2008], foi proposto um FAP universal monofásico com três braços e sem a utilização do transformador encontrado na estrutura monofásica convencional com quatro braços. Além da vantagem da diminuição de um braço do filtro, reduziu-se o tamanho e custo do projeto associados ao transformador. Em [Santos et al. 2012], abordaram-se três topologias de FAP univer-

sal monofásico com número reduzido de componentes, todas compostas por conversores com dois braços e com o transformador sendo conectado ao filtro paralelo e não ao série. Em [Santos et al. 2014] também foi apresentado o estudo do FAP universal para aplicações em sistemas monofásicos com um conversor de quatro braços, sendo dois deles conectados em série ao sistema sem a utilização do transformador. Como pode ser visto, diversas são as aplicações e características que são estudadas na literatura quando se trata do FAP universal, com foco tanto em desempenho quanto redução de componentes.

Outras estruturas de FAPs universais são estudadas além da tradicional, havendo uma grande quantidade de topologias propostas na literatura, tanto monofásica quanto trifásica. Dentre elas, pode-se destacar topologias que não utilizam os transformadores provenientes do filtro série, como pode ser visto nas Figs. 3 e 4, em que o filtro série é conectado diretamente com a rede sem o uso do transformador, contanto que a rede esteja isolada para permitir esse tipo de conexão. Além dessas estruturas, também pode-se destacar topologias que fazem uso de capacitor flutuante (Fig. 5), assim como topologias que utilizam dois filtros séries e um paralelo, como na Fig. 6, que apresenta uma estrutura do tipo série-série-paralela. Estrutura semelhante será estudada nesse trabalho, também fazendo uso de dois filtros série e um paralelo, porém com a utilização da sequência série-paralelo-série.

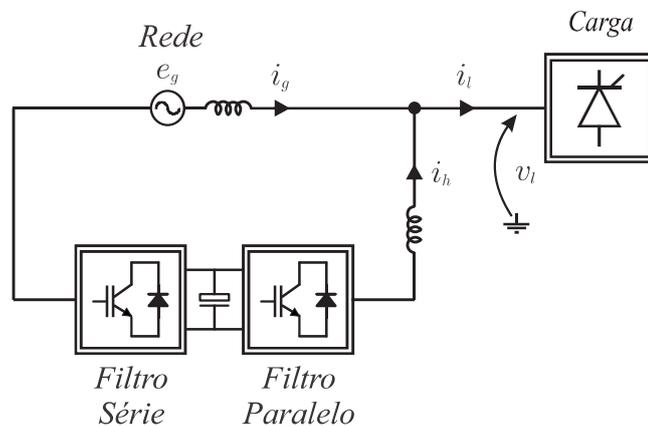


Figura 3 – Esquema ilustrativo do FAP universal sem a utilização de transformador e um único barramento.

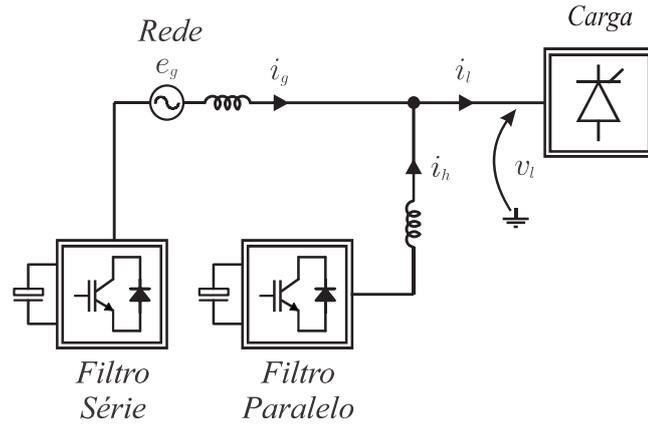


Figura 4 – Esquema ilustrativo do FAP universal sem a utilização de transformador e com capacitor flutuante.

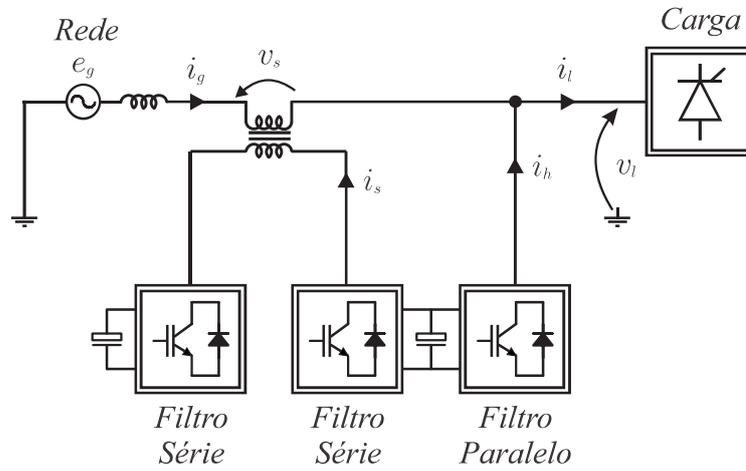


Figura 5 – Esquema ilustrativo do FAP universal com uso de capacitor flutuante.

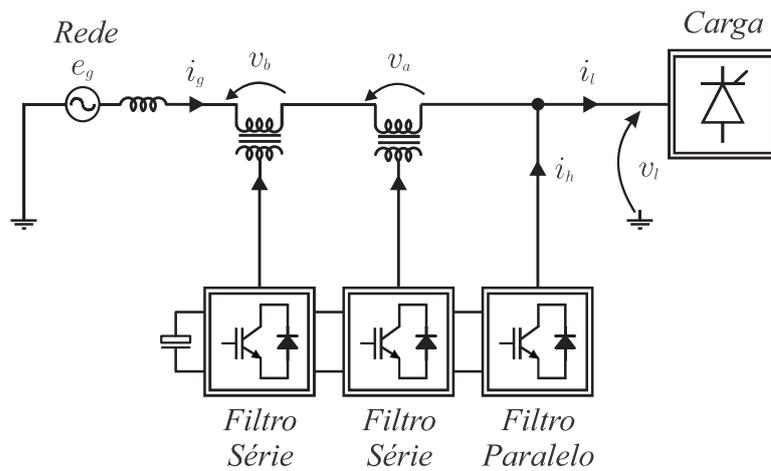


Figura 6 – Esquema ilustrativo do FAP universal para aplicações com dois filtros séries e um paralelo.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esse trabalho está organizado da seguinte forma:

- No Capítulo 2 são apresentadas quatro topologias de FAPs universais baseadas em conversores monofásicos CA/CC/CA com quatro, cinco, seis e sete braços. Essas topologias possuem em comum a utilização de dois transformadores, um conectado no lado da rede e outro conectado no lado da carga, formando estruturas do tipo série-paralelo-série. Serão discutidas as estratégias de modulação por largura de pulso e de controle, serão feitas comparações de distorções harmônicas e perdas entre as estruturas monofásicas e convencional, e por fim serão apresentados resultados de simulações e experimentais para todas as quatro topologias.
- No Capítulo 3 são estudadas seis novas topologias de FAPs universais para aplicações monofásicas utilizando três, quatro e cinco braços com chaves controladas. Neste capítulo, as topologias apresentam em comum a utilização de um único transformador, diferentemente das topologias apresentadas no Capítulo 2. Para auxílio no estudo destas topologias, será discutida a estratégia de controle utilizada, serão feitas comparações de distorções harmônicas e de perdas nos semicondutores entre as topologias propostas e as topologias convencionais de quatro e três braços, assim como serão apresentados os resultados de simulações e experimentais.
- No Capítulo 4 é apresentada uma topologia de FAP universal monofásico com cinco braços e utilizando um único transformador. O diferencial dessa topologia para as apresentadas no Capítulo 3 é a substituição de um dos braços controlados por um braço contendo diodos. Neste capítulo é apresentada a estratégia de controle para esse tipo configuração e serão feitas análises das estruturas por meio de simulações e resultados experimentais.
- Nos Capítulos 5 e 6 são apresentadas duas topologias de FAP universal para aplicações em sistemas trifásicos. As topologias nestes capítulos são equivalentes às estruturas monofásicas apresentadas nos capítulos anteriores e apresentam três conversores trifásicos compartilhando um mesmo barramento, totalizando nove braços. Serão apresentadas as análises de distorções harmônicas e de perdas por meio de simulações, além de resultados experimentais obtidos em laboratório.
- No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais do trabalho.

1.5 PRODUÇÃO ACADÊMICA

Durante o desenvolvimento do trabalho, foram publicados sete artigos no *IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)* e duas publicações em periódico qualis A. As topologias monofásicas utilizando dois transformadores, apresentadas no Capítulo 2, renderam uma publicação em [Rodrigues, Jacobina e Correa 2016]. As topologias monofásicas utilizando um transformador, apresentadas no Capítulo 3, renderam quatro publicações em artigos e uma publicação em revista, em que a topologia de cinco braços foi publicada em [Rodrigues et al. 2017], as topologias utilizando quatro braços foram publicadas em [Rodrigues et al. 2017] e também na revista [Rodrigues et al. 2019], e as topologias de três braços renderam duas publicações em [Rodrigues e Jacobina 2018, Rodrigues e Jacobina 2018]. A topologia de cinco braços utilizando um braço com diodos substituindo duas chaves controladas, apresentada no Capítulo 4, rendeu uma publicação em [Leal Serafim Rodrigues, Brandão Jacobina e de Freitas 2019]. A topologia trifásica de nove braços apresentada no Capítulo 5 rendeu uma publicação em [Rodrigues, Jacobina e Correa 2016]. E por fim, a topologia de nove braços apresentada no Capítulo 6 rendeu uma publicação em [Rodrigues et al. 2019].

- RODRIGUES, P. L. S.; JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R. "Single-phase universal active power filter based on ac/ac converters". Em: 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.
- RODRIGUES, P. L. S. et al. "Single-phase universal active power filter with five-leg ac/dc/ac converter". Em: 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2017. p. 1057–1064.
- RODRIGUES, P. L. S. et al. "Single-phase universal active power filter based on four-leg ac/dc/ac converters". Em: 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2017. p. 2954–2961.
- Rodrigues, P. L. S. et al. "Single-phase universal active power filter based on four-leg ac–dc–ac converters". *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 2, p. 1639–1648, March 2019. ISSN 0093-9994.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B. "Three-leg single-phase universal active power filter". Em: 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2018. p. 3961–3968. ISSN 2329-3748.

-
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B. "Single-phase six-switch universal active power filter". Em: 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2018. p. 3175–3182. ISSN 2329-3748.
 - Leal Serafim Rodrigues, P.; Brandão Jacobina, C.; de Freitas, N. B. "Single-phase universal active power filter based on ac–dc–ac converter with eight controlled switches". IET Power Electronics, v. 12, n. 5, p. 1131–1140, 2019. ISSN 1755-4535.
 - Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B.; Correa, M. B. R. "Multilevel nine-leg converter universal active power filter". Em: 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.
 - Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B.; Costa, A. E. L.; Oliveira, I. A. C. "Universal Active Power Filter Based on Three Three-Leg Converters and a Single DC-link". Em: 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2019.

2 FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA UNIVERSAIS MONOFÁSICOS BASEADOS EM CONVERSORES CA/CC/CA UTILIZANDO DOIS TRANSFORMADORES

2.1 INTRODUÇÃO

Os conversores monofásicos CA/CC/CA são utilizados em várias aplicações [Jacobina, Oliveira e Silva 2006, Jacobina et al. 2012, Alaei, Khajehoddin e Xu 2015, Sahraoui et al. 2016, Maia, Jacobina e Carlos 2016, Queiroz et al. 2017, Maia e Jacobina 2017], dentre elas está a utilização como FAPs [Jacobina, Oliveira e Silva 2006, Queiroz et al. 2017, Maia e Jacobina 2017]. Nesse tipo de aplicação, o conversor CA/CC/CA é conectado ao sistema de forma que compense distúrbios na fonte de alimentação (caso seja conectado em série com a rede), ou ainda de modo que compense distorções harmônicas causadas por cargas não-lineares (caso seja conectado em paralelo com a carga). Neste capítulo, o conversor monofásico de quatro braços (4B), que pode ser visto na Fig. 7, é usado como topologia convencional, essa é uma estrutura bem difundida na literatura para estruturas monofásicas de FAP universal [Khadkikar 2012].

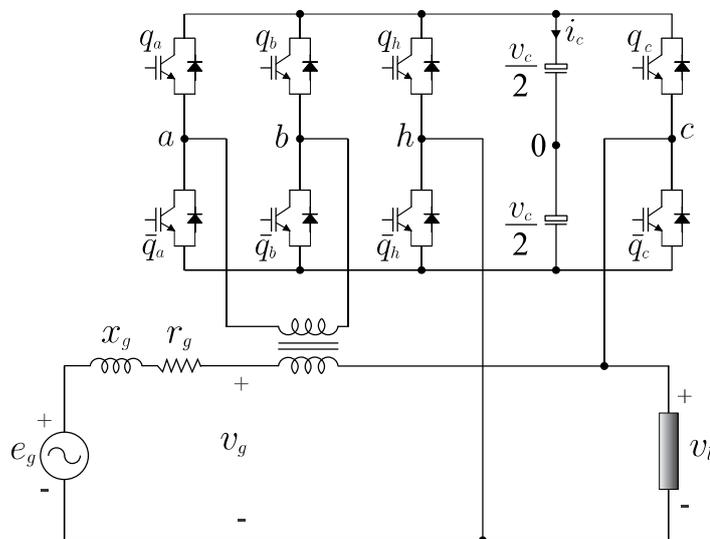


Figura 7 – FAP universal monofásico convencional 4B.

Ao projetar o FAP universal convencional de quatro braços, levou-se em consideração a compensação de afundamentos e sobretensões na fonte de alimentação. Dessa forma, o sistema foi dimensionado para operar dentro de uma determinada margem de compensação de distúrbios na tensão da rede. Devido ao seu diagrama vetorial, para que a topologia convencional 4B possa compensar sobretensões na fonte de alimentação, é necessário aumentar a sua tensão de barramento. Essa solução, embora resolva o problema de compensação de sobretensão na fonte de alimentação, lhe confere a desvantagem de operar a tensão na carga (v_l) com um baixo índice de modulação tanto em operações com distúrbios na rede, quanto para condições adequadas de operação, ou seja, quando o sistema opera sem perturbações ou distúrbios na fonte de alimentação.

Para corrigir esse baixo índice de modulação que a topologia convencional 4B apresenta na tensão da carga v_l , utiliza-se como solução conversores CA/CC/CA conectados ao sistema por meio de dois transformadores, um conectado no lado da carga e outro conectado no lado da rede, permitindo assim que o sistema operasse com multiníveis dependendo da escolha das relações de espiras dos transformadores. A escolha dessas estruturas corrige algumas limitações apresentadas no plano vetorial da estratégia PWM (*Pulse Width Modulation*) da topologia convencional, como será visto e discutido na seção 2.3. Essa correção evita que seja mais necessário o aumento da tensão de barramento do conversor, impedindo a diminuição do índice de modulação da tensão v_l . Além disso, ao acrescentar mais um transformador na estrutura, o sistema passa a operar com uma maior quantidade de níveis simetricamente espaçados, diminuindo as distorções harmônicas quando comparadas com a topologia convencional 4B.

Neste capítulo são apresentadas quatro topologias de FAP universal (Fig. 8) para aplicações em sistemas monofásicos utilizando dois transformadores e um único barramento CC. A primeira topologia proposta contém a mesma quantidade de braços controlados que a topologia convencional 4B, porém apresenta um transformador a mais conectado no lado da carga [Fig. 8(a)]. Ela será nomeada neste trabalho como 4B2T (quatro braços e dois transformadores). A segunda topologia contém cinco braços controlados e dois transformadores [Fig. 8(b)] e será referenciada como 5B2T (cinco braços e dois transformadores). A terceira topologia é composta por seis braços controlados e dois transformadores [Fig. 8(c)], referenciada aqui como 6B2T (seis braços e dois transformadores). E por fim, a quarta topologia apresenta sete braços e dois transformadores em sua estrutura [Fig. 8(d)], referenciada aqui como 7B2T (sete braços e dois transformadores). Em todas as topologias propostas, um dos transformadores é conectado no lado da rede e o

outro no lado da carga, formando estruturas do tipo série-paralelo-série.

Além de compensar os distúrbios na fonte de alimentação, os FAPs universais monofásicas propostos também têm a função de compensar a potência reativa e as perturbações provenientes da corrente de cargas não-lineares. O sistema completo de controle, incluindo as técnicas PWM desenvolvidas, serão apresentados neste capítulo, assim como comparações de distorções harmônicas e perdas nos semicondutores entre as topologias propostas e a convencional 4B. Resultados de simulação foram obtidos e montagens experimentais realizadas em laboratório foram feitas para validação das abordagens teóricas.

2.2 MODELO DO SISTEMA

Para ajudar na análise dos sistemas propostos foram obtidos modelos simplificados das estruturas, em que cada braço do conversor foi substituído por uma fonte de onda quadrada, como pode ser visto na Fig. 9, que consistem em uma rede elétrica que gera a tensão e_g , uma carga elétrica alimentada por uma tensão v_l e o conversor CA/CC/CA monofásico. A Fig. 9(a) corresponde ao modelo da topologia convencional 4B, em que dois braços (a e b) entram em série no sistema por meio do transformador, e dois braços (c e h) são conectados em paralelo com a carga Z_l .

Na Fig. 9(b) é representada a topologia 4B2T. Nessa configuração o braço a entra em série com a carga por meio do transformador conectado em série com a mesma, enquanto o braço b entra em série com a rede por meio do transformador conectado em série com a fonte de alimentação. O braço h é conectado em paralelo, o qual é compartilhado entre o lado da rede e o lado da carga e o braço c é conectado em série com a rede e com a carga por meio de ambos os transformadores, além de ser conectado em paralelo juntamente com o braço h .

A Fig. 9(c) mostra a representação da topologia 5B2T, na qual o braço a é conectado em série com a rede diretamente sem a utilização do transformador e conectado em série no lado da carga por meio do transformador. O braço b é conectado em série diretamente com a carga e conectado em série com a rede por meio do transformador. Os braços c e d são conectados por meio dos transformadores no lado da carga e no lado da rede, respectivamente. Por fim, o braço h é conectado em paralelo.

Na Fig. 9(d) pode-se ver que para a topologia 6B2T, os braços a e b são conectados em série com a rede por meio do transformador, os braços c e d são conectados em paralelo com o sistema e os braços e e f são conectados em série com a carga por meio

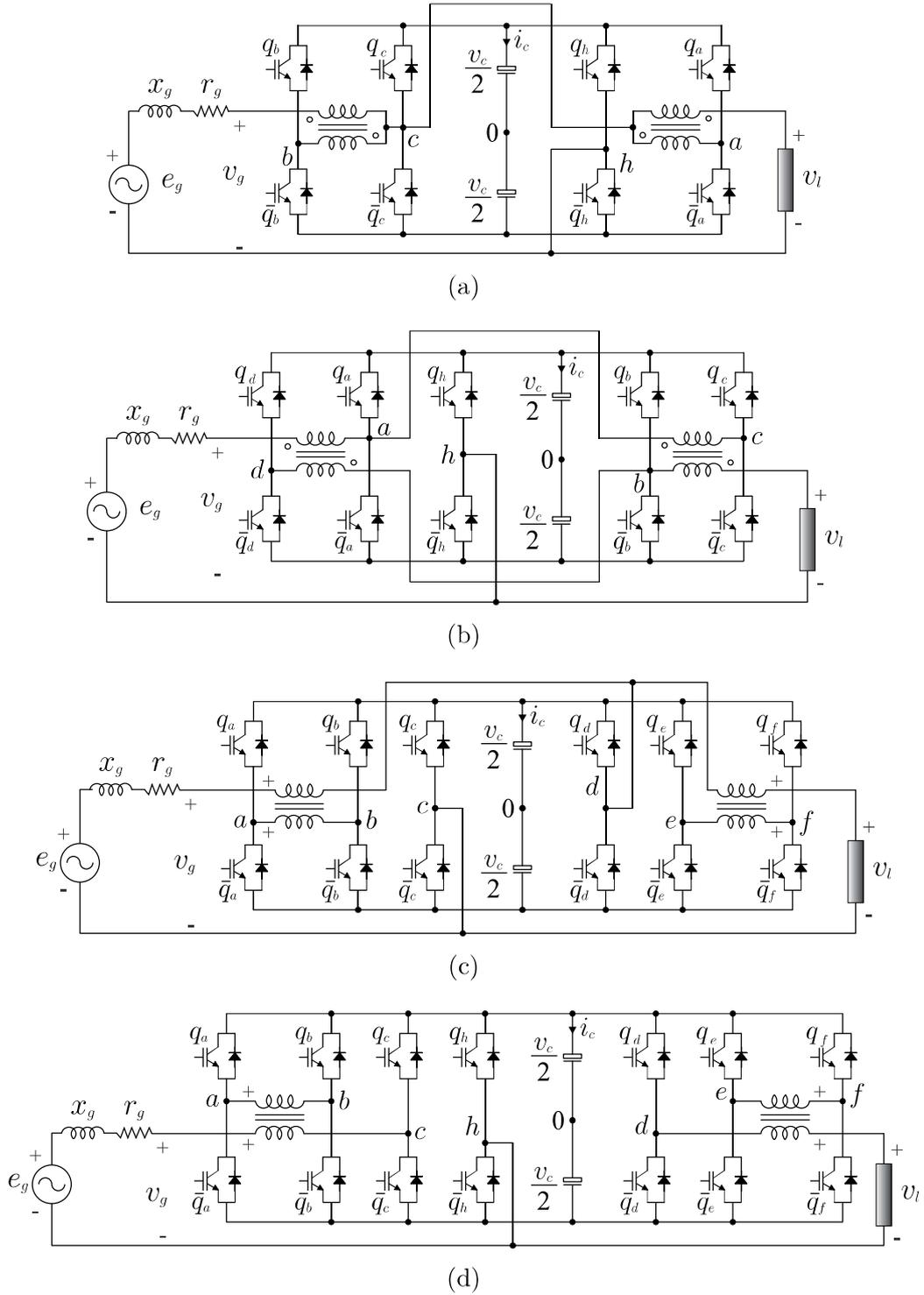


Figura 8 – Topologias dos FAPs universais monofásicos propostos. (a) 4B2T. (b) 5B2T. (c) 6B2T. (d) 7B2T.

do transformador. Por fim, na topologia 7B2T, como apresentado na Fig. 9(e), em que os braços a e b são conectados em série com a rede por meio do transformador, os braços e e f são conectados em série com a carga por meio do transformador, o braço h é conectado em paralelo com o sistema, o braço c é conectado diretamente em série com a rede e o

braço d é conectado diretamente em série com a carga.

Tanto para a topologia convencional 4B quanto para as topologias propostas, a tensão e_g é representada por

$$e_g = (r_g + l_g p)i_g + v_g, \quad (2.1)$$

em que r_g e l_g representam a resistência e a indutância do lado da rede, respectivamente, i_g é a corrente da rede, v_g é a tensão do lado da rede e $p = d/dt$.

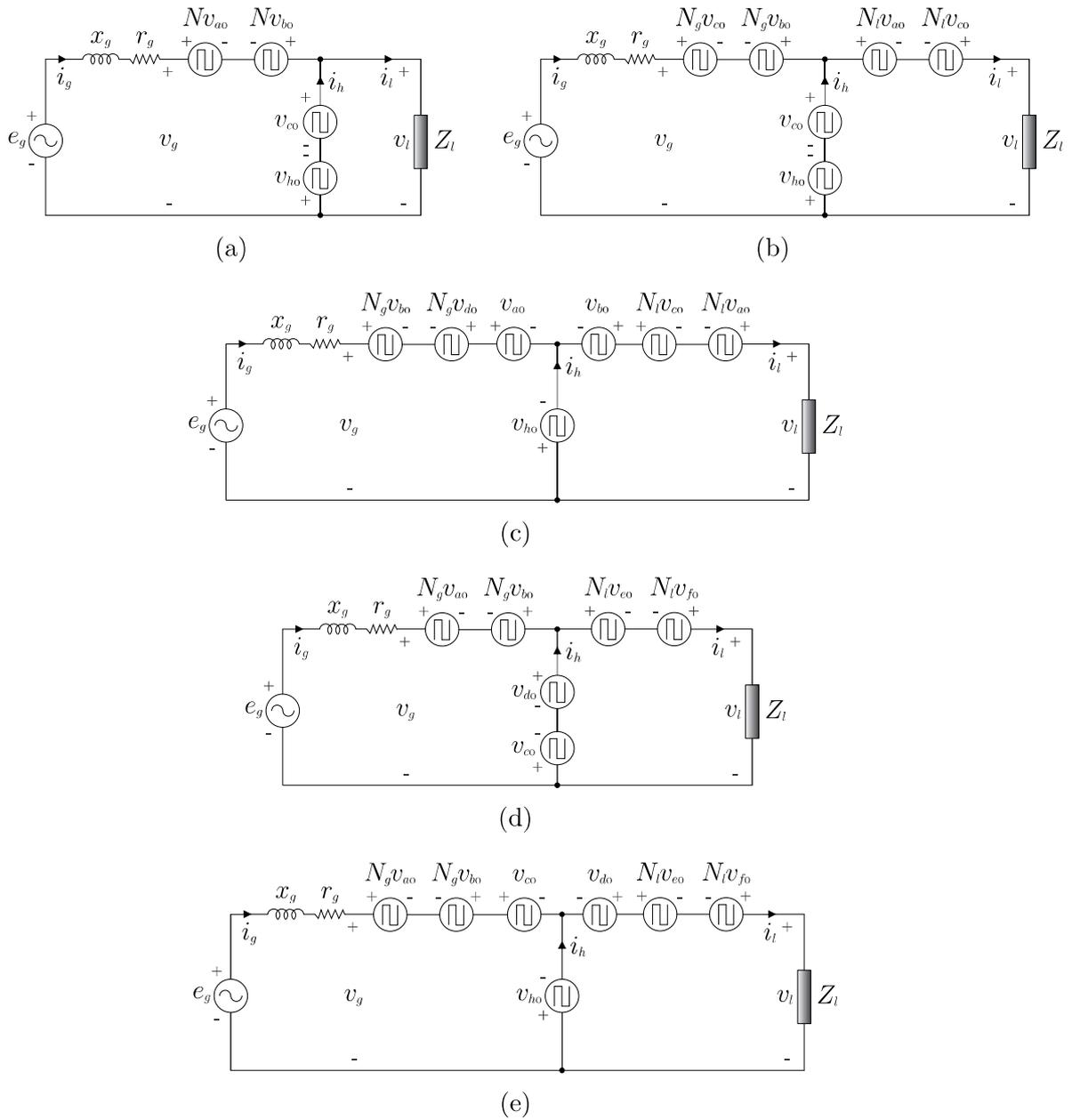


Figura 9 – Circuito equivalente simplificado dos FAPs universais monofásicos. (a) Convencional 4B. (b) Topologia 4B2T. (c) Topologia 5B2T. (d) Topologia 6B2T. (e) Topologia 7B2T.

A corrente i_g , para todas as topologias, pode ser representada por

$$i_g = i_l - i_h, \quad (2.2)$$

em que i_l é a corrente na carga e i_h é a corrente no braço compartilhado h .

A tensão v_g para a topologia convencional 4B é dada por (2.3), enquanto que para as topologias propostas 4B2T, 5B2T, 6B2T e 7B2T é dada por (2.4)-(2.7), respectivamente,

$$v_g = N(v_{a0} - v_{b0}) + v_{c0} - v_{h0}, \quad (2.3)$$

$$v_g = N_g(v_{c0} - v_{b0}) + v_{c0} - v_{h0}, \quad (2.4)$$

$$v_g = N_g(v_{b0} - v_{d0}) + v_{a0} - v_{h0}, \quad (2.5)$$

$$v_g = N_g(v_{a0} - v_{b0}) + v_{d0} - v_{c0}, \quad (2.6)$$

$$v_g = N_g(v_{a0} - v_{b0}) + v_{c0} - v_{h0}, \quad (2.7)$$

a tensão na carga v_l para a topologia convencional 4B é dada por (2.8), enquanto que para as topologias propostas 4B2T, 5B2T, 6B2T e 7B2T é dada por (2.9)-(2.12), respectivamente,

$$v_l = v_{c0} - v_{h0}, \quad (2.8)$$

$$v_l = N_l(v_{c0} - v_{a0}) + v_{c0} - v_{h0}, \quad (2.9)$$

$$v_l = N_l(v_{a0} - v_{c0}) + v_{b0} - v_{h0}, \quad (2.10)$$

$$v_l = N_l(v_{f0} - v_{e0}) + v_{d0} - v_{c0}, \quad (2.11)$$

$$v_l = N_l(v_{f0} - v_{e0}) + v_{d0} - v_{h0}, \quad (2.12)$$

em que v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} , v_{d0} , v_{e0} , v_{f0} e v_{h0} são as tensões de polo dos conversores e representadas por

$$v_{k0} = (2q_k - 1) \frac{v_c}{2}, \quad (2.13)$$

em que v_c é a tensão no barramento CC e $k = a, b, c, d, e, f, g, h$. Para as braços na Fig. 8, q_k e \bar{q}_k são complementares e representam os estados de comutação dos IGBTs superiores e inferiores, respectivamente. Quando $q_k = 1$ a chave está ligada, e quando $q_k = 0$ a chave está desligada. Portanto, dependendo do estado das chaves q_k , as tensões de polo do conversor podem assumir o valor $v_c/2$ se $q_k = 1$ ou $-v_c/2$ se $q_k = 0$.

2.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

O objetivo do comando PWM é impor referências de tensões com valor médio pre-determinado durante um intervalo de comutação T . Para as topologias propostas neste capítulo, foi desenvolvida uma técnica PWM baseada em espaço vetorial (SV-PWM - *space-vector pulse width modulation*) e aplicada a todas as configurações. Na estratégia SV-PWM, as tensões de referência do lado da carga (v_l^*) e do lado da rede (v_g^*) fornecidas pelo controle (será discutido nas próximas seções), podem ser exibidas em planos vetoriais $v_l \times v_g$ (Figs. 10, 11 e 12). Esses planos vetoriais são definidos de tal forma que as tensões v_l^* e v_g^* representam o eixo imaginário (Im) e o eixo real (Re), respectivamente.

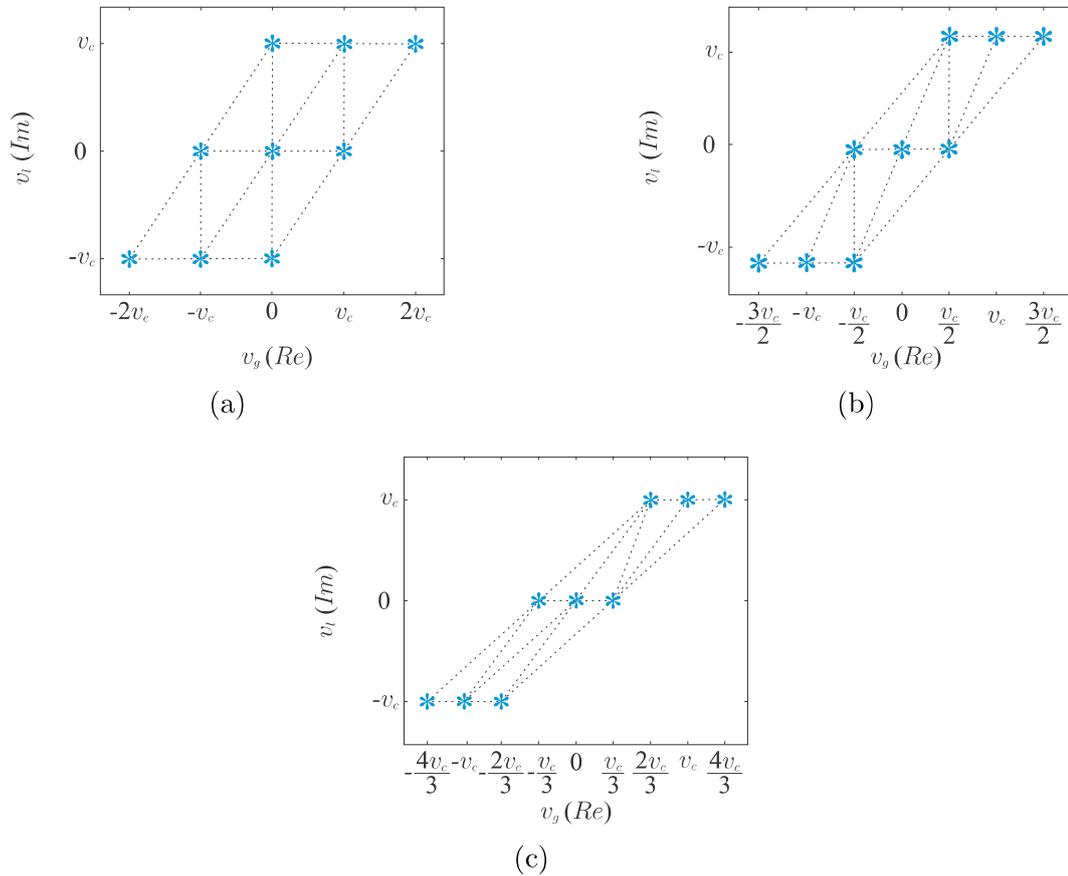


Figura 10 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para a topologia convencional 4B utilizando diferentes relações de espiras do transformador. (a) $N = 1$. (b) $N = 2$. (c) $N = 3$.

Na Fig. 10 será representado os planos vetoriais para a topologia convencional 4B operando com diferentes relações de espiras (N) no transformador. Na Fig. 10(a) é mostrado o diagrama vetorial para a topologia convencional 4B operando com $N = 1$. Como pode ser notado, a topologia apresenta oito triângulos formados pelos vetores de tensão, a ten-

são v_g apresenta cinco níveis simetricamente espaçados, enquanto v_l apresenta três níveis simetricamente espaçados. Na Fig. 10(b) é mostrado o diagrama vetorial para a topologia convencional 4B operando com $N = 2$. Nesse caso, a topologia também apresenta oito triângulos formados pelos vetores de tensão, porém a tensão v_g passa a ter sete níveis, apresentando alguns pulos de níveis, enquanto v_l apresenta três níveis simetricamente espaçados. Na Fig. 10(c) está representado o diagrama vetorial para a topologia convencional 4B operando com $N = 3$. Nesse caso, a topologia novamente apresenta oito regiões formadas pelos vetores de tensão, com a tensão v_g apresentando nove níveis com pulos, enquanto v_l apresenta três níveis simetricamente espaçados.

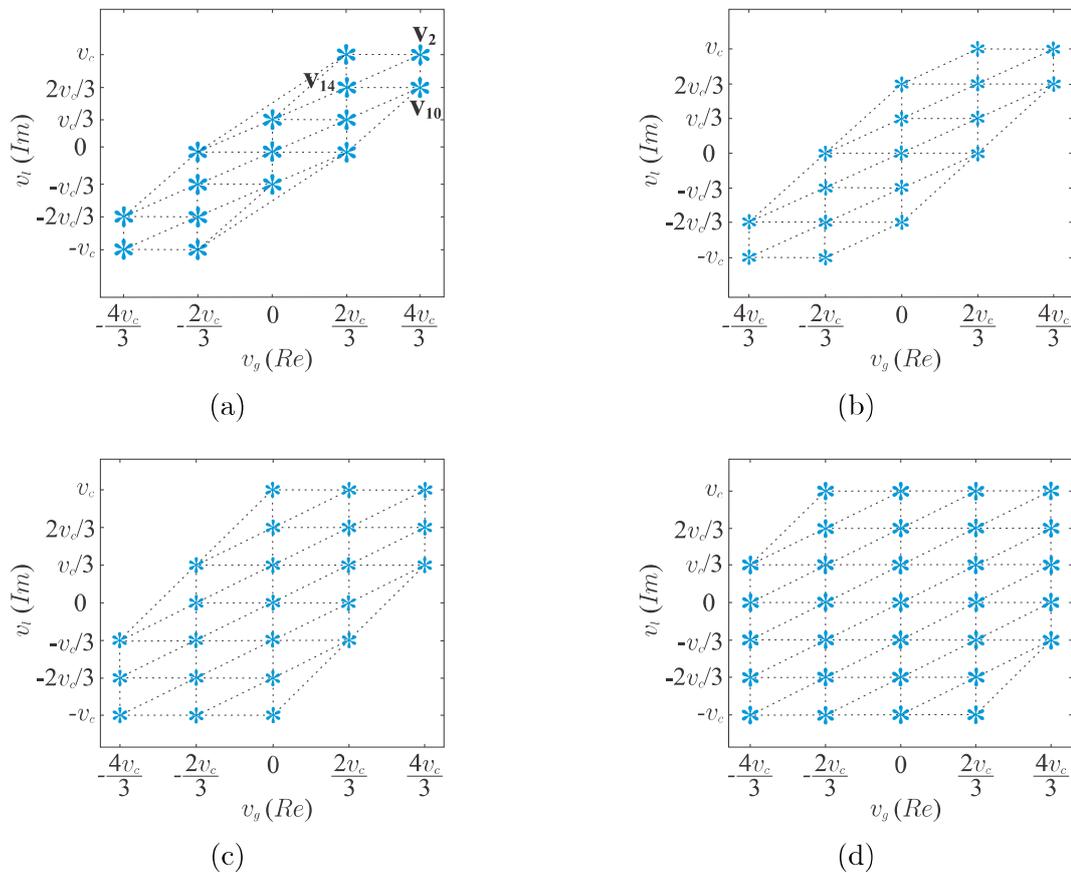


Figura 11 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para as topologias propostas operando com $N_g = 1/2$ e $N_l = 1/2$. (a) 4B2T. (b) 5B2T. (c) 6B2T. (d) 7B2T.

Na Fig. 11 é representado os planos vetoriais para as topologias propostas operando com as relações de espiras do transformador no lado da rede $N_g = 1$ e no lado da carga $N_l = 1/2$. No diagrama vetorial para a topologia 4B2T, como mostrado na Fig. 11(a), pode-se notar que a topologia apresenta vinte triângulos formados pelos vetores de tensão, doze regiões a mais que a topologia convencional 4B. Na Fig. 11(b) é mostrado o diagrama vetorial para a topologia 5B2T. Nesse cenário, a topologia apresenta vinte e dois triângulos

formados pelos vetores de tensão, catorze regiões a mais que a topologia convencional 4B. A Fig. 11(c) representa o diagrama vetorial para a topologia 6B2T. Nessa circunstância, a topologia apresenta trinta e duas regiões formadas pelos vetores de tensão, vinte e quatro a mais que a topologia convencional 4B. A Fig. 11(d) representa o diagrama vetorial para a topologia 7B2T, apresentando quarenta e quatro regiões formadas pelos vetores de tensão, trinta e seis a mais que a topologia convencional 4B. Para todas as topologias propostas v_g apresenta cinco níveis simetricamente espaçados, enquanto v_l apresenta sete níveis simetricamente espaçados.

A Fig. 12 representa os planos vetoriais para as topologias propostas operando com as relações de espiras do transformador no lado da rede $N_g = 1$ e no lado da carga $N_l = 1/3$. A Fig. 12(a) representa o diagrama vetorial para a topologia 4B2T, pode-se notar com essa relação de espiras que a topologia apresenta novamente vinte triângulos formados pelos vetores de tensão, porém dessa vez apresentando pulo de níveis em boa parte das regiões. A Fig. 12(b) é o diagrama vetorial para a topologia 5B2T, nesse caso, a topologia apresenta trinta triângulos formados pelos vetores de tensão, vinte e duas regiões a mais que a topologia convencional 4B e apresentando algumas regiões com pulo de níveis. A Fig. 12(c) representa o diagrama vetorial para a topologia 6B2T, apresentando quarenta regiões formadas pelos vetores de tensão, trinta e duas a mais que a topologia convencional 4B. Por fim, a Fig. 12(d) representa o diagrama vetorial para a topologia 7B2T, apresentando sessenta regiões formadas pelos vetores de tensão, cinquenta e duas a mais que a topologia convencional 4B. Para as topologias 6B2T e 7B2T, v_g apresenta cinco níveis simetricamente espaçados, enquanto v_l apresenta nove níveis simetricamente espaçados.

A tensão de referência sintetizada pelo conversor, dentro de um ciclo de comutação de comprimento T , é representada por $\mathbf{v}^* = v_g^* + jv_l^*$. De acordo com a técnica de espaço vetorial [Holtz 1994], [Broeck e Wyk 1984], o vetor de referência localizado no setor K deve ser sintetizado usando os três vetores mais próximos que definem este setor. Então, para o setor K , o vetor de referência pode ser escrito como

$$\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_x \frac{t_x}{T} + \mathbf{v}_y \frac{t_y}{T} + \mathbf{v}_z \frac{t_z}{T}. \quad (2.14)$$

Decompondo (2.14) nos eixos g e l , são obtidos

$$\mathbf{v}_g^* = \mathbf{v}_{xg} \frac{t_x}{T} + \mathbf{v}_{yg} \frac{t_y}{T} + \mathbf{v}_{zg} \frac{t_z}{T}, \quad (2.15)$$

$$\mathbf{v}_l^* = \mathbf{v}_{xl} \frac{t_x}{T} + \mathbf{v}_{yl} \frac{t_y}{T} + \mathbf{v}_{zl} \frac{t_z}{T}, \quad (2.16)$$

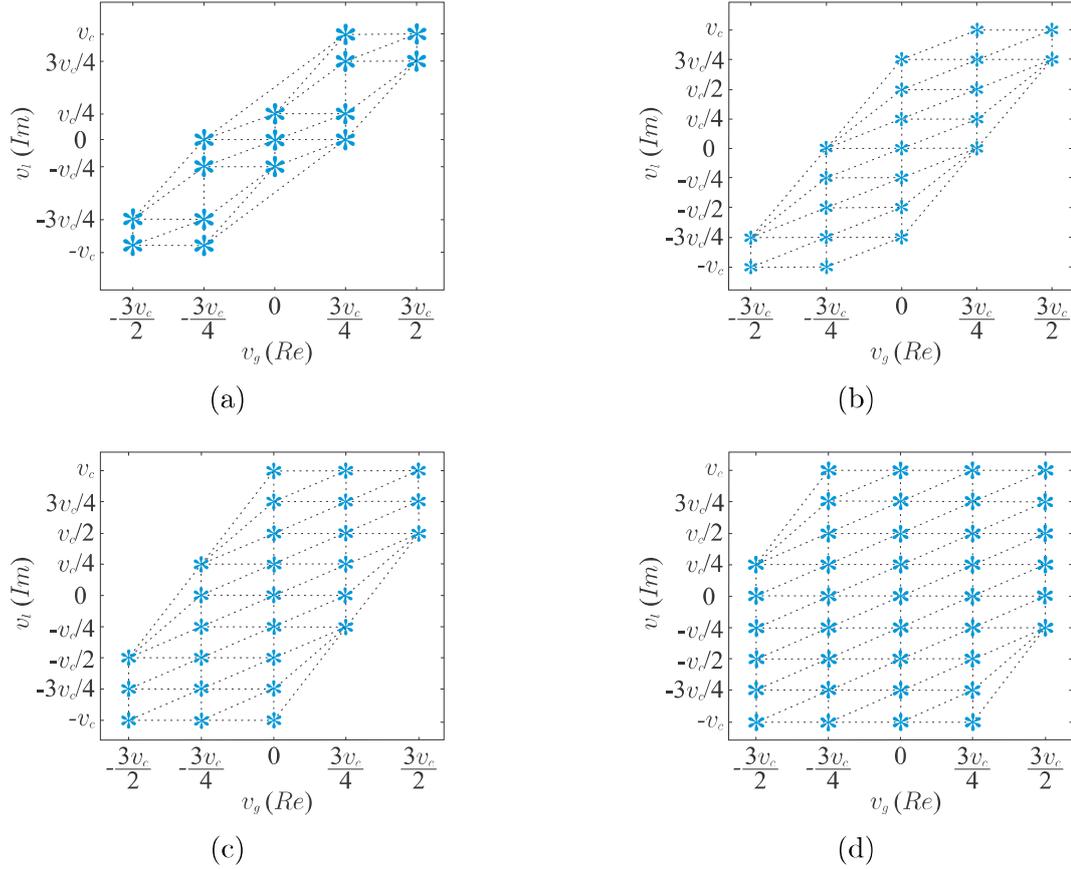


Figura 12 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para as topologias propostas operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/3$. (a) 4B2T. (b) 5B2T. (c) 6B2T. (d) 7B2T.

com os tempos para cada vetor sendo t_x, t_y e t_z e $T = t_x + t_y + t_z$. As tensões v_l e v_g são obtidas determinando o tempo de duração dos vetores de tensão para cada setor.

As topologias propostas são projetadas para compensarem uma sobretensão na rede. Para isso, é necessário estabelecer quanto de sobretensão as estruturas serão capazes de compensar. Portanto, para que as topologias propostas compensem uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação, a relação de espiras dos transformadores devem ser $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$ para o lado da rede e o lado da carga, respectivamente. Neste caso, as topologias propostas operam com diferentes níveis de v_g e v_l simetricamente espaçados, como visto na Fig. 11 e discutido anteriormente. Para as topologias propostas compensarem uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação, a relação de espiras do transformador deve ser $N_g = 1$ e $N_l = 1/3$. Nesse cenário, as topologias propostas 6B2T e 7B2T operam com diferentes níveis de v_g e v_l simetricamente espaçados, como pode ser visto nas Figs. 12(c) e 12(d) e como foi discutido anteriormente.

Para que a topologia convencional opere com diferentes níveis simetricamente espaça-

dos, a relação de espiras do transformador deve ser $N = 1$, entretanto, neste caso, o plano vetorial gerado para essa relação de espiras é otimizado para uma sobretensão de 100% na fonte de alimentação [Fig. 10(a)], em operações normais (sem distúrbios na fonte de alimentação) a tensão v_g apresenta apenas três níveis. Para uma sobretensão de 30% e 50%, para $N = 1$, a topologia convencional opera com baixo índice de modulação na tensão da rede (v_g), pois a tensão da rede pode atingir um valor de até $2v_c$, o que corresponde a um aumento de 100%. Para a relação de espiras do transformador $N = 2$ [Fig. 10(b)], a tensão da rede tem sete níveis com algumas partes contendo pulso de níveis e o plano é otimizado para uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. Para a relação de espiras do transformador $N = 3$ [Fig. 10(c)], a tensão da rede tem nove níveis contendo pulso de níveis e o plano é otimizado para uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação.

Nas Figs. 10, 11 e 12, como explicado anteriormente, cada triângulo corresponde a uma região e cada vértice a um vetor de tensão. Nas Tabelas 62 e 63 estão contidos os vetores de tensão instantâneos como uma função dos estados binários das chaves de potência $[q_a, q_b, q_c, q_d, q_h]$ para as topologias 4B2T e 5B2T operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$. Esses vetores formam os triângulos representados nas Figs. 11(a) e 11(b). Tomando como exemplo o triângulos formados na Fig. 11(a), cujos vértices são os vetores \mathbf{v}_2 , \mathbf{v}_{10} e \mathbf{v}_{14} . O modo de aplicação dos vetores de tensão para esse setor da topologia 4B2T é feita da seguinte forma: quando o vetor de referência \mathbf{v}^* estiver localizado no setor formado pelos vetores \mathbf{v}_2 , \mathbf{v}_{10} e \mathbf{v}_{14} , deve-se usar a sequência $\mathbf{v}_{14} \rightarrow \mathbf{v}_{10} \rightarrow \mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_{10} \rightarrow \mathbf{v}_{14}$. O mesmo é feito com o diagrama das topologias 5B2T, 6B2T e 7B2T operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$ nas Figs. 11(b), 11(c) e 11(d), respectivamente, para as topologias operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/3$ cujos diagramas estão na Fig. 12, e para a topologia convencional com o diagrama da Fig. 10.

Na Fig. 13 pode-se ver as tensões v_g e v_l para as topologias convencional 4B e propostas usando a estratégia SV-PWM discutida. A Fig. 13(a) representa a tensão v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1$. Neste caso, pode-se perceber que a tensão opera com cinco níveis simetricamente espaçados, porém esses níveis apenas são alcançados caso a topologia opere com uma sobretensão de 100% na fonte de alimentação, passando a maior parte do tempo (operação sem distúrbios na fonte de alimentação) operando com um baixo índice de modulação e com apenas três níveis. Na Fig. 13(b) é mostrado v_g para a topologia convencional operando com $N = 1/2$, Como pode ser notado, a tensão opera com sete níveis, porém contendo alguns pulsos devido ao seu diagrama vetorial apresentando com setores com formatos de triângulo escaleno. Para $N = 1/3$ [Fig.

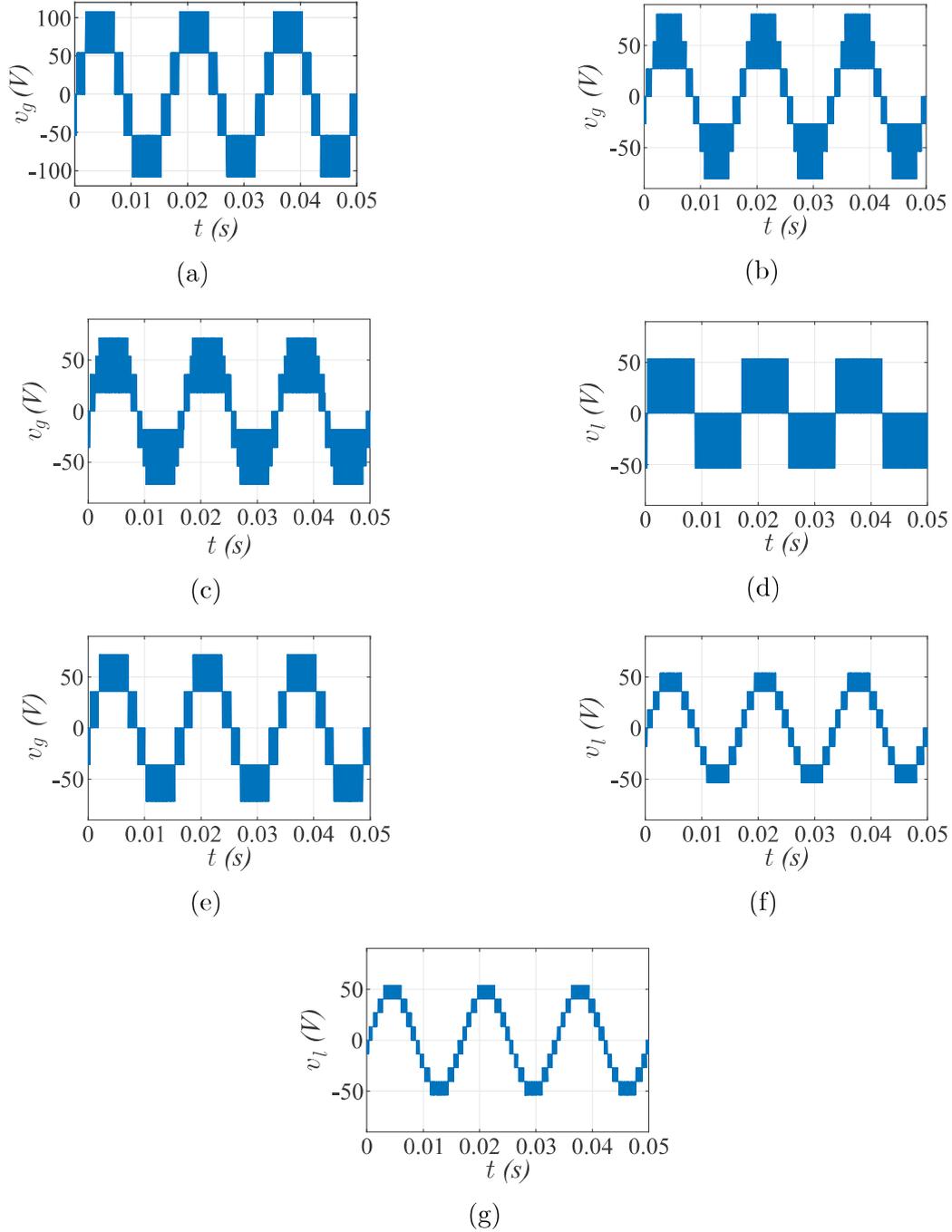


Figura 13 – v_g e v_l para as topologias convencional 4B e propostas. (a) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1$. (b) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$. (c) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/3$. (d) v_l para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$. (e) v_g para as topologias propostas. (f) v_l para as topologias propostas operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$. (g) v_l para as topologias propostas 6B2T e 7B2T operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/3$.

13(c)], v_g passa a operar com nove níveis, porém apresentando também pulsos de níveis em sua forma de onda. Na Fig. 13(d) pode ser observada a forma de onda de v_l para a

topologia convencional 4B independente da relação de espiras do transformador adotada. Percebe-se que a tensão v_l para a topologia convencional 4B apresenta três níveis de tensão simetricamente espaçados entre si. Na Fig. 13(e), a tensão v_g das topologias propostas apresenta cinco níveis simetricamente espaçados entre si para operações com $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$ ou $N_l = 1/3$. Já as Figs. 13(f) e 13(g) apresentam sete e nove níveis simetricamente espaçados para a tensão v_l nas topologias propostas operando com $N_l = 1/2$ e $N_l = 1/3$, respectivamente.

2.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O diagrama de blocos do controle pode ser visto na Fig. 14. A tensão do barramento CC (v_c) é controlada por meio de um controlador PI , cuja saída fornece a amplitude de referência da corrente da rede (I_g^*). Para ter um fator de potência unitário, a corrente de referência instantânea i_g^* deve ser sincronizada com a tensão e_g . Isto é obtido por meio de um PLL (*Phase-Locked Loop*) que indica a fase instantânea de e_g e por meio do bloco $Syn-g$, que gera a corrente i_g^* a partir do ângulo de sincronização θ_{e_g} e da amplitude I_g^* . Desta forma, é compensada a potência reativa e os harmônicos gerados pela carga. O bloco R_g é um controlador de corrente digital [Jacobina, Oliveira e Silva 2006] e [Jacobina et al. 2001] que fornece erro nulo em uma frequência escolhida e é responsável por definir a tensão de referência v_g^* por meio do controle da corrente i_g . O ângulo de saída θ_{v_g} indica a fase instantânea da tensão v_g . O bloco $Syn-l$ gera a tensão de referência v_l^* sincronizada com $\theta_{v_g} + \alpha^*$ em que α^* é o ângulo entre v_g e v_l .

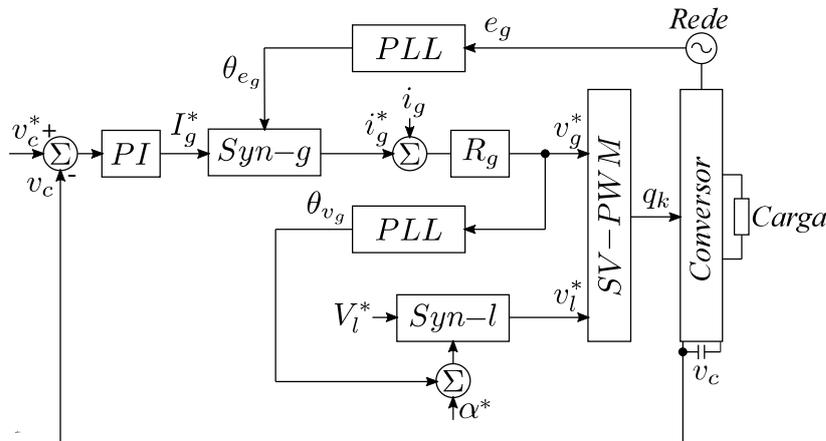


Figura 14 – Diagrama de blocos do controle.

Considerando que $v_g = V_g \cos(\omega t - \theta_{v_g})$ e $v_l = V_l \cos(\omega t - \theta_{v_g} - \alpha)$, a amplitude da tensão alcançará o valor de $V_g \leq \frac{4}{3} v_c$ para o lado da rede e $V_l \leq v_c$ para o lado da carga se o

ângulo α estiver entre $-28,9^\circ \leq \alpha \leq 28,9^\circ$ para 4B2T e 5B2T, $-48,1^\circ \leq \alpha \leq 48,1^\circ$ para 6B2T, $-90^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ para 7B2T, e $-18,5^\circ \leq \alpha \leq 18,5^\circ$ para a convencional 4B ($N = 2$ e uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação). V_g e V_l representam as amplitudes das tensões na rede e na carga, respectivamente.

2.5 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

A análise das distorções harmônicas nas tensões e correntes foi feita por meio de comparações de THD (distorção harmônica total) e WTHD (distorção harmônica total ponderada) entre as topologias convencional 4B e propostas.

Para o cálculo da THD e WTHD, as equações (2.17) e (2.18) foram usadas. Este parâmetros refletem o nível de componentes harmônicos em relação à componente fundamental. Para garantir o bom funcionamento do sistema elétrico é desejável baixo THD e WTHD. Nessas equações, a_1 é a amplitude da fundamental da corrente ou tensão, a_h é a amplitude da harmônica de ordem h e n é o número de harmônicos levados em consideração. Os parâmetros usados para comparar as distorções harmônicas são apresentados na Tabela II.

$$THD(n)\% = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{h=2}^n a_h^2}, \quad (2.17)$$

$$WTHD(n)\% = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{h=2}^n \left(\frac{a_h}{h}\right)^2}, \quad (2.18)$$

Para escolher o melhor caso dentre os apresentados na Fig. 10, a fim da topologia convencional 4B compensar uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação, foi realizada uma comparação entre os THDs da corrente e os WTHDs da tensão para a topologia operando com as três relações de espiras do transformador ($N = 1$, $N = 2$ e $N = 3$) e com uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação. Para a topologia convencional operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação, os resultados de THD e WTHD podem ser vistos na Tabela 1. Para este caso, a topologia operando com uma relação de espiras $N = 2$ obteve menores distorções harmônicas na corrente da rede e na tensão v_g . Analisando a Tabela 2, correspondente a uma operação com sobretensão de 50% na fonte de alimentação, a topologia convencional operando com relação de espiras $N = 2$ obteve novamente menores resultados de THD e WTHD quando comparada às operações com $N = 1$ e $N = 3$.

Tabela 1 – Comparação de THD da topologia convencional operando com uma sobretenção de 30% na fonte de alimentação e diferentes relações de espiras.

Relação de espiras	THD i_g	THD i_l	WTHD v_g	WTHD v_l
$N = 1$	3,40%	0,56%	0,39%	0,42%
$N = 2$	1,81%	0,56%	0,23%	0,42%
$N = 3$	1,97%	0,56%	0,24%	0,42%

Tabela 2 – Comparação de THD da topologia convencional operando com uma sobretenção de 50% na fonte de alimentação e diferentes relações de espiras.

Relação de espiras	THD i_g	THD i_l	WTHD v_g	WTHD v_l
$N = 1$	3,28%	0,56%	0,36%	0,42%
$N = 2$	1,62%	0,56%	0,20%	0,42%
$N = 3$	2,50%	0,70%	0,31%	0,53%

Após escolher o melhor caso ($N = 2$) para a topologia convencional operando com uma sobretenção de 30% e 50%, foram feitas comparações com as topologias propostas também operando com esses distúrbios na fonte de alimentação. Para isto, tanto a topologia convencional quanto as topologias propostas operaram sob as mesmas condições e mesmos parâmetros (Tabela 9). Além disso, para esses resultados, a frequência de chaveamento (f_s) foi fixada em 10020 Hz .

Nas Tabelas 3 e 4 são apresentadas a comparação de WTHD e THD entre as topologias convencional e propostas operando com uma sobretenção de 30% na fonte de alimentação. Analisando a Tabela 3, pode-se notar que todas as topologias propostas operam com um menor WTHD tanto para a tensão v_g quanto para v_l . Isso ocorre porque se obtém uma melhoria na forma de onda dessas tensões. A tensão v_g que na topologia convencional apresentava sete níveis contendo trechos com pulso de níveis e operando com baixo índice de modulação, passou a ter cinco níveis nas topologias propostas, porém simetricamente espaçados, isso fez com que o WTHD de v_g das topologias propostas ficassem próximos ao da topologia convencional, ainda assim apresentando uma redução próxima a 4,35%. A tensão v_l que na topologia convencional apresentava três níveis simetricamente espaçados, passou a ter sete níveis simetricamente espaçados nas topologias propostas, fazendo com que o WTHD de v_l reduzisse em 61,90%. A mesma análise pode ser feita ao verificar a Tabela 4, em que as topologias propostas apresentaram reduções no THD das correntes i_g e i_l . É importante notar que, mesmo com o aumento do número de chaves das topologias

propostas (quatro, cinco, seis e sete chaves), o WTHD das tensões e o THD das correntes mantiveram-se os mesmos para essas configurações, devido à característica própria do diagrama vetorial dessas topologias (Fig. 11), em que todos apresentam um mesmo intervalo de níveis para a tensão v_g ($-4v_c/3, -2v_c/3, 0, 2v_c/3, 4v_c/3$) e para a tensão v_l ($-v_c, -2v_c/3, -v_c/3, 0, v_c/3, 2v_c/3, v_c$). A diferença entre os diagramas vetoriais das topologias propostas se dá apenas na diferença de fase permitida entre as tensões v_g e v_l , à medida que se aumenta a quantidade de chaves essa diferença de fase aumenta.

Tabela 3 – Comparação de WTHD entre as topologias convencional e propostas operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação.

FAP universal	WTHD v_g	WTHD v_l
Convencional	0, 23%	0, 42%
4B2T	0, 22%	0, 16%
5B2T	0, 22%	0, 16%
6B2T	0, 22%	0, 16%
7B2T	0, 22%	0, 16%

Tabela 4 – Comparação de THD entre as topologias convencional e propostas operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação.

FAP universal	THD i_g	THD i_l
Convencional	1, 81%	30, 27%
4B2T	1, 77%	29, 38%
5B2T	1, 77%	29, 38%
6B2T	1, 77%	29, 38%
7B2T	1, 77%	29, 38%

Para o estudo das topologias propostas operando com $N_l = 1/3$, apenas os diagramas das topologias 6B2T [Fig. 12(c)] e 7B2T [Fig. 12(d)] não apresentaram pulso de níveis na tensão v_g . Portanto, para o estudo de compensação de uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação, foram analisadas apenas essas topologias sendo comparadas com a convencional 4B. Nas Tabelas 5 e 6 são apresentadas a comparação de WTHD e THD entre as topologias convencional e propostas 6B2T e 7B2T operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. Analisando a Tabela 5, as topologias 6B2T e 7B2T operam com WTHD de v_g 10% maior que a topologia convencional 4B, pois apesar de terem cinco níveis simetricamente espaçados para a tensão v_g , a topologia convencional apresenta sete níveis com pulsos em alguns trechos. Porém, diferente da operação com sobretensão de 30%, aqui a topologia convencional não opera com um baixo índice de

modulação. O WTHD de v_l teve uma redução de 71,43% para as topologias 6B2T e 7B2T, pois diferente da topologia convencional que apresenta apenas três níveis simetricamente espaçados, as topologias propostas apresentaram nove níveis simetricamente espaçados para uma configuração com $N_l = 1/3$. A mesma análise pode ser feita ao verificar a Tabela 6, em que as topologias propostas apresentaram redução apenas no THD da corrente i_l . Novamente, mesmo com o aumento do número de chaves das topologias propostas (seis e sete chaves), o WTHD das tensões e o THD das correntes mantiveram-se os mesmos, devido ao mesmo motivo apresentado anteriormente, o diagrama vetorial dessas topologias [Figs. 11(c) e 11(d)] apresentam um mesmo intervalo de níveis para a tensão v_g ($-3v_c/2, -3v_c/4, 0, 3v_c/4, 3v_c/2$) e para a tensão v_l ($-v_c, -3v_c/4, -v_c/2, -v_c/4, 0, v_c/4, v_c/2, 3v_c/4, v_c$).

Tabela 5 – Comparação de WTHD entre as topologias convencional e propostas 6B2T e 7B2T operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação e $N_l = 1/3$.

FAP universal	WTHD v_g	WTHD v_l
Convencional	0,20%	0,42%
6B2T	0,22%	0,12%
7B2T	0,22%	0,12%

Tabela 6 – Comparação de THD entre as topologias convencional e propostas 6B2T e 7B2T operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação e $N_l = 1/3$.

FAP universal	THD i_g	THD i_l
Convencional	1,62%	30,24%
6B2T	1,77%	29,16%
7B2T	1,77%	29,16%

2.6 COMPARAÇÃO DAS PERDAS DOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR

A estimativa de perdas de semicondutores foi realizada a partir do modelo de regressão, que foi obtido por testes experimentais, conforme apresentado em [Cavalcanti et al. 2003] e [Dias et al. 2009]. Nos testes experimentais, são usados chaves IGBTs da SEMIKRON. O modelo de perda de comutação inclui: perda do IGBT e de condução do diodo, perda de

ativação do IGBT, perdas de desligamento do IGBT e energia de desligamento do diodo. A comparação entre a topologia convencional e as topologias propostas foi feita com as configurações operando sob as mesmas condições e parâmetros (Tabela 9).

Na Tabela 7 é apresentada a comparação de perdas nos semicondutores para as topologias convencional 4B e propostas com a mesma média de WHTD (0,19%) para uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação. Para tanto, foi reduzida a frequência de chaveamento das topologias propostas. Pode-se observar que as chaves de potência das topologias propostas, quando comparadas com as convencionais, apresentaram reduções nas perdas próximas a 31,48% para a topologia 4B2T, 27,68% para a topologia 5B2T, 17,67% para a topologia 6B2T e 13,16% para a topologia 7B2T. Essa redução é devido às perdas por chaveamento serem menores nas topologias propostas, as perdas por condução foram maiores nessas topologias.

Na Tabela 8 está resumida a comparação de perdas nos semicondutores para as topologias convencional 4B e propostas 6B2T e 7B2T operando com a mesma média de WHTD (0,19%) para uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. Pode-se observar que as chaves de potência das topologias propostas, comparando com a convencional, apresentam reduções de perdas próximas a 11,39% para a topologia 6B2T e 10,45% para a topologia 7B2T.

Tabela 7 – Comparação das perdas totais dos semicondutores entre as topologias convencional 4B e propostas para uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação.

Topologia	Perdas de chaveamento (W)	Perdas de condução (W)	Perdas totais (W)
Convencional	10,45	9,53	19,98
4B2T	2,17	11,52	13,69
5B2T	1,92	12,53	14,45
6B2T	2,27	14,18	16,45
7B2T	1,73	15,62	17,35

Tabela 8 – Comparação das perdas totais dos semicondutores entre as topologias convencional 4B e propostas 6B2T e 7B2T para uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação.

Topologia	Perdas de chaveamento (W)	Perdas de condução (W)	Perdas totais (W)
Convencional	11,52	11,84	23,36
6B2T	2,77	17,93	20,70
7B2T	2,69	19,46	21,15

2.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As simulações foram realizadas com os softwares: MatLab[®], DEV-Cpp[®] e PSIM[®]. A Tabela 9 mostra os parâmetros de simulação considerados para as topologias convencional 4B e propostas.

Tabela 9 – Parâmetros de simulação para as topologias.

Parâmetro	Valores	Descrição
e_g	50 V	considera-se a ausência de afundamentos/sobretensões
S_l	500 VA	potência aparente da carga
f_{pl}	0,7	fator de potência da carga (indutivo)
r_g	0,05 Ω	resistência no lado da rede
l_g	2 mH	indutância no lado da rede
v_c^*	54 V	tensão no barramento para a topologia convencional 4B
v_c^*	36 V	tensão no barramento para as topologias propostas operando com uma sobretensão de 30%
v_c^*	40 V	tensão no barramento para as topologias propostas operando com uma sobretensão de 50%
N	1/2	relação de espiras do transformador para a topologia convencional 4B
N_g	1	relação de espiras do transformador do lado da rede para as topologias propostas
N_l	1/2	relação de espiras do transformador do lado da carga para as topologias propostas operando com uma sobretensão de 30%
N_l	1/3	relação de espiras do transformador do lado da carga para as topologias propostas operando com uma sobretensão de 50%
C	4400 μ F	Capacitância de cada capacitor no barramento

Os resultados da simulação foram obtidos para uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação para todas as topologias e para uma sobretensão de 50% para as topologias 6B2T e 7B2T. O comportamento das topologias convencional 4B e propostas pode ser visto nas Figs. 15-17.

A Fig. 15 mostra os resultados para a topologia convencional operando com uma sobretensão de 30%. A Fig. 15(a) mostra que a tensão da fonte de alimentação está em fase com a correspondente corrente i_g . Em outras palavras, a fonte primária está fornecendo energia com fator de potência unitário. A Fig. 15(b) apresenta a tensão do barramento (v_c) controlada em 54 V. A Fig. 15(c) apresenta a compensação harmônica da corrente, em que pode ser vista a corrente na carga i_l (parte de cima) com harmônicas provenientes de uma carga não-linear, e a corrente i_g (parte inferior) com forma de onda senoidal

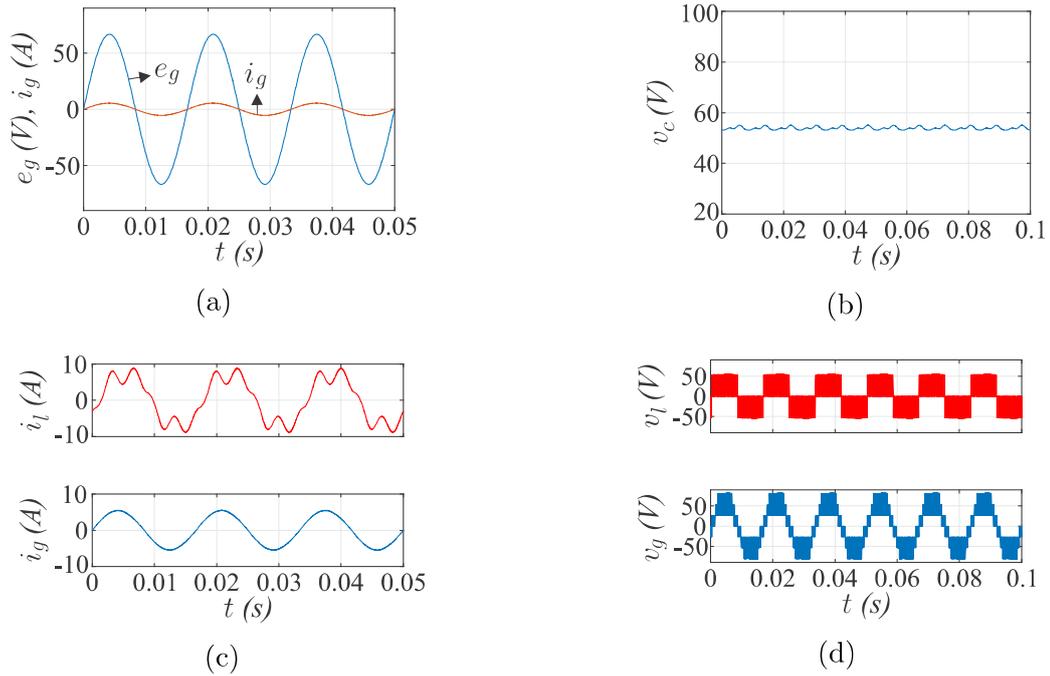


Figura 15 – Resultados de simulação para a topologia convencional 4B. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

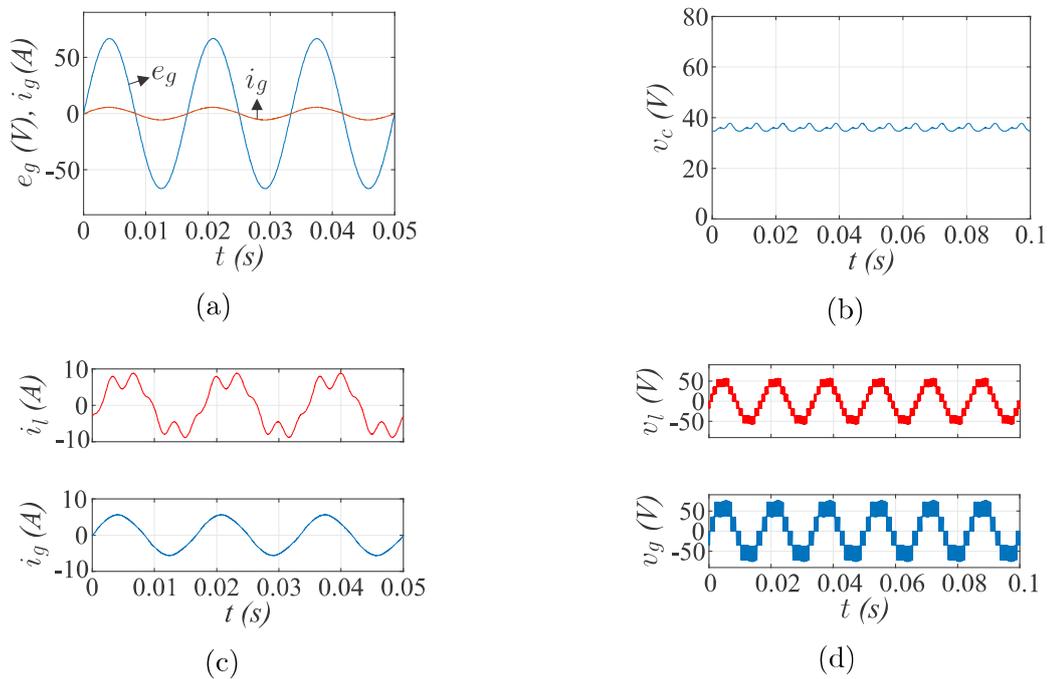


Figura 16 – Resultados de simulação para as topologias propostas operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

isenta dos harmônicos presentes na corrente da carga. A Fig. 15(d) mostram v_l (parte superior) com três níveis diferentes simetricamente espaçados e v_g (parte inferior) com

sete níveis porém, apresentando trechos com pulso de níveis, piorando dessa forma as distorções harmônicas no lado da rede. Basicamente os mesmos resultados são obtidos para as topologias propostas com relação à compensação da potência reativa [Fig. 16(a)] e com relação à compensação harmônica da corrente [Fig. 16(c)], a diferença está apenas na tensão de barramento v_c que nesse caso está sendo controlada em 36 V [Fig. 16(b)], e também que a tensão v_g apresenta cinco níveis simetricamente espaçados e a v_l apresenta sete níveis [Figs. 16(d)].

A Fig. 17 mostra os resultados para as topologias propostas 6B2T e 7B2T com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação (os resultados são semelhantes para ambas as topologias). A Fig. 17(a) mostra que a tensão da fonte de alimentação primária está em fase com a correspondente corrente i_g . A Fig. 17(b) mostra a tensão de barramento (v_c) sendo controlada em 40 V. Na Fig. 17(c) pode-se ver a compensação harmônica da corrente. E por fim, a Fig. 17(d) mostra a tensão da rede v_g com cinco níveis e a tensão na carga v_l com nove níveis diferentes simetricamente espaçados.

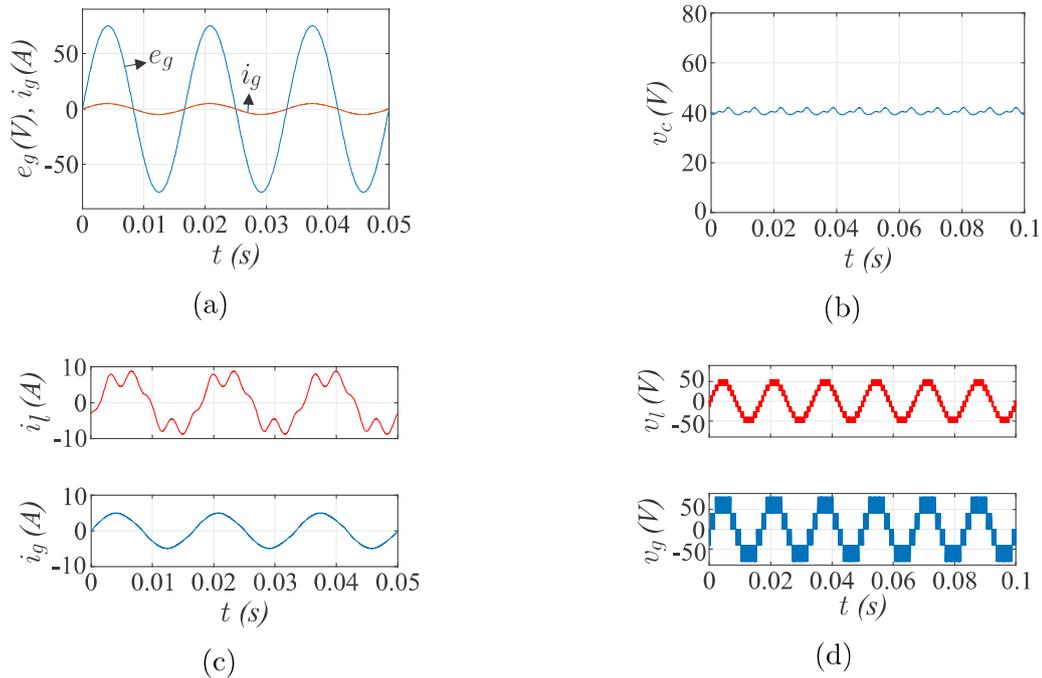


Figura 17 – Resultados de simulação para as topologias 6B2T e 7B2T operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

2.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As topologias propostas foram validadas em laboratório. Os resultados experimentais foram obtidos para uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação. Os resultados experimentais obtidos podem ser vistos nas Figs. 18-21.

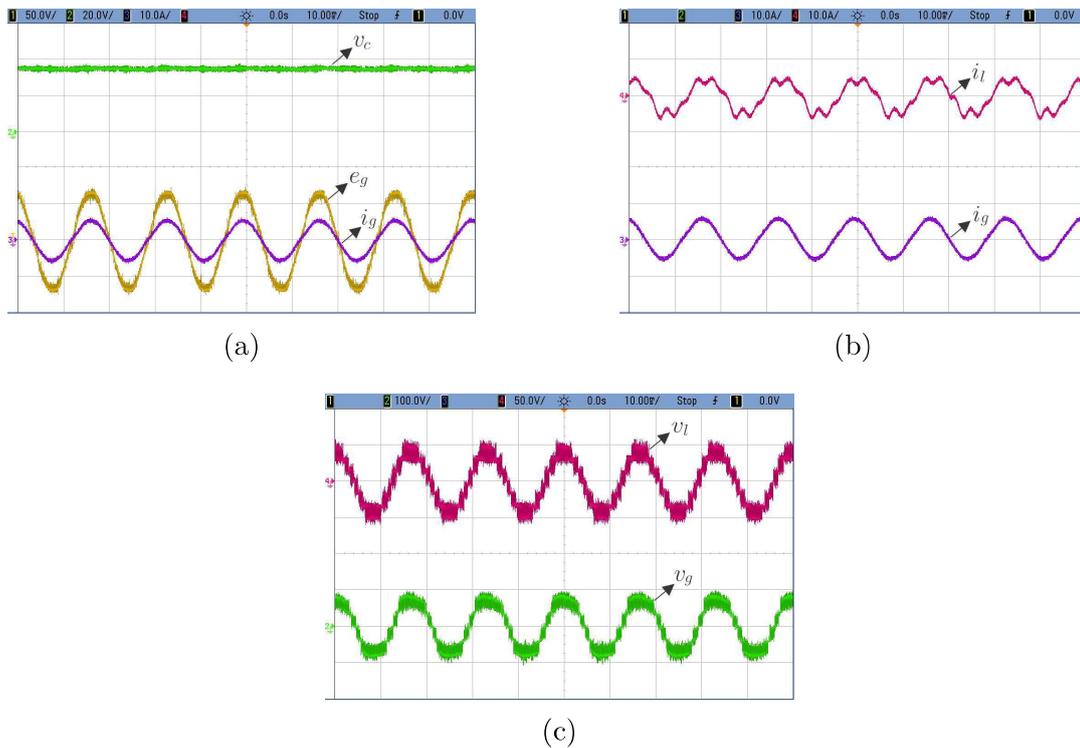


Figura 18 – Resultados experimentais para a topologia 4B2T. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_g e v_l .

As Figs. 18(a), 19(a), 20(a) e 21(a) mostram a tensão na rede (e_g), a corrente da rede (i_g) e a tensão no barramento (v_c) para as topologias propostas sob as mesmas condições ($N_g = 1$ e $N_l = 1/2$) e operando com uma sobretensão 30% na fonte de alimentação. Pode-se notar que a tensão e_g e a sua respectiva corrente i_g estão em fase, mostrando assim a devida compensação da potência reativa, tornando o fator de potência próximo a um. Pode-se observar também que a tensão v_c está sendo controlada em 36 V. As Figs. 18(b), 19(b), 20(b) e 21(b) mostram a compensação harmônica da corrente, em que na parte superior das figuras pode-se ver a forma de onda da corrente i_l proveniente de uma carga não-linear e apresentando componentes harmônicas, e na parte inferior pode-se observar a corrente na rede i_g com forma de onda senoidal, livre das distorções causadas pela carga. Por fim, as Figs. 18(c), 19(c), 20(c) e 21(c) mostram a tensão da rede v_g (parte de baixo) e a tensão da carga v_l (parte de cima) apresentando sete e cinco níveis simetricamente

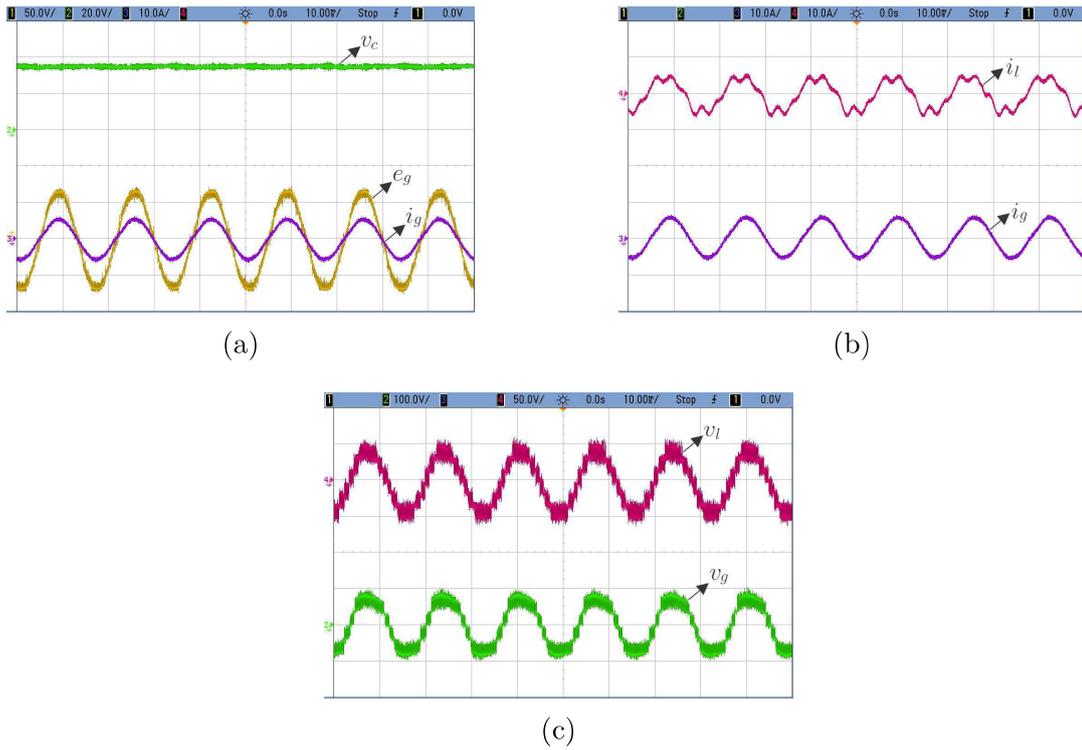


Figura 19 – Resultados experimentais para a topologia 5B2T. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_g e v_l .

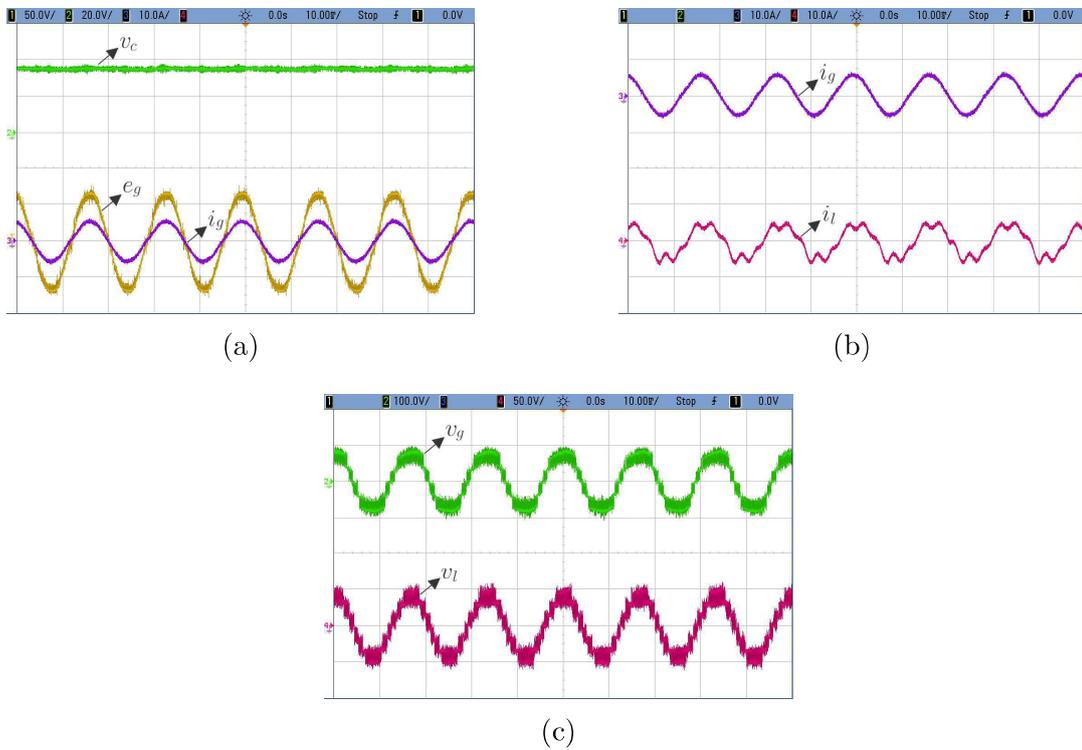


Figura 20 – Resultados experimentais para a topologia 6B2T. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_g e v_l .

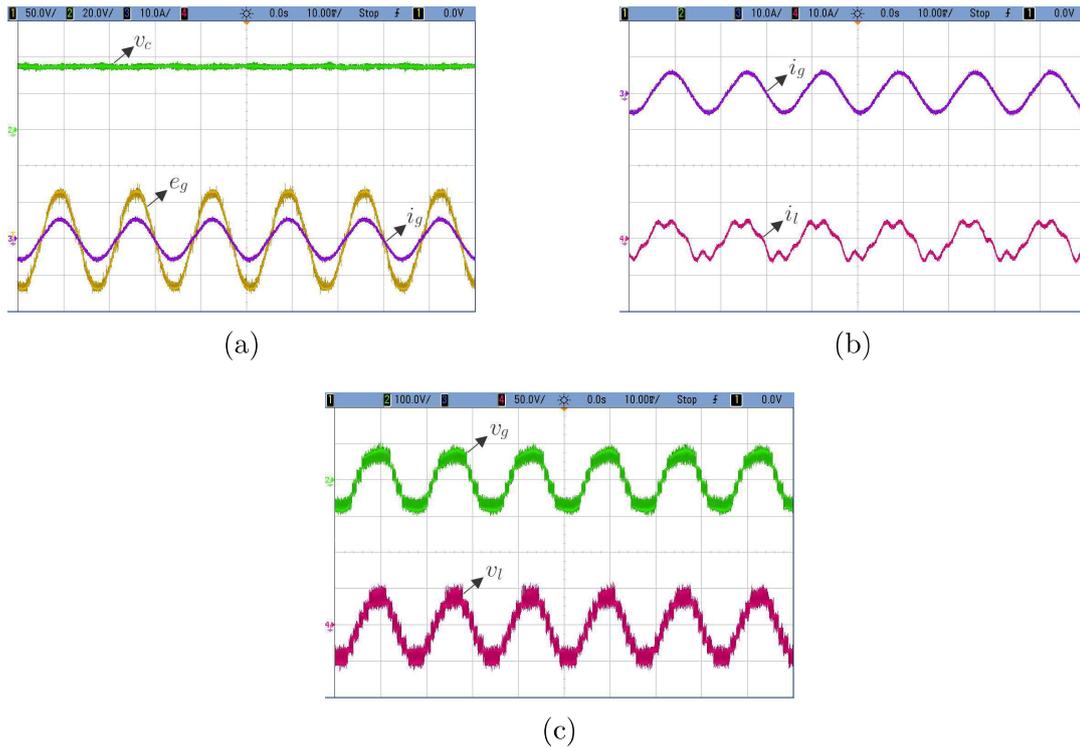


Figura 21 – Resultados experimentais para a topologia 7B2T. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_g e v_l .

espaçados, respectivamente. Analisando estes resultados, podemos ver que o controle e a técnica de SV-PWM foram executados adequadamente.

2.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo, quatro estruturas de FAP universais baseadas em conversores monofásicos com quatro, cinco, seis e sete braços foram desenvolvidas para compensação de potência reativa, mitigar os distúrbios de corrente causados pelo uso de cargas não-lineares, assim como perturbações de tensão na rede (afundamentos/sobretensões na fonte de alimentação). As topologias apresentadas, apesar de terem componentes a mais que a topologia convencional 4B, apresentaram ótimos desempenhos quando comparados à esta estrutura. As topologias propostas operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação apresentaram menores valores de THD da corrente, de WTHD da tensão e menores perdas nos semicondutores em comparação com as obtidas para a topologia convencional 4B, permitindo assim que as topologias propostas operem com chaves com frequência de chaveamento menores além de uma menor tensão de barramento. Todas as topologias apresentaram redução no WTHD da tensão da carga próxima a 62% e a

topologia 4B2T apresentou a maior redução de perdas nos semicondutores (32%) em comparação com a convencional 4B. Para as topologias 6B2T e 7B2T operando com uma sobretensão de 50%, a redução do WTHD da tensão da carga foi próxima de 72%. Neste caso, as topologias 6B2T e 7B2T apresentaram uma tensão de carga com nove níveis diferentes e simetricamente espaçados. Resultados experimentais para uma sobretensão de 30% foram apresentados, mostrando que as topologias propostas são viáveis e consistentes com os resultados da simulação.

3 FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA UNIVERSAIS MONOFÁSICOS COM CONVERSORES CA/CC/CA UTILIZANDO UM TRANSFORMADOR

3.1 INTRODUÇÃO

Para obter topologias multiníveis, os conversores ponte H podem ser adicionados ao sistema, mas a adição de novos barramentos torna a estratégia de controle mais complexa, além de aumentar os componentes utilizados. Uma alternativa é fazer uso de transformadores conectados em série para se obter estruturas multiníveis, como visto no capítulo anterior, referente ao artigo [Rodrigues, Jacobina e Correa 2016], que foram estudadas quatro topologias de FAP universais monofásicas com quatro, cinco, seis e sete braços utilizando dois transformadores. Estas topologias possuem tensões multiníveis e distorções harmônicas reduzidas, porém utilizando um transformador a mais quando comparado à estrutura convencional 4B.

Com o objetivo de reduzir custos associados ao acréscimo de um transformador nas topologias do capítulo anterior, as topologias propostas neste capítulo apresentam três, quatro e cinco braços, e utilizam um único transformador conectado no lado da rede. A topologia com cinco braços e um transformador, nomeada como 5B1T (5 braços e 1 transformador), pode ser vista na Fig. 22 e o objetivo de sua implementação é a melhoria do desempenho do FAP universal monofásico mediante o acréscimo de apenas um braço de IGBTs à estrutura convencional 4B (Fig. 7). As topologias com quatro braços e um transformador mantêm o mesmo número de chaves e transformadores que a topologia convencional 4B, permitindo assim obter uma melhoria sem aumentar a quantidade de componentes utilizados. Essas topologias (Fig. 23) são apresentadas aqui como 4B1T-H (4 braços e 1 transformador conectado ao braço *h*) e 4B1T-B (4 braços e 1 transformador conectado ao braço *b*) e podem ser vistas nas Figs. 23(a) e 23(b), respectivamente. Por último, foram desenvolvidas três topologias com três braços e um transformador (Fig. 24), cujo objetivo era a redução de componentes na estrutura. As nomenclaturas adotadas para

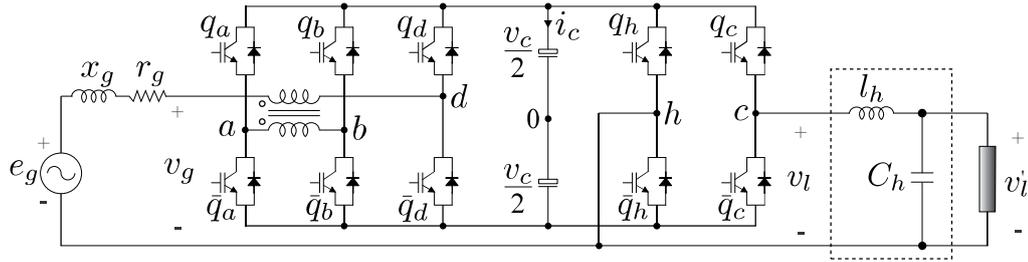
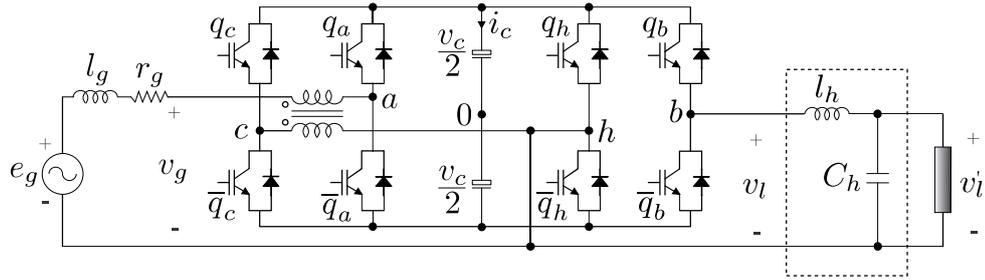
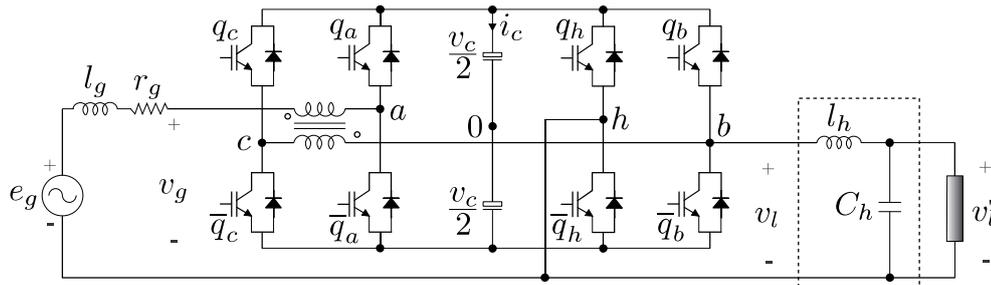


Figura 22 – Topologia monofásica proposta com cinco braços e um transformador - 5B1T.



(a)



(b)

Figura 23 – Topologias monofásicas propostas com quatro braços e um transformador. (a) 4B1T-H. (b) 4B1T-B.

estas topologias foram 3B1T-SH (3 braços, 1 transformador conectado em série e o braço h sendo utilizado em conexão ao transformador), 3B1T-S (3 braços e 1 transformador conectado em série) e 3B1T-P (3 braços e 1 transformador conectado em paralelo) e podem ser vistas nas Figs. 24(a), 24(b) e 24(c), respectivamente.

Os sistemas propostos trazem benefícios para a operação do sistema, como redução da potência do transformador, diminuição da frequência de chaveamento das chaves dos conversores, redução de THD e WTHD e menores perdas nos semicondutoras quando comparados à topologia convencional 4B. Esses benefícios compensam a adição de mais duas chaves controladas no caso do conversor de cinco braços. Diferente das configurações apresentadas no capítulo anterior [Rodrigues, Jacobina e Correa 2016], as topologias propostas neste capítulo fazem uso de apenas um transformador. Por meio deste, é possível

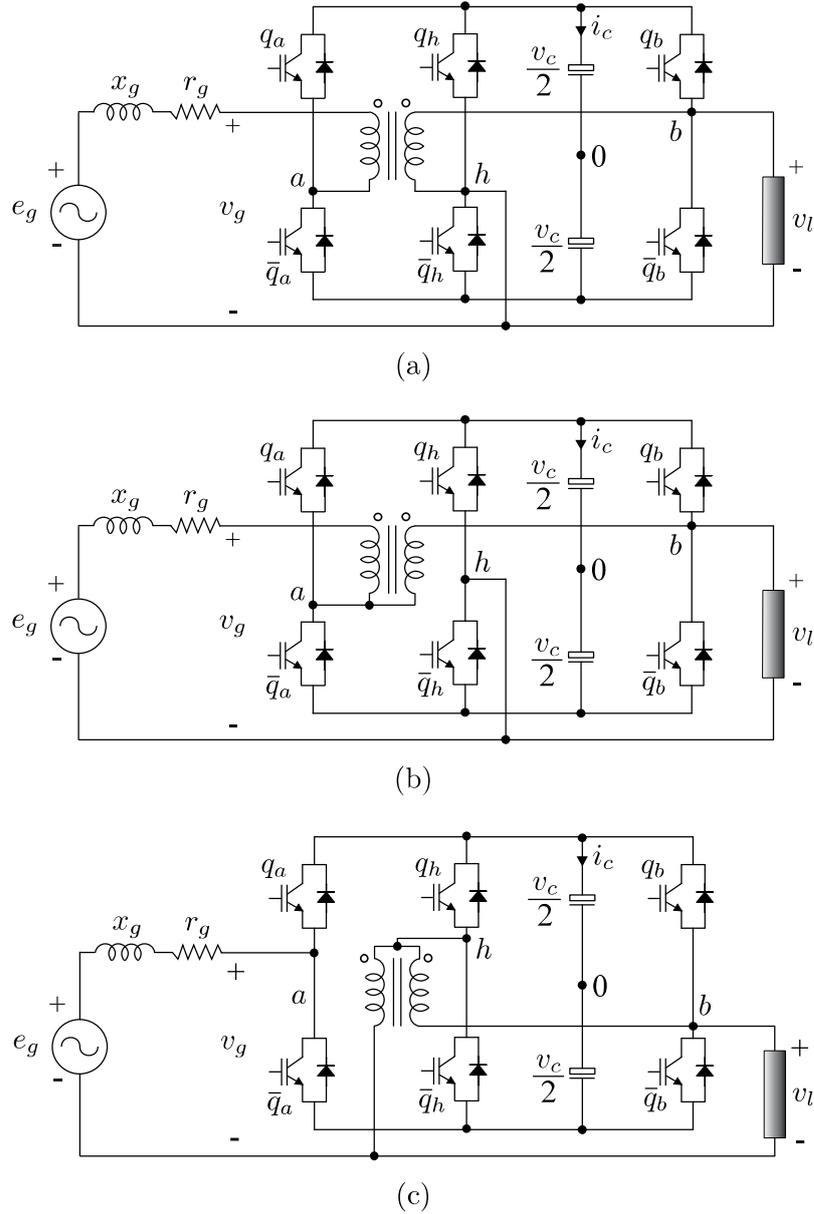


Figura 24 – Topologias monofásicas propostas de três braços. (a) 3B1T-SH. (b) 3B1T-S. (c) 3B1T-P.

sintetizar formas de onda multiníveis de acordo com a relação de espiras escolhida, o que permite uma melhoria nos níveis de tensão e uma redução nas distorções harmônicas do sistema. Uma estratégia PWM baseada em abordagens vetoriais espaciais foi implementada em [Holtz 1994, Broeck e Wyk 1984, Jacobina, Oliveira e Silva 2006], resultando em formas de onda com uma maior quantidade de níveis de tensão simetricamente espaçadas, contribuindo com a redução das distorções harmônicas. Estratégia semelhante foi implementada para as topologias propostas no capítulo anterior e neste capítulo.

Este capítulo foi baseado em [Rodrigues et al. 2017, Rodrigues et al. 2017, Rodrigues

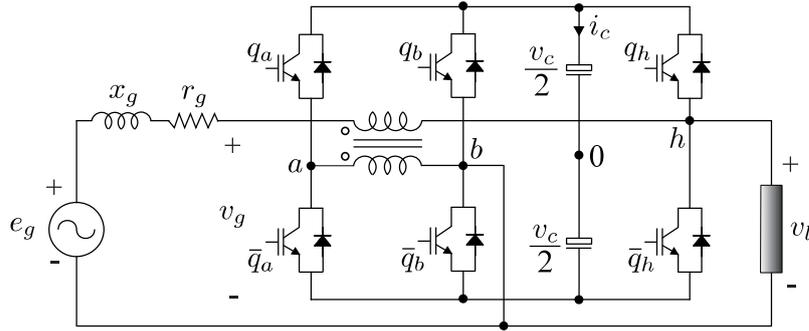


Figura 25 – FAP universal monofásico convencional de três braços.

et al. 2019, Rodrigues e Jacobina 2018, Rodrigues e Jacobina 2018] e propõe FAPs universais utilizando um conversor CA/CC/CA com três, quatro e cinco braços, sendo estes comparados aos sistemas convencionais 4B (Fig. 7) e com três braços (Fig. 25) nomeada como 3B (três braços). A seção Características dos Conversores discute a classificação de tensão e as classificações dos conversores, nas quais são feitas comparações sobre as correntes que fluem nas topologias convencionais e propostas e a potência nas chaves. Além disso, a classificação do transformador é discutida comparando a potência dos mesmos e, finalmente, é apresentada a frequência de chaveamento de cada chave nos conversores.

Resultados experimentais foram obtidos para os sistemas operando com uma tensão nominal de 110 V (rms). Nos resultados experimentais foram considerados os casos em que os sistemas sofrem uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação. Já as topologias de três braços propostas são adequadas para aplicações 2:1, em que a tensão de entrada é duas vezes a tensão de saída. Um exemplo seria em sistemas nos quais a tensão de entrada é 220 V (rms) e a saída é 110 V (rms), comum no Brasil, em que as tensões podem variar de um estado para outro. A topologia da Fig. 24(b) será apresentada também com outra relação de espiras do transformador para aplicações em que a tensão de saída é a mesma da tensão de entrada, ou seja, ambas em 110 V (rms), ou ambas em 220 V (rms).

3.2 EQUAÇÕES DO SISTEMA

Os sistemas propostos neste capítulo possuem uma fonte de alimentação (e_g), uma impedância (r_g, x_g), um transformador, uma carga elétrica alimentada por uma tensão v_l , um barramento capacitivo, um conversor CA/CC/CA com três, quatro e cinco chaves controláveis representadas pelas tensões $v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}, v_{d0}$ e v_{h0} e um filtro passivo (l_h, C_h) que foi desconsiderado para simplificação dos modelos.

Os circuitos equivalentes simplificados das topologias propostas são apresentados nas Figs. 26, 27 e 28. Como pode ser visto na Fig. 26, a topologia 5B1T conecta os braços a e b em série com a fonte e alimentação por meio do transformador.

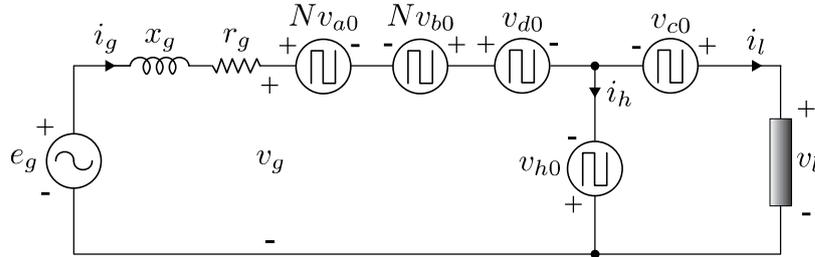
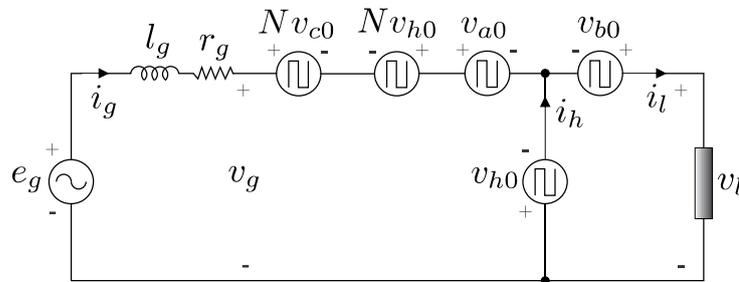
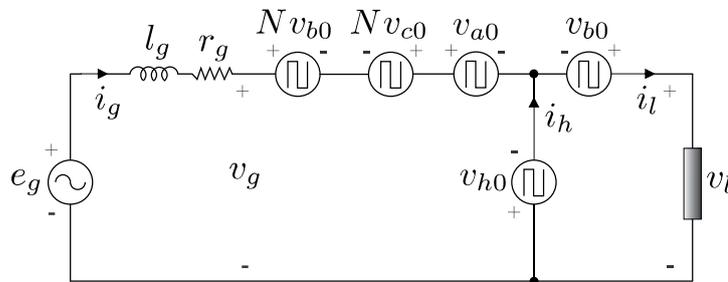


Figura 26 – Circuito equivalente simplificado da topologia 5B1T.



(a)



(b)

Figura 27 – Circuito equivalente simplificado das topologias propostas de quatro braços.
(a) Modelo da topologia 4B1T-H. (b) Modelo da topologia 4B1T-B.

Nas topologias de quatro braços tem-se dois tipos diferentes de conexões do transformador, a primeira correspondente à topologia 4B1T-H que é feita inserindo os braços c e h em série por meio do transformador. O braço h nessa topologia é utilizado tanto como braço compartilhado quanto é inserido em série com a fonte de alimentação [Fig. 27(a)]. A segunda conexão corresponde à topologia 4B1T-B, nesse caso os braços b e c são conectados em série por meio do transformador. O braço b , nessa segunda estrutura, é conectado do lado da carga e do lado da rede como pode ser visto na Fig. 27(b).

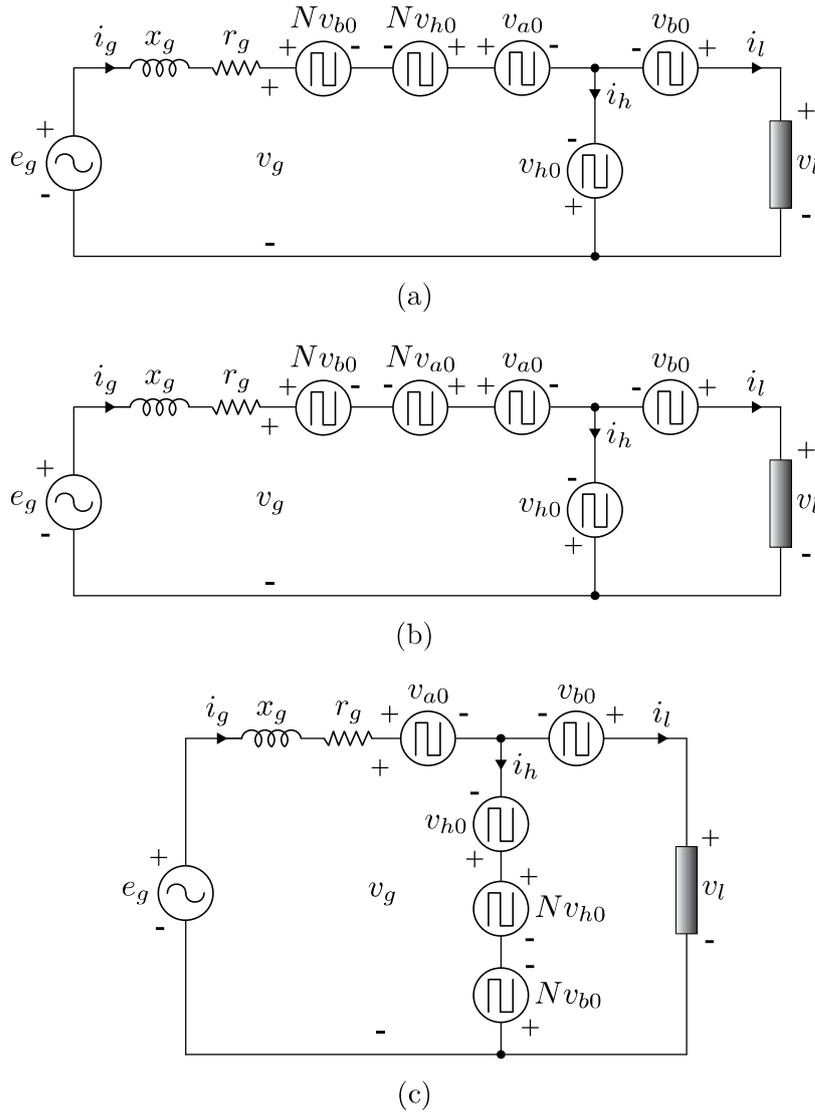


Figura 28 – Circuito equivalente simplificado das topologias propostas de três braços. (a) Modelo da topologia 3B1T-SH. (b) Modelo da topologia 3B1T-S. (c) Modelo da topologia 3B1T-P.

Já as topologias de três braços são três conexões diferentes estudadas. A primeira delas dá origem à topologia 3B1T-SH. Nesta configuração, os braços h e b são inseridos em série com a fonte de alimentação por meio do transformador. O braço b é utilizado também em conexão à carga, e o braço h é utilizado como braço compartilhado, como pode ser visto na Fig. 28(a). Na segunda topologia, 3B1T-S, os braços b e a são conectados em série com a fonte de alimentação por meio do transformador, como pode ser visto na Fig. 28(b). Na última topologia 3B1T-P, os braços h e b são conectados em paralelo por meio do transformador, junto com o braço compartilhado h , como pode ser visto na Fig. 28(c).

Analisando a malha esquerda nas Figs. 26, 27 e 28, a tensão e_g é representada por

$$e_g = (r_g + l_g p)i_g + v_g, \quad (3.1)$$

em que r_g e l_g representam a resistência e a indutância do lado da rede, respectivamente, i_g é a corrente da rede, v_g é a tensão do lado da rede e $p = d/dt$.

Para a topologia proposta 5B1T, a tensão v_g é dada por (3.2). Para as topologias 4B1T-H e 4B1T-B, a tensão v_g é dada por (3.3) e (3.4), respectivamente. Já para as topologias 3B1T-SH, 3B1T-S e 3B1T-P, a tensão v_g é dada por (3.5), (3.6) e (3.7), respectivamente.

$$v_g = N(v_{a0} - v_{b0}) + v_{d0} - v_{h0}, \quad (3.2)$$

$$v_g = N(v_{c0} - v_{h0}) + v_{a0} - v_{h0}, \quad (3.3)$$

$$v_g = N(v_{b0} - v_{c0}) + v_{a0} - v_{h0}, \quad (3.4)$$

$$v_g = N(v_{b0} - v_{h0}) + v_{a0} - v_{h0}, \quad (3.5)$$

$$v_g = N(v_{b0} - v_{a0}) + v_{a0} - v_{h0}, \quad (3.6)$$

$$v_g = v_{a0} - v_{h0} + N(v_{h0} - v_{b0}), \quad (3.7)$$

em que v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} , v_{d0} e v_{h0} são as tensões do polo dos conversores nos braços a , b , c , d e h , respectivamente.

Já a tensão na carga v_l é dada por (3.8) para a topologia 5B1T, (3.9) para as topologias propostas de quatro braços, 3B1T-SH e 3B1T-S, e (3.10) para a topologia proposta 3B1T-P.

$$v_l = v_{c0} - v_{h0}, \quad (3.8)$$

$$v_l = v_{b0} - v_{h0}, \quad (3.9)$$

$$v_l = v_{b0} - v_{h0} + N(v_{h0} - v_{b0}), \quad (3.10)$$

As tensões de polo dos conversores são representadas por

$$v_{k0} = (2q_k - 1)\frac{v_c}{2}, \quad (3.11)$$

em que v_c é a tensão no barramento e $k = a, b, c, d, h$. Para os braços nas Figs. 22, 23 e 24, q_k e \bar{q}_k são complementares e representam os estados de comutação dos IGBTs superiores e inferiores, respectivamente. Quando $q_k = 1$ a chave está ligada, e quando $q_k = 0$ a chave está desligada. Portanto, dependendo do estado das chaves q_k , as tensões de polo do conversor podem assumir o valor $v_c/2$ se $q_k = 1$, ou $-v_c/2$ se $q_k = 0$.

Usando a lei dos nós, i_g pode ser obtida

$$i_g = i_l - i_h, \quad (3.12)$$

em que i_l é a corrente na carga e i_h é a corrente no braço compartilhado h .

3.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

No capítulo anterior foram analisados três planos vetoriais v_l x v_g para a topologia convencional 4B. Os casos analisados foram para diferentes relações de espiras ($N = 1$, $N = 2$, $N = 3$) e o melhor resultado com menor distorção harmônica foi a topologia convencional 4B operando com $N = 2$.

A mesma estratégia PWM utilizada no capítulo anterior foi utilizada neste capítulo. Nessa técnica, dependendo da combinação das chaves [q_a q_b q_c q_d q_h], as tensões v_g e v_l podem assumir diferentes valores, portanto, os vetores de tensão (\mathbf{v}_n) são gerados de acordo com a combinação de chaveamento, conforme descrito nas Tabelas 64-67 para cada uma das topologias propostas neste capítulo. Os planos vetoriais formados pelos vetores \mathbf{v}_n estão representados nas Figs. 29-32.

3.3.1 PLANO VETORIAL DA TOPOLOGIA 5B1T

A Fig. 29 mostra o plano vetorial para a topologia 5B1T proposta operando com a relação de espiras do transformador $N = 1/2$ e $N = 1/3$. De acordo com a Tabela 64, para $N = 1/2$ [Fig. 29(a)], v_g pode assumir sete níveis diferentes ($-3v_c/2$, $-v_c$, $-v_c/2$, 0 , $v_c/2$, v_c , $3v_c/2$), enquanto que para $N = 1/3$ [Fig. 29(b)], v_g pode assumir dois níveis a mais ($-4v_c/3$, $-v_c$, $-2v_c/3$, $-v_c/3$, 0 , $v_c/3$, $2v_c/3$, v_c , $4v_c/3$). A tensão v_l , para ambos os casos, possui três níveis ($-v_c$, 0 , v_c). A escolha da sequência de vetores a ser utilizada é feita de modo a garantir o número mínimo de comutações nas chaves. Usando o triângulo formado pelos vetores \mathbf{v}_4 , \mathbf{v}_{20} e \mathbf{v}_{22} nas Figs. 29(a) e 29(b) como exemplo, a sequência de aplicação dos vetores de tensão é $\mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_{20} \rightarrow \mathbf{v}_{22} \rightarrow \mathbf{v}_{20} \rightarrow \mathbf{v}_4$.

3.3.2 PLANO VETORIAL DAS TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS

A Fig. 30 mostra o plano vetorial para as topologias propostas de quatro braços operando com a relação de espiras do transformador $N = 1/2$. A Fig. 30(a) corresponde ao plano vetorial da topologia 4B1T-H formado pelos vetores representados na Tabela 65 e a Fig. 30(b) corresponde ao plano vetorial da topologia 4B1T-B. Para ambas as topologias,

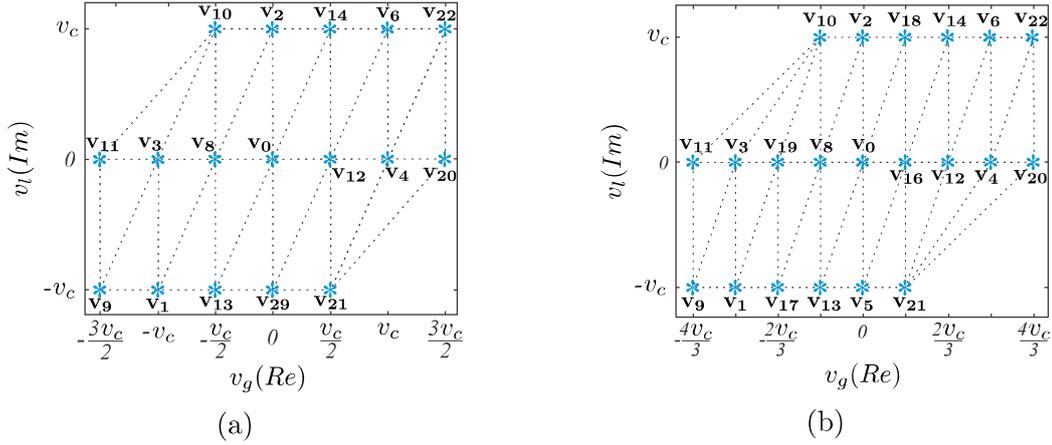


Figura 29 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para a topologia proposta 5B1T operando com diferentes relações de espiras. (a) $N = 1/2$. (b) $N = 1/3$.

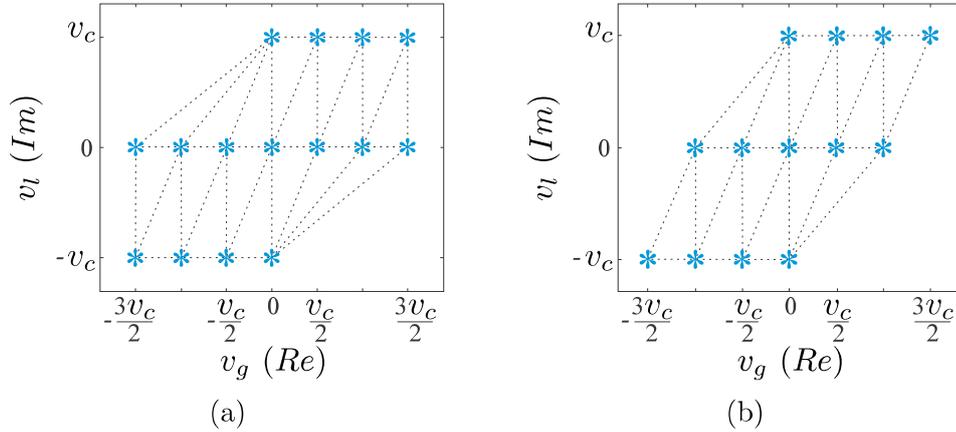


Figura 30 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para as topologias propostas de quatro braços. (a) 4B1T-H. (b) 4B1T-B.

v_g possui sete níveis diferentes ($-3v_c/2, -v_c, -v_c/2, 0, v_c/2, v_c, 3v_c/2$), enquanto v_l possui três níveis ($-v_c, 0, v_c$).

A escolha da sequência de aplicação das chaves, quando o vetor de referência \mathbf{v}^* é inserido em uma das regiões na Fig. 31, é feita de acordo com o menor número de comutações. Por exemplo, considerando o vetor de referência \mathbf{v}^* inserido na região da Fig. 31, os vetores que formam esta região são $\mathbf{v}_8, \mathbf{v}_{10}$ e \mathbf{v}_{14} . Analisando a Tabela 65, a sequência de vetores que fornece a menor comutação nas chaves é $\mathbf{v}_8 \rightarrow \mathbf{v}_{10} \rightarrow \mathbf{v}_{14} \rightarrow \mathbf{v}_{10} \rightarrow \mathbf{v}_8$. O mesmo critério é usado para todas as regiões na Fig. 31.

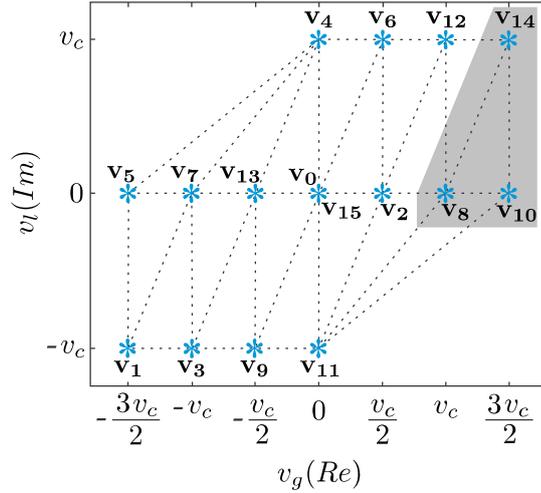


Figura 31 – Plano vetorial $v_l \times v_g$ para a topologia proposta 4B1T-H operando com $N = 1/2$.

3.3.3 PLANO VETORIAL DAS TOPOLOGIAS DE TRÊS BRAÇOS

Para as topologias de três braços, a escolha da sequência vetorial, quando \mathbf{v}^* está inserido em uma das regiões na Fig. 32, também é feita de acordo com o menor número de comutações nas chaves (q_a, q_b, q_h). Por exemplo, considerando que \mathbf{v}^* está na região da Fig. 32 formada pelos vetores $\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_4$ e \mathbf{v}_6 e analisando a Tabela 66, a sequência de vetores que apresenta o menor número de comutação é $\mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_2$. O mesmo critério é usado para as demais regiões.

A Tabela 67 apresenta os vetores de tensão em função dos estados binários das chaves de potência na topologia proposta 3B1T-S para operações do tipo 1:1. De acordo com a combinação das chaves $[q_a \ q_b \ q_h]$, as tensões v_g e v_l podem assumir cinco e três níveis, respectivamente. Ao distribuir os vetores de tensão em um plano, seis regiões triangulares são formadas, cujos vértices correspondem aos vetores \mathbf{v}_n . Considerando \mathbf{v}^* localizado no triângulo formado pelos vetores $\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_4$ e \mathbf{v}_6 da Fig. 33, a sequência correta dos vetores é feita priorizando o menor número de comutações das chaves (q_a, q_b, q_h). De acordo com a Tabela 67, a melhor sequência a ser aplicada é $\mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_2$.

Para operações em que a tensão de entrada é o dobro da tensão na carga, por exemplo, uma tensão de entrada de 220 V (rms) e uma carga operando com 110 V (rms), a tensão no barramento das topologias convencionais 4B e 3B deve ser aumentada para fornecer esses níveis de tensão. A Fig. 34 mostra v_g e v_l gerados pelo conversor CA/CC/CA para as topologias convencionais e propostas com três braços. Para as topologias convencionais operando com $N = 2$, v_g tem sete níveis com algumas partes contendo pulso de níveis [Figs. 34(a) e 34(c)]. Para que as topologias propostas operem com v_g apresentando cinco níveis

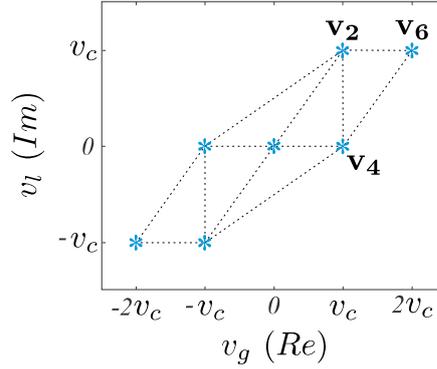


Figura 32 – Plano vetorial v_l x v_g para as topologias propostas de três braços.

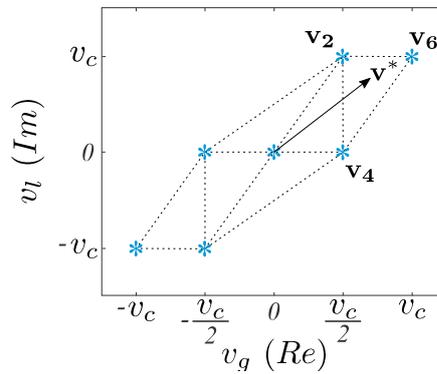


Figura 33 – Plano vetorial v_l x v_g para a topologia 3B1T-S em operação 1:1.

diferentes, espaçados simetricamente [Fig. 34(e)], a relação de espiras do transformador deve ser $N = 1$ para a topologia 3B1T-SH, $N = 2$ para a topologia 3B1T-S e $N = 1/2$ para a topologia 3B1T-P. Também pode ser observado nas Figs. 34(b), 34(d) e 34(f) que a tensão na carga das topologias convencionais opera com um baixo índice de modulação quando comparada com as topologias propostas.

3.4 SINCRONIZAÇÃO

Para o funcionamento adequado do conversor, os limites para o ângulo α (ângulo de fase entre v_g e v_l) devem ser respeitados. Dependendo do valor de α , a referência do vetor de tensão \mathbf{v}^* pode estar localizada fora das regiões nos planos vetoriais.

3.4.1 COMPORTAMENTO DO VETOR \mathbf{v}^* NO PLANO VETORIAL COM A VARIAÇÃO DE α PARA A TOPOLOGIA 5B1T

As Figs. 35 e 36 mostram o comportamento da referência do vetor de tensão \mathbf{v}^* com diferentes valores de α para a topologia convencional 4B operando $N = 2$ e para a

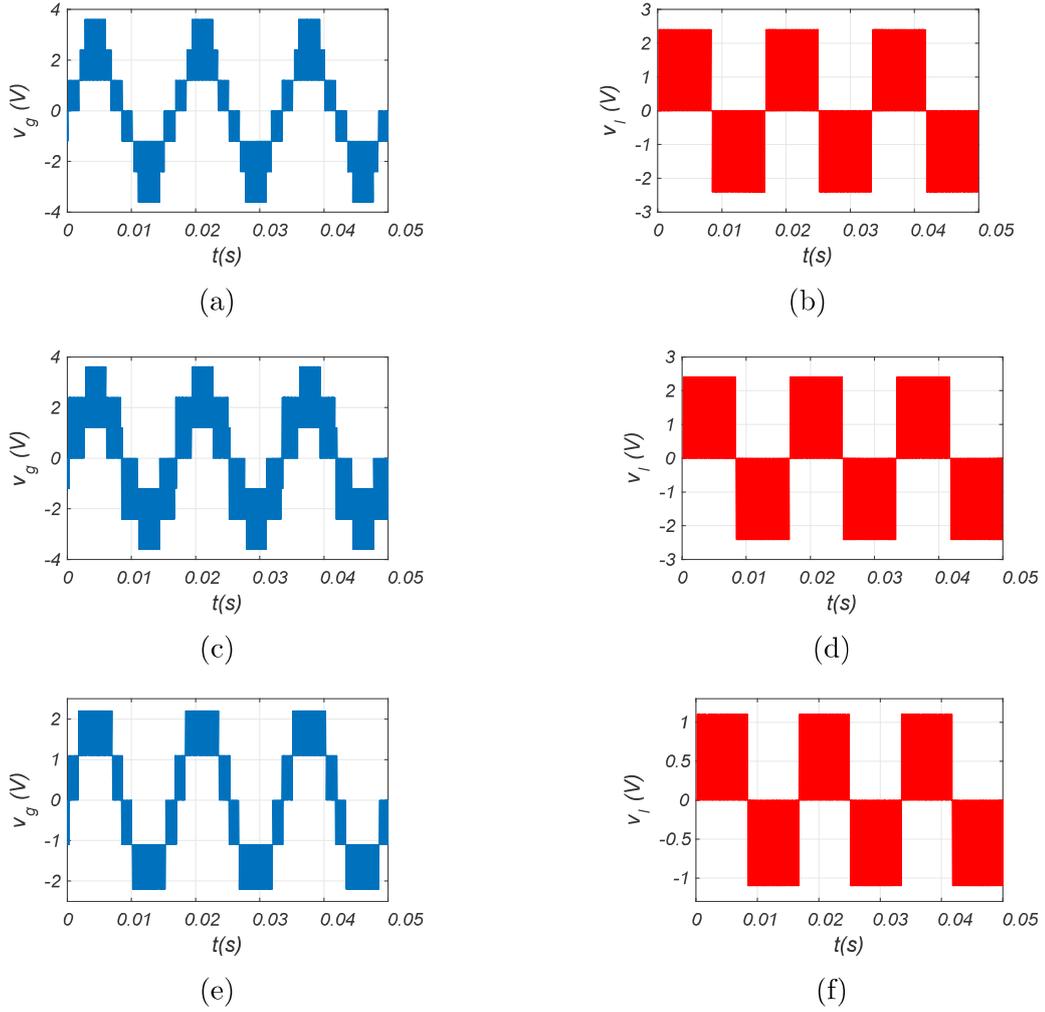


Figura 34 – Forma de onda das tensões. (a) v_g para a topologia convencional 4B. (b) v_l para a topologia convencional 4B. (c) v_g para a topologia convencional 3B. (d) v_l para a topologia convencional 3B. (e) v_g para as topologias propostas com três braços. (f) v_l para as topologias propostas com três braços.

topologia 5B1T, respectivamente.

Considerando que

$$v_g = V_g \cos(\omega t - \theta_{v_g}), \quad (3.13)$$

$$v_l = V_l \cos(\omega t - \theta_{v_g} - \alpha), \quad (3.14)$$

com $V_l = v_c$, a amplitude de tensão V_g e o ângulo α têm algumas restrições:

1. Para a topologia convencional 4B, o ângulo de fase entre v_g e v_l deve ser $\alpha = 0^\circ$ se a amplitude da tensão for $V_g = 3v_c/2$ [Fig. 35(a)]. Para $\alpha \neq 0^\circ$ e $V_g = 3v_c/2$, alguns valores da referência do vetor de tensão \mathbf{v}^* estão localizados fora do plano $v_l \times v_g$ [Fig. 35(b)].

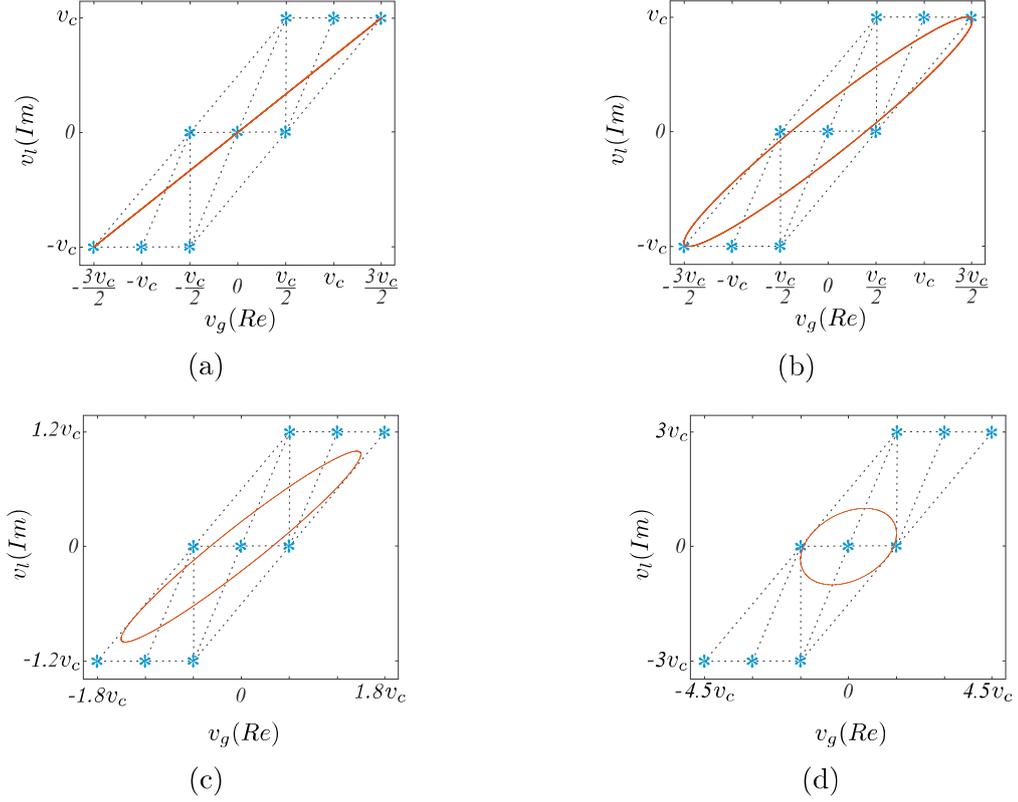


Figura 35 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ com a variação de α para a topologia convencional 4B. (a) $\alpha = 0$ e $v_c = 1$ pu. (b) $\alpha = 12^\circ$ e $v_c = 1$ pu. (c) $\alpha = 12^\circ$ e $v_c = 1,2$ pu. (d) $\alpha = 70^\circ$ e $v_c = 3$ pu.

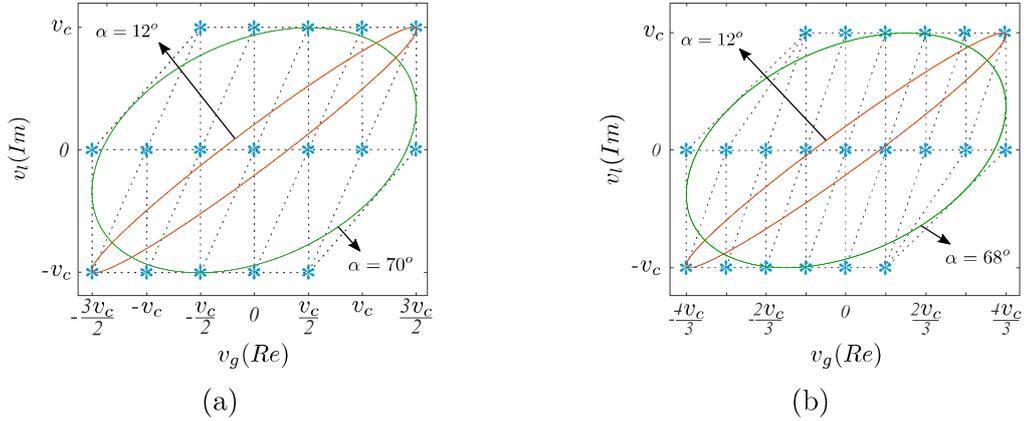


Figura 36 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ com a variação de α para a topologia 5B1T. (a) $N = 1/2$. (b) $N = 1/3$.

2. Para a topologia 5B1T com $N = 1/2$ e $V_g \leq 3v_c/2$, o ângulo de fase entre v_g e v_l pode alcançar $-70^\circ \leq \alpha \leq 70^\circ$ [Fig. 36(a)].
3. Para a topologia 5B1T com $N = 1/3$ e $V_g \leq 4v_c/3$, o ângulo de fase entre v_g e v_l pode alcançar $-68^\circ \leq \alpha \leq 68^\circ$ [Fig. 36(b)].

Na prática, quando há alguma variação na carga, a tensão v_l não segue rapidamente a mudança de fase da tensão v_g prejudicando assim o sincronismo. Portanto, a melhor maneira é sincronizar a tensão v_l com a tensão da rede e_g em vez de usar a tensão v_g . Para os parâmetros normais do circuito utilizados nas simulações, a variação de θ_g (ângulo de fase entre e_g e v_g) está em torno de 12° .

Para $\alpha = 12^\circ$, a referência do vetor de tensão \mathbf{v}^* está localizada fora do plano na Fig. 35(b) para a topologia convencional 4B. Para que a referência do vetor de tensão \mathbf{v}^* esteja localizada dentro do plano vetorial para $\alpha = 12^\circ$ [Fig. 35(c)], a tensão no barramento deve ser aumentada em 20%, aumentando-se as perdas no sistema.

Para a topologia proposta 5B1T, os planos vetoriais possuem um grande alcance para o ângulo de fase α como pode ser visto nas Figs. 36(a) e 36(b) para $N = 1/2$ e $N = 1/3$, respectivamente. Para que a topologia convencional 4B opere com a mesma faixa angular da topologia 5B1T ($-70^\circ \leq \alpha \leq 70^\circ$) é necessário um barramento com $3 pu$ [Fig. 35(d)].

3.4.2 COMPORTAMENTO DO VETOR \mathbf{v}^* NO PLANO VETORIAL COM A VARIAÇÃO DE α PARA AS TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS

Considerando (3.13) para o lado da rede e (3.14) para o lado da carga, as topologias de quatro braços 4B1T-H e 4B1T-B possuem algumas restrições:

1. Para a topologia 4B1T-H, a amplitude da tensão é $V_g \leq 3v_c/2$ se $-60^\circ \leq \varepsilon \leq 60^\circ$ (Fig. 38).
2. Para a topologia 4B1T-B, o ângulo deve ser $\varepsilon = 0^\circ$ se a amplitude da tensão for $V_g = 3v_c/2$. Para a topologia 4B1T-B proposta operar com $-60^\circ \leq \varepsilon \leq 60^\circ$ a tensão v_c deve ser aumentada para 1,33 pu .

Para um melhor desempenho do circuito, v_l deve ser sincronizada com e_g em vez de usar a tensão v_g . Para a topologia convencional 4B e para $\alpha = 12^\circ$, alguns valores de \mathbf{v}^* estão fora do plano na Fig. 35(b). Para que \mathbf{v}^* fique localizado dentro do plano vetorial, é necessário aumentar o barramento em 20%, aumentando as perdas no sistema [Fig. 35(c)].

A Fig. 38 mostra uma grande margem para α ($-60^\circ \leq \varepsilon \leq 60^\circ$) no plano vetorial para a topologia 4B1T-H proposta. Para topologia convencional operar com $-60^\circ \leq \varepsilon \leq 60^\circ$, a tensão v_c deve ser aumentada para 2,7 pu (Fig. 37).

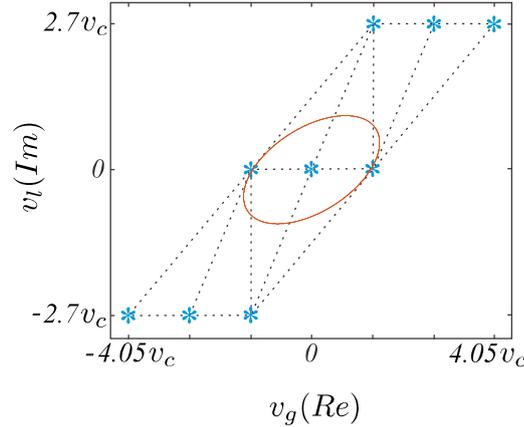


Figura 37 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ com a variação de $\alpha = 60^\circ$ e $v_c = 2,7 pu$ para a topologia convencional 4B.

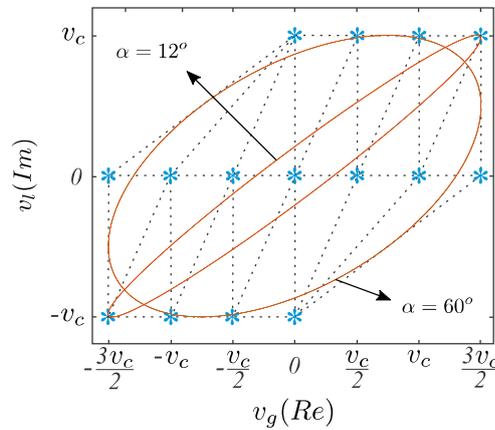


Figura 38 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ com a variação de α para a topologia 4B1T-H.

3.4.3 COMPORTAMENTO DO VETOR \mathbf{v}^* NO PLANO VETORIAL COM A VARIAÇÃO DE α PARA AS TOPOLOGIAS DE TRÊS BRAÇOS

Os limites para a fase entre as tensões v_g e v_l (α) devem ser respeitados. A Fig. 39 mostra o diagrama fasorial para dois casos diferentes: v_l em fase com v_g ($\alpha = 0^\circ$) e v_l em fase com e_g ($\alpha = 12^\circ$). As Figs. 40-41 mostram a referência do vetor de tensão \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ para diferentes valores de α . As topologias nesse caso possuem as seguintes características operacionais:

1. Para a topologia convencional 4B, $\alpha = 0^\circ$ quando v_g e v_l estão em fase [Fig. 39(a)], e a trajetória de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ pode ser vista na Fig. 40(a). Nesse caso, v_g pode assumir um valor de até $1,5 pu$ sem a necessidade de aumentar a tensão no barramento. Para uma sincronização entre v_l e e_g , $\alpha \cong 12^\circ$ [Fig. 39(b)], e a trajetória de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ pode ser visto na Fig. 40(b).

2. Para a topologia convencional de três braços, a sincronização entre v_l e v_g fornece $\alpha = 0^\circ$ [Fig. 41(a)]. Para uma sincronização entre v_l e e_g ($\alpha \cong 12^\circ$), a trajetória de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ quando $v_c = 1,2 pu$ pode ser visto na Fig. 41(b).
3. Para a topologia proposta, a sincronização entre v_l e v_g ($\alpha = 0^\circ$) pode ser vista na Fig. 42(a). Para uma sincronização entre v_l e e_g ($\alpha \cong 12^\circ$), \mathbf{v}^* tem alguns valores fora do plano vetorial [Fig. 42(b)]. Então, a tensão no barramento deve ser $1,03 pu$ para que \mathbf{v}^* seja inserido no plano $v_l \times v_g$ [Fig. 40(c)].

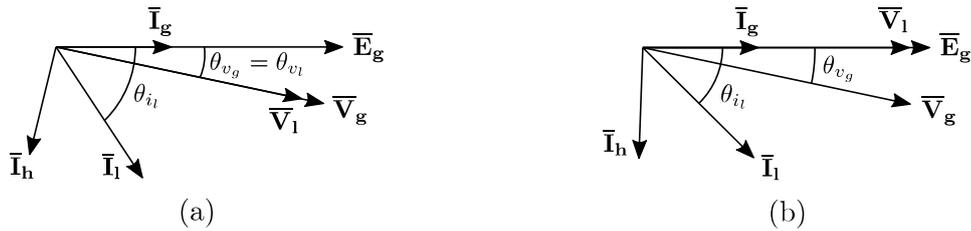


Figura 39 – Diagrama fasorial. (a) Sincronização entre v_l e v_g ($\alpha = 0^\circ$). (b) Sincronização entre v_l e v_g ($\alpha = 12^\circ$).

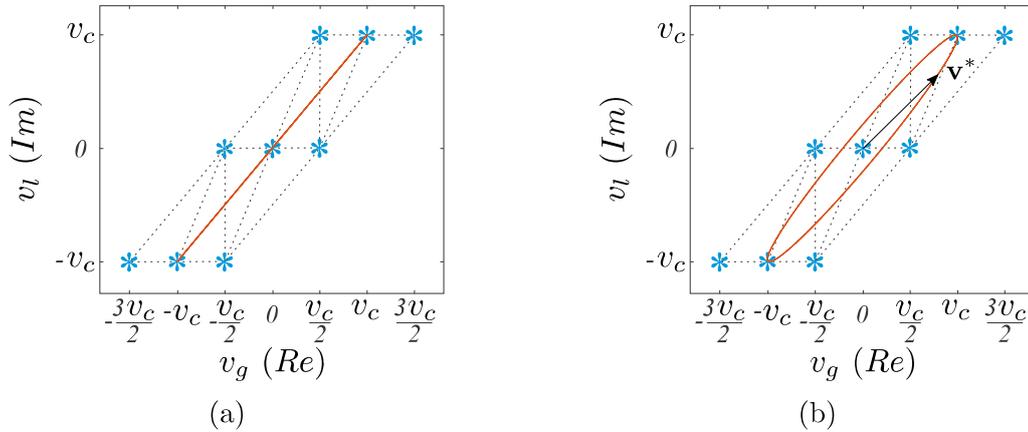


Figura 40 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ para a configuração convencional de quatro braços. (a) Sincronização com v_g ($\alpha = 0^\circ$). (b) Sincronização com e_g ($\alpha = 12^\circ$).

A tensão na carga v_l deve ser sincronizada com a tensão da rede e_g em vez de v_g . Para os parâmetros do circuito utilizados em simulação, o ângulo de fase entre e_g e v_g é de aproximadamente 12° . Para parâmetros diferentes, outros valores de α são obtidos, mas a ideia discutida é a mesma.

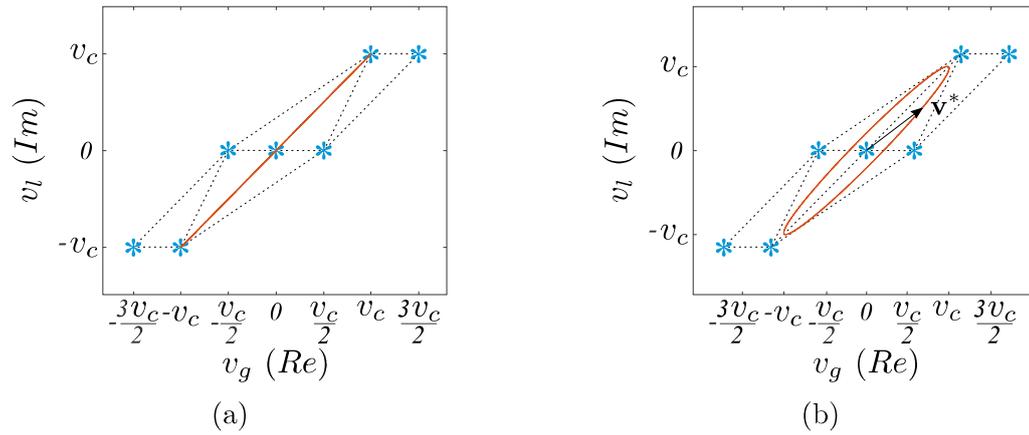


Figura 41 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ para a configuração convencional de três braços. (a) Sincronização com v_g ($\alpha = 0^\circ$). (b) Sincronização com e_g ($\alpha = 12^\circ$).

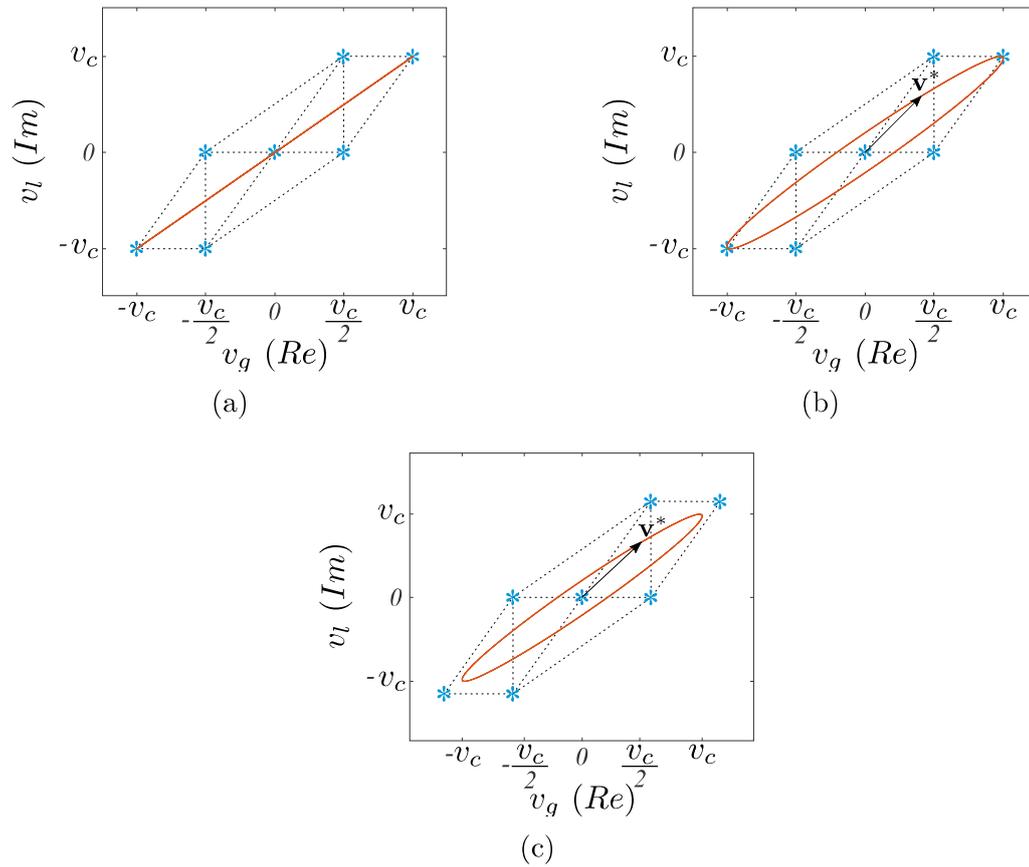


Figura 42 – Comportamento de \mathbf{v}^* no plano $v_l \times v_g$ para a topologia proposta. (a) Sincronização com v_g ($\alpha = 0^\circ$). (b) Sincronização com e_g ($\alpha = 12^\circ$ e $v_c = 1 \text{ pu}$). (c) Sincronização com e_g ($\alpha = 12^\circ$ e $v_c = 1,03 \text{ pu}$).

3.5 CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR

3.5.1 CLASSIFICAÇÃO DE TENSÃO

3.5.1.1 TOPOLOGIA 5B1T

Para a topologia 5B1T usando a estratégia SV-PWM proposta, a amplitude da tensão pode assumir sete níveis diferentes simetricamente espaçados para $N = 1/2$, enquanto que para $N = 1/3$, v_g pode assumir nove níveis. Comparando as topologias convencional 4B e 5B1T, V_g pode alcançar o valor de $V_g \leq 3v_c/2$ se $N = 1/2$, $V_g \leq 4v_c/3$ se $N = 1/3$ e $V_l \leq E$. Para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$, a amplitude da tensão pode alcançar os valores de $V_g \leq 3v_c/2$ e $V_l \leq E$. Para a topologia convencional 4B, v_g tem sete níveis com algumas partes da forma de onda contendo pulso de níveis.

A Fig. 43 mostra as tensões v_g e v_l para as topologias convencional 4B e proposta, resultante das tensões de polo dos conversores. A Fig. 43(a) apresenta a forma de onda de v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$, pode ser visto o pulso de níveis de tensão em alguns trechos. A Fig. 43(b) mostra v_g com sete níveis diferentes simetricamente espaçados para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$. A Fig. 43(c) mostra v_g para a topologia 5B1T operando com $N = 1/3$ e apresenta nove níveis simetricamente espaçados. Por fim, a Fig. 43(d) mostra v_l para as topologias convencional 4B e 5B1T, e para ambas ela apresenta três níveis de tensão simetricamente espaçados.

3.5.1.2 TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS

Para as topologias convencional 4B e propostas de quatro braços operando com $N = 1/2$, a amplitude das tensões pode assumir os valores $V_g \leq 3v_c/2$ e $V_l \leq E$. A Fig. 44 mostra v_g e v_l gerados pelo conversor CA/CC/CA para as topologias convencional 4B e propostas de quatro braços. Para $N = 1/2$, v_g tem sete níveis com algumas partes contendo pulso de níveis na topologia convencional 4B [Fig. 44(a)]. Para as topologias propostas operarem com v_g tendo sete níveis diferentes simetricamente espaçados [Fig. 44(b)], e v_l tendo três níveis diferentes simetricamente espaçados [Fig. 44c], a relação de espiras do transformador deve ser $N = 1/2$. Neste caso, as topologias compensam uma sobretensão de até 50% na fonte de alimentação como pode ser visto na Fig. 30 em que $3v_c/2$ é o valor máximo que v_g pode alcançar.

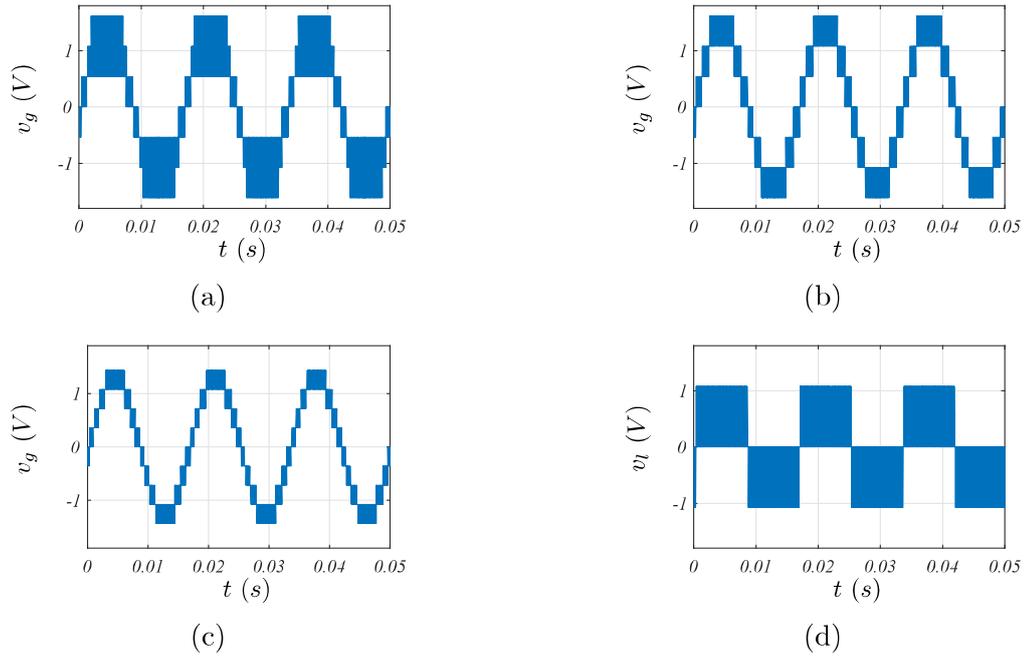


Figura 43 – Tensão de rede e tensão de carga para a topologia convencional de quatro braços e a topologia proposta 5B1T. (a) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$. (b) v_g para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$. (c) v_g para a topologia 5B1T operando com $N = 1/3$. (d) v_l para as topologias convencional 4B e 5B1T.

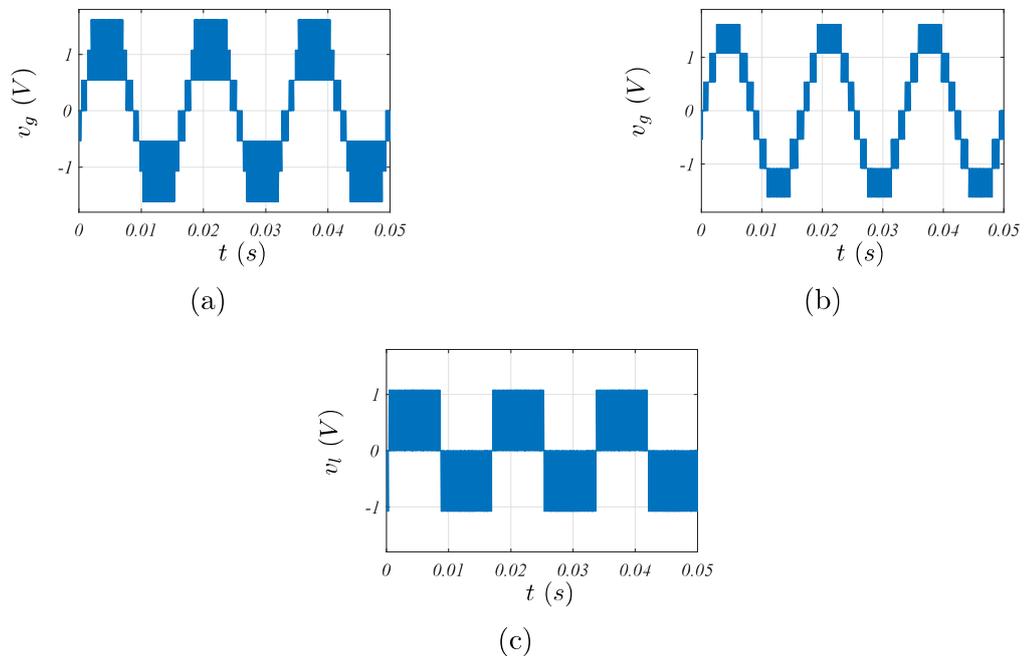


Figura 44 – v_g e v_l para as topologias convencional 4B e propostas de quatro braços. (a) v_g para a topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$. (b) v_g para as topologias propostas de quatro braços. (c) v_l para as topologias convencional 4B e propostas de quatro braços.

3.5.2 CLASSIFICAÇÃO DO CONVERSOR

Tanto as topologias convencional 4B como as propostas de cinco e quatro braços, possuem a mesma tensão de barramento. No entanto, para uma operação em que v_l é sincronizado com e_g , a tensão do barramento da topologia convencional deve ser aumentada em 20%, conforme visto na seção 3.4.

3.5.2.1 TOPOLOGIA 5B1T

A corrente média da chave q_h , no período T , é igual para ambas topologias convencional 4B e 5B1T e dada por (3.15). Mas a potência de q_h na topologia convencional 4B é menor que na topologia 5B1T devido à diferença na forma de onda de v_{h0} em ambas topologias.

$$\bar{i}_{qh} = \left(\frac{v_{h0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_g - \bar{i}_l), \quad (3.15)$$

A corrente média das chaves q_a e q_b para as topologias convencional 4B e 5B1T são iguais e dadas por (3.16) e (3.17), respectivamente, mas a potência na topologia 5B1T é menor que na topologia convencional 4B. De acordo com (3.16) e (3.17), quando a topologia 5B1T está operando com $N = 1/3$, a corrente máxima das chaves q_a e q_b é menor do que na topologia convencional 4B operando com $N = 1/2$.

$$\bar{i}_{qa} = \left(\frac{v_{a0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) N \bar{i}_g, \quad (3.16)$$

$$\bar{i}_{qb} = \left(\frac{v_{b0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) N \bar{i}_g, \quad (3.17)$$

A corrente média da chave q_c é diferente para as topologias convencional 4B e 5B1T. De (3.18), a corrente que flui pela chave q_c da topologia 5B1T é menor que a corrente na topologia convencional 4B quando $\bar{i}_l < \bar{i}_g/2$. A potência de q_c na topologia convencional 4B é menor que na proposta.

$$\bar{i}_{qc} = \begin{cases} \left(\frac{v_{c0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_g - \bar{i}_l), & \text{para a topologia convencional} \\ \left(\frac{v_{c0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) \bar{i}_l, & \text{para a topologia 5B1T} \end{cases} \quad (3.18)$$

A corrente média da chave q_d na topologia 5B1T é dada por (3.19) e é maior que nas chaves q_a e q_b na topologia convencional 4B, por conta disso, a potência na chave q_d da topologia 5B1T é maior que qualquer uma das chaves da topologia convencional 4B.

$$\bar{i}_{qd} = \left(\frac{v_{d0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) \bar{i}_g, \quad (3.19)$$

A análise das potências das chaves complementares \bar{q}_a , \bar{q}_b , \bar{q}_c , \bar{q}_d e \bar{q}_h , são semelhantes.

3.5.2.2 TOPOLOGIA DE QUATRO BRAÇOS

As topologias convencional e propostas de quatro braços possuem a mesma tensão de barramento. No entanto, para uma operação em que v_l é sincronizado com e_g , a tensão do barramento das topologias convencional e de propostas de quatro braços deve ser aumentada em 20%, conforme visto na seção 3.4.

A corrente média das chaves q_a , q_b , q_c e q_h no período T é dada por (3.20)-(3.21). A corrente que flui por q_a da topologia convencional é metade da corrente nas topologias propostas devido a $N = 1/2$ em (3.20). A partir de (3.21), a corrente que flui por q_h da topologia convencional é a mesma que a topologia 4B1T-B e menor que a topologia 4B1T-H. A potência nominal de q_a e q_h na topologia convencional é menor que nas topologias propostas.

De (3.22), o fluxo da corrente por q_b da topologia 4B1T-H é menor que a corrente na topologia convencional quando $\bar{i}_l < N\bar{i}_g$. Para a topologia 4B1T-B, \bar{i}_{qb} é menor que a topologia convencional quando $\bar{i}_l < 2N\bar{i}_g$, enquanto $N = 1/2$, então $\bar{i}_l < \bar{i}_g$. De (3.23), a corrente que flui por q_c das topologias propostas é menor que a convencional quando $\bar{i}_g > \bar{i}_l/(N - 1)$. A potência de q_b e q_c , dependendo da operação do sistema e dos valores de i_g e i_l , pode ser menor nas topologias propostas para algumas condições operacionais e pode ser menor para a topologia convencional para outras condições. A análise para as chaves \bar{q}_a , \bar{q}_b , \bar{q}_c e \bar{q}_h são semelhantes.

$$\bar{i}_{qa} = \begin{cases} \left(\frac{v_{a0}^*}{v_c} + \frac{1}{2}\right) N\bar{i}_g, & \text{para convencional 4B;} \\ \left(\frac{v_{a0}^*}{v_c} + \frac{1}{2}\right) \bar{i}_g, & \text{para as topologias propostas de quatro braços.} \end{cases} \quad (3.20)$$

$$\bar{i}_{qh} = \begin{cases} \left(\frac{v_{h0}^*}{v_c} + \frac{1}{2}\right) (\bar{i}_g - \bar{i}_l), & \text{para convencional 4B;} \\ & \text{e 4L-B;} \\ \left(\frac{v_{h0}^*}{v_c} + \frac{1}{2}\right) [(N + 1)\bar{i}_g - \bar{i}_l], & \text{para 4B1T-H.} \end{cases} \quad (3.21)$$

$$\bar{i}_{qb} = \begin{cases} \left(\frac{v_{b0}^*}{v_c} + \frac{1}{2}\right) N\bar{i}_g, & \text{para convencional 4B;} \\ \left(\frac{v_{b0}^*}{v_c} + \frac{1}{2}\right) \bar{i}_l, & \text{para 4B1T-H;} \\ \left(\frac{v_{b0}^*}{v_c} + \frac{1}{2}\right) (\bar{i}_l - N\bar{i}_g), & \text{para 4B1T-B.} \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\bar{i}_{qc} = \begin{cases} \left(\frac{v_{c0}^*}{v_c} + \frac{1}{2}\right) (\bar{i}_g - \bar{i}_l), & \text{para convencional 4B;} \\ \left(\frac{v_{c0}^*}{v_c} + \frac{1}{2}\right) N\bar{i}_g, & \text{para as topologias propostas de quatro braços.} \end{cases} \quad (3.23)$$

3.5.3 CLASSIFICAÇÃO DO TRANSFORMADOR

3.5.3.1 TOPOLOGIA 5B1T

A Fig. 45 mostra a potência do transformador das topologias convencional 4B e 5B1T. Como pode ser visto, a potência necessária para o transformador da topologia 5B1T é maior que a da topologia convencional 4B para operações sem perturbações na fonte de alimentação. Para operações com distúrbios, a potência do transformador da topologia convencional 4B aumenta consideravelmente, enquanto o da topologia 5B1T permanece a mesma ou se torna menor, dependendo se $N = 1/2$ ou $N = 1/3$. Então, para um projeto adequado, o transformador de topologia 5B1T tem menos potência do que o transformador da topologia convencional 4B, visto que ele deve ser dimensionado considerando o pior caso de operação.

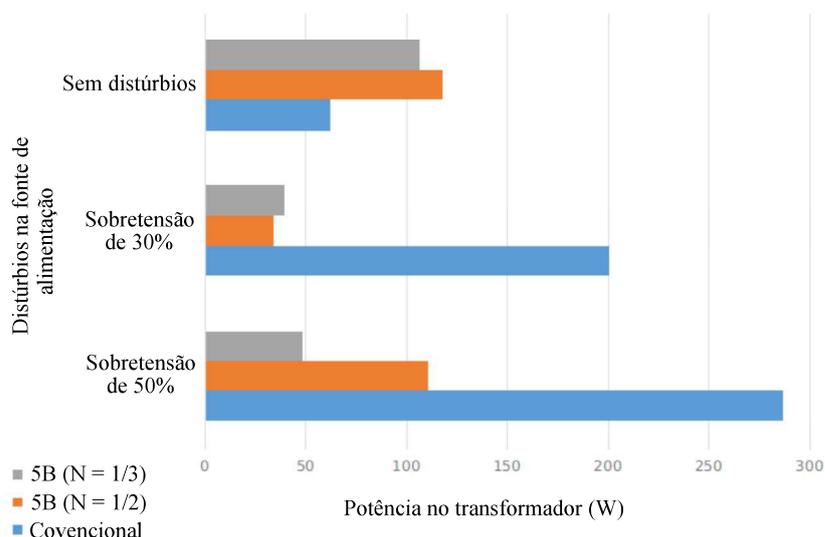
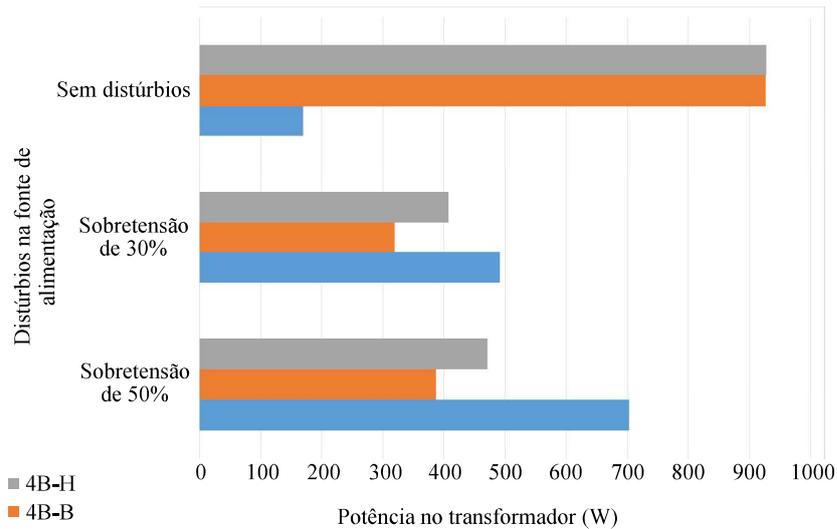


Figura 45 – Potência do transformador para diferentes distúrbios na fonte de alimentação para a topologia 5B1T.

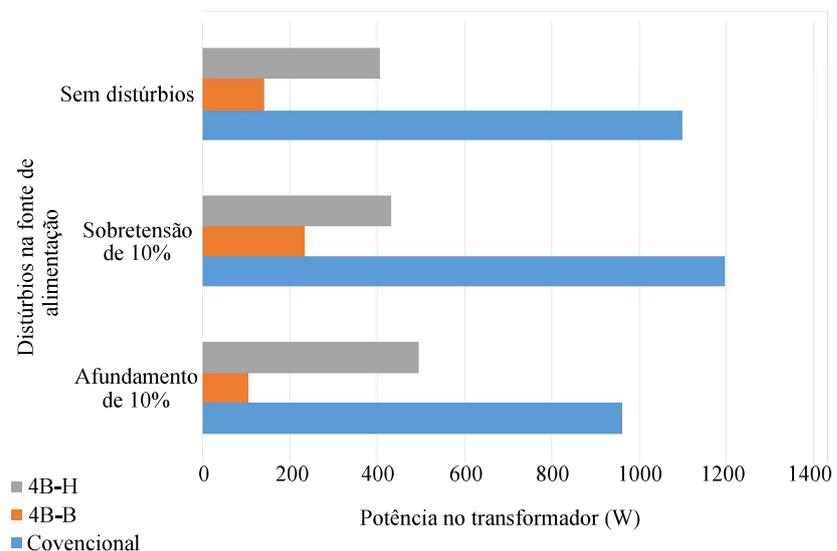
3.5.3.2 TOPOLOGIA DE QUATRO BRAÇOS

A Fig. 46 mostra a potência do transformador para as topologias convencional 4B e de quatro braços operando em dois casos diferentes. O primeiro caso é para uma operação 1:1, ou seja, a tensão de entrada (fonte de alimentação) e a tensão de saída na carga no valor de 110 V (rms). O segundo caso é para uma operação 2:1, isto é, a fonte de alimentação fornece 220 V (rms) e a tensão de carga é de 110 V (rms).

A Fig. 46(a) mostra a potência do transformador para o primeiro caso. Como pode ser visto, a potência do transformador das topologias propostas é muito maior que a potência na topologia convencional 4B para operações sem perturbações na fonte de alimentação.



(a)



(b)

Figura 46 – Potência do transformador para diferentes distúrbios na fonte de alimentação para as topologias de quatro braços. (a) Primeiro caso (1:1). (b) Segundo caso (2:1).

Quando há perturbações na fonte de alimentação, como sobretensões de 30% e 50%, a potência do transformador diminui, permanecendo abaixo da topologia convencional 4B.

Para o segundo caso Fig. [46(b)], o transformador de potência das topologias propostas de quatro braços é bem menor do que a topologia convencional 4B, independente se o sistema opera sem perturbações na fonte de alimentação ou com perturbações como afundamentos/sobretensões de 10%, como pode ser visto na Fig. 46(b).

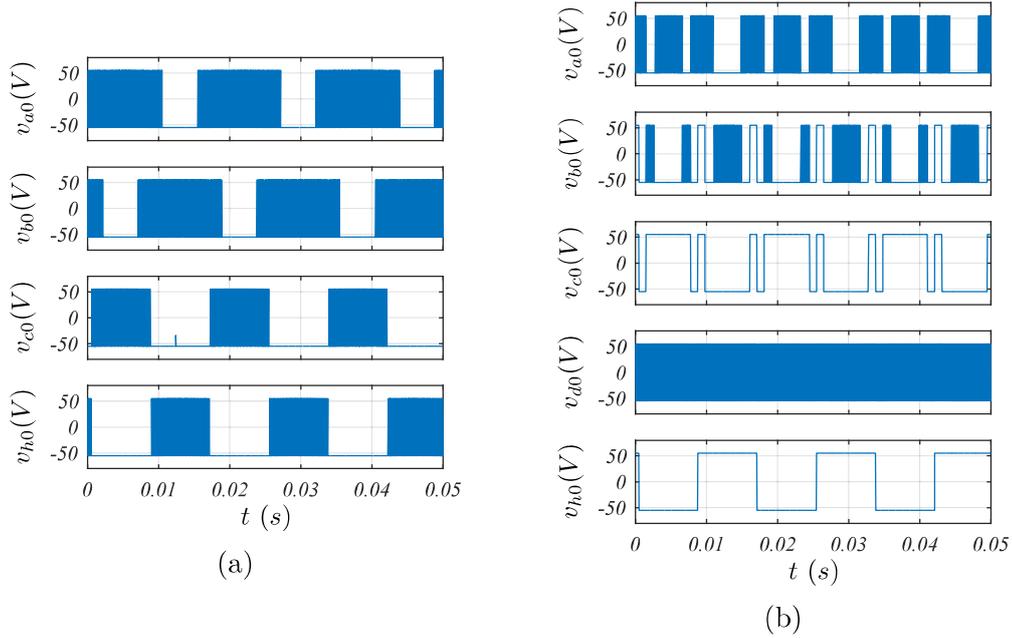


Figura 47 – Tensões de polo do conversor. (a) Convencional 4B. (b) 5B1T.

3.5.4 FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO

3.5.4.1 TOPOLOGIA 5B1T

As Figs. 47(a) e 47(b) mostram as tensões de polo do conversor (v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} , v_{d0} , v_{h0}) para as topologias convencional 4B e 5B1T, respectivamente. A tabela 10 apresenta a frequência média de chaveamento das tensões do polo do conversor nas Figs. 47(a) e 47(b) para as topologias convencional 4B e 5B1T. Analisando estes resultados pode-se notar uma redução próxima a 9,25%, 44,10%, 96,38% e 98,79% na frequência de chaveamento das tensões de polo v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{h0} , respectivamente. Mesmo com a adição de mais um braço com frequência de chaveamento de 19,86kHz, a frequência média do conversor na topologia 5B1T foi de 8,07 kHz, enquanto na topologia convencional 4B foi de 11,80 kHz, tendo então uma redução na frequência média de chaveamento de 31,61%.

3.5.4.2 TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS

A Tabela 11 mostra a frequência média de chaveamento das topologias convencional e propostas de quatro braços operando com a frequência de chaveamento fixada em $f_s = 10$ kHz. Analisando estes resultados, pode-se ver uma redução da frequência média de chaveamento dos braços a e h para as topologias propostas, um aumento da frequência média de chaveamento do braço c para as topologias propostas em relação à topologia convencional 4B, e um aumento na frequência média de chaveamento do braço b na

Tabela 10 – Frequência média de chaveamento de cada chave nas topologias convencional 4B e 5B1T.

Tensões de polo	Frequência de chaveamento (convencional 4B)	Frequência de chaveamento (5B1T)
v_{a0}	13,62 kHz	12,36 kHz
v_{b0}	13,74 kHz	7,68 kHz
v_{c0}	9,96 kHz	0,36 kHz
v_{d0}	—	19,86 kHz
v_{h0}	9,90 kHz	0,12 kHz

topologia 4B1T-H em comparação com a topologia convencional 4B. A frequência média de chaveamento das topologias propostas é muito menor que a topologia convencional 4B quando, em ambos os casos, as configurações operam sob as mesmas condições (mesmo THD).

Tabela 11 – Frequência média de comutação das topologias convencional e propostas de quatro braços operando com $f_s = 10$ kHz.

Frequência de chaveamento	Braço a (kHz)	Braço b (kHz)	Braço c (kHz)	Braço h (kHz)	Frequência média (kHz)
Convencional	13,68	13,68	9,92	9,92	11,8
4B1T-B	7,32	12,52	19,69	7,32	11,71
4B1T-H	6,28	19,8	19,34	0,12	11,38

3.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O controle das topologias propostas neste capítulo é o mesmo descrito no Capítulo 2 (Fig. 14). A amplitude de referência da corrente I_g^* é obtida por um controlador do tipo PI, que é responsável por controlar a tensão no barramento capacitivo (v_c). O bloco *PLL* obtém a fase instantânea (θ_{e_g}) da tensão e_g e o bloco *Syn-g* sincroniza a referência de corrente i_g^* com e_g . Controlando a corrente i_g por meio do bloco R_g , a tensão de referência v_g^* é obtida. O bloco R_g é um controlador de corrente digital [Jacobina, Oliveira e Silva 2006] e [Jacobina et al. 2001], este bloco fornece erro nulo em uma frequência escolhida.

A fase instantânea θ_{v_g} da tensão v_g é obtida por meio do bloco *PLL*. O bloco *Syn-l*

sincroniza as tensões v_g e v_l . O ângulo representado por α^* é a referência do ângulo de fase entre v_g e v_l . A tensão v_l pode ser sincronizada com e_g por meio do ângulo de fase θ_{e_g} como discutido na seção 3.4.

3.7 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

Para o estudo da distorção harmônica total, o mesmo princípio adotado no Capítulo 2 foi utilizado neste capítulo.

3.7.1 TOPOLOGIA 5B1T

As tabelas 12 e 13 apresentam a comparação de THD e WTHD entre as topologias convencional 4B e 5B1T operando com uma sobretensão de 30% e 50%.

Para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$, pode ser visto o THD de i_g apresentando uma redução de aproximadamente 22,02% e 21,1% para sobretensões de 30% e 50%, respectivamente. O WTHD de v_g apresentou uma redução próxima a 18,18% e 15% para sobretensões de 30% e 50%, respectivamente. Isso ocorre devido ao aumento do número de níveis da tensão v_g que passa de três (topologia convencional 4B) para sete níveis simetricamente espaçados na topologia 5B1T.

Para a topologia proposta operando com $N = 1/3$, o THD de i_g apresentou uma redução próxima a 46,79% e 41,28% para sobretensões de 30% e 50%, respectivamente, e o WTHD de v_g apresentou uma redução próxima a 45,45% e 40%, também respectivamente. Essa melhoria se deve novamente ao aumento do número de níveis da tensão v_g que dessa vez passa de três (topologia convencional 4B) para nove níveis simetricamente espaçados na topologia 5B1T.

Tabela 12 – Comparação de THD entre a topologia convencional e proposta 5B1T para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.

Sobretensão	Topologia	THD i_g	THD i_l
30%	Convencional	1,09%	29,55%
	5B1T ($N = 1/2$)	0,85%	29,55%
	5B1T ($N = 1/3$)	0,58%	29,55%
50%	Convencional	1,09%	29,54%
	5B1T ($N = 1/2$)	0,86%	29,54%
	5B1T ($N = 1/3$)	0,64%	29,54%

Tabela 13 – Comparação de WTHD entre a topologia convencional e proposta para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.

Sobretensão	Topologia	WTHD v_g	WTHD v_t
30%	Convencional	0,22%	0,42%
	5B1T ($N = 1/2$)	0,18%	0,42%
	5B1T ($N = 1/3$)	0,12%	0,42%
50%	Convencional	0,20%	0,41%
	5B1T ($N = 1/2$)	0,17%	0,41%
	5B1T ($N = 1/3$)	0,12%	0,44%

3.7.2 TOPOLOGIA DE QUATRO BRAÇOS

As Tabelas 14 e 15 apresentam a comparação de THD e WTHD entre as topologias convencional e propostas de quatro braços, operando com uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação. Nestes resultados, a frequência de chaveamento f_s foi fixada em 10 kHz.

A Tabela 14 apresenta a compensação harmônica da corrente, onde o THD da corrente da carga não-linear foi de 29,5%. Para a topologia convencional, o THD da corrente da rede foi de 1,04% para uma sobretensão de 30% e 1,02% para uma sobretensão de 50%. Para as topologias propostas, o THD da corrente da rede foi de 0,78% para uma sobretensão de 30% e 0,77% para uma sobretensão de 50%. Nesses resultados, uma redução próxima a 25% pode ser vista no THD de i_g para as topologias propostas quando comparadas com a topologia convencional 4B.

A tabela 15 apresenta o WTHD de v_g e v_t . Para a topologia convencional, o WTHD de v_g foi de 0,22% para uma sobretensão de 30% e 0,20% para uma sobretensão de 50%. Para

Tabela 14 – Comparação de THD entre as topologias de quatro braços para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.

Sobretensão	Topologia	THD i_g	THD i_t
30%	Convencional 4B	1,04%	29,54%
	4B1T-H	0,78%	29,53%
	4B1T-B	0,79%	29,54%
50%	Convencional 4B	1,02%	29,49%
	4B1T-H	0,77%	29,53%
	4B1T-B	0,77%	29,53%

Tabela 15 – Comparação de WTHD entre as topologias de quatro braços para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.

Sobretensão	Topologias	WTHD v_g	WTHD v_l
30%	Convencional	0,22%	0,42%
	4B1T-H	0,17%	0,42%
	4B1T-B	0,17%	0,42%
50%	Convencional	0,20%	0,42%
	4B1T-H	0,15%	0,42%
	4B1T-B	0,15%	0,42%

as topologias propostas, o WTHD da tensão da rede foi de 0,17% para uma sobretensão de 30% e 0,15% para uma sobretensão de 50%. Nesses resultados, houve uma redução no WTHD de v_g próxima de 22,73% para uma sobretensão de 30% e 25% para uma sobretensão de 50% quando comparadas as topologias propostas com a convencional 4B. Isso ocorre devido a melhoria na forma de onda da tensão v_g , que passa de sete níveis com alguns trechos contendo pulos (topologia convencional 4B) para sete níveis simetricamente espaçados nas topologias propostas de quatro braços

3.7.3 TOPOLOGIA DE TRÊS BRAÇOS

Para análise das distorções harmônicas das topologias de três braços, os parâmetros da Tabela 16 foram utilizados. As Tabelas 17-19 resumem a comparação de THD entre as topologias convencionais e propostas para diferentes operações. Nestes resultados, a frequência de comutação f_s foi fixada em 10 kHz.

A Tabela 17 apresenta a comparação de THD entre as topologias convencionais e propostas operando sem perturbações na fonte de alimentação. Para as topologias propostas, o THD de i_g diminuiu 37,97% em comparação com a topologia convencional 4B, e diminuiu 49,17% em comparação com a topologia convencional 3B. O WTHD de v_l diminuiu 27,63% comparado às topologias convencionais 4B e 3B, o WTHD de v_g diminuiu 39,29% comparado à topologia convencional 4B, e diminuiu 52,78% comparado à topologia convencional 3B.

A Tabela 18 apresenta a comparação de THD e WTHD entre topologias convencionais e propostas operando com uma queda de tensão de 10% na fonte de alimentação. Neste caso, a THD de i_g diminuiu 19,46% em comparação com a topologia convencional de quatro braços e diminuiu 41,68% comparado com a topologia convencional de três braços. A

Tabela 16 – Parâmetros de simulação para as topologias de três braços.

Parâmetro	Valor	Descrição
e_g	220 V (<i>rms</i>)	considera-se a ausência de afundamentos/sobretensões
S_l	1 kVA	potência aparente na carga
f_{pl}	0,7	fator de potência na carga (indutivo)
v_l	110 V (<i>rms</i>)	tensão na carga
r_g	0,05 Ω	resistência no lado da rede
l_g	8 mH	indutância no lado da rede
N	1	relação e espiras do transformador para a topologia 3B1T-SH
N	2	relação e espiras do transformador para a topologia 3B1T-S
N	1/2	relação e espiras do transformador para as topologias convencionais e topologia 3B1T-P
v_c^*	375 V	tensão no barramento para as topologias convencionais
v_c^*	170 V	tensão no barramento para as topologias propostas de três braços
C	2200 μ F	capacitância de cada capacitor no barramento
f_s	10 kHz	frequência de chaveamento

Tabela 17 – Distorção harmônica total entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando sem distúrbios.

Topologias	THD i_g	THD i_l	WTHD v_g	WTHD v_l
Convencional 4B	3,95%	29,55%	0,28%	0,76%
Convencional 3B	4,82%	29,54%	0,36%	0,76%
Propostas de três braços	2,45%	29,53%	0,17%	0,55%

WTHD de v_l diminuiu 23,68% em comparação com as topologias convencionais, a WTHD de v_g diminuiu 25,93% em comparação com a topologia convencional de quatro braços e diminuiu 47,37% comparada com a topologia convencional de três braços.

O último caso apresenta a comparação de distorção harmônica entre topologias convencionais e propostas de três braços operando com uma sobretensão de 10% na fonte de alimentação, este resultado pode ser visto na Tabela 19. Neste caso, a THD de i_g diminuiu 43,51% em comparação com a topologia convencional de quatro braços e diminuiu 45,49% quando comparada com a topologia convencional de três braços. A WTHD de v_l

Tabela 18 – Comparação da THD entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando com uma queda de tensão de 10% na fonte de alimentação.

Topologias	THD i_g	THD i_l	WTHD v_g	WTHD v_l
Convencional 4B	3,70%	29,55%	0,27%	0,76%
Convencional 3B	5,11%	29,54%	0,38%	0,76%
Propostas de três braços	2,98%	29,53%	0,20%	0,58%

Tabela 19 – Comparação da THD entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando com uma sobretensão de 10% na fonte de alimentação.

Topologias	THD i_g	THD i_l	WTHD v_g	WTHD v_l
Convencional 4B	4,39%	29,55%	0,31%	0,76%
Convencional 3B	4,55%	29,54%	0,33%	0,76%
Propostas de três braços	2,48%	29,53%	0,17%	0,58%

diminuiu 23,68% em comparação com as topologias convencionais, a WTHD de v_g diminuiu 45,16% em comparação com a topologia convencional de quatro braços e diminuiu 48,48% quando comparada com a topologia convencional de três braços.

3.7.3.1 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL DA TOPOLOGIA 3B1T-S

A Tabela 20 apresenta a comparação do WTHD entre as topologias convencionais e proposta 3B1T-S. Nesses resultados, a frequência de chaveamento f_s foi fixada em 10 kHz e as topologias estão operando sem distúrbios na tensão da rede. O WTHD de v_g para a topologia convencional 3B aumentou 112,5% em comparação com a topologia convencional 4B, e o WTHD de v_l aumentou 11,63%. Comparando a topologia proposta com a topologia convencional de quatro braços, o WTHD de v_g diminuiu 12,5%, e o WTHD de v_l aumentou 20,93%. Comparando a topologia proposta com a topologia convencional de três braços, o WTHD de v_g diminuiu 58,82% e o WTHD de v_l aumentou 8,33%.

A Tabela 21 apresenta a comparação de THD e WTHD entre as topologias convencionais e 3B1T-S operando com uma carga não-linear. Nestes resultados, a frequência de chaveamento f_s foi fixada em 10 kHz. Para a topologia convencional 3B, o THD de i_g aumentou 42,60% comparado à topologia convencional 4B. Para a topologia 3B1T-S, o THD de i_g foi de 0,91%, diminuindo em 26,61% comparado à topologia convencional 4B, e diminuindo em 55,61% comparado à topologia convencional 3B. O WTHD de v_g para a topologia convencional 3B aumentou 74,29% em comparação com a topologia conven-

cional 4B. Comparando a topologia proposta com a convencional 4B, o WTHD de v_g diminuiu 25,71% e o WTHD de v_l aumentou 6,25%. Comparando a topologia proposta com a convencional 3B, o WTHD de v_g diminuiu 57,38% e o WTHD de v_l diminuiu 1,92%.

Tabela 20 – Comparação da WTHD entre as topologias convencionais e 4B1T-S.

Topologia	WTHD v_g	WTHD v_l
Convencional 4B	0,24%	0,43%
Convencional 3B	0,51%	0,48%
3B1T-S	0,21%	0,52%

Tabela 21 – Comparação da THD e WTHD entre as topologias convencionais e 3B1T-S operando com carga não-linear.

Topologia	THD i_g	THD i_l	WTHD v_g	WTHD v_l
Convencional 4B	1,24%	43,28%	0,35%	0,48%
Convencional 3B	2,05%	42,60%	0,61%	0,52%
3B1T-S	0,91%	42,19%	0,26%	0,51%

3.8 PERDAS NOS SEMICONDUTORES

A estimativa de perdas de semicondutores foi obtida usando o mesmo modelo apresentado no Capítulo 2.

3.8.1 TOPOLOGIA 5B1T

Para a análise das perdas nos semicondutores, as topologias convencional 4B e 5B1T tiveram a THD da corrente igualada [Rodrigues et al. 2017]. Para isso, a frequência média de comutação das topologias foi alterada. A tabela 22 apresenta a frequência média de chaveamento das topologias convencional 4B e 5B1T (com $N = 1/2$ e $N = 1/3$) operando com a mesma THD da corrente, fixado em 0,8% .

A Tabela 23 apresenta as perdas nos semicondutores para as topologias convencionais 4B e 5B1T para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação. Esta tabela apresenta as perdas por chaveamento (P_{sw}), perdas por condução (P_{cd}) e as perdas totais (P_t). A topologia 5B1T operando com $N = 1/2$ apresentou basicamente as mesmas perdas em relação à convencional 4B, mas com a vantagem de operar com uma frequência de

Tabela 22 – Frequência média de chaveamento das topologias convencional 4B e 5B1T operando com o mesmo THD.

Topologia	Frequência de chaveamento (sobretensão de 30%)	Frequência de chaveamento (sobretensão de 50%)
Convencional	18,33 kHz	17,67 kHz
5B1T ($N = 1/2$)	8,78 kHz	8,88 kHz
5B1T ($N = 1/3$)	6,70 kHz	7,51 kHz

Tabela 23 – Comparação das perdas totais nos semicondutores entre as topologias convencional 4B e 5B1T para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.

Sobretensão	Topologia	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
30%	Convencional	31,7	33,19	64,89
	5B1T $N = 1/2$	26,20	36,99	63,19
	5B1T $N = 1/3$	15,91	34,87	50,78
50%	Convencional	30,94	32,73	63,67
	5B1T $N = 1/2$	25,69	36,89	62,58
	5B1T $N = 1/3$	20,07	34,70	54,77

chaveamento 50% menor. A topologia 5B1T operando com $N = 1/3$ apresentou uma redução nas perdas nos semicondutores próxima de 21,74% para uma sobretensão de 30%, e apresentou uma redução próxima de 13,98% para uma sobretensão de 50%, com a vantagem de operar com uma frequência de chaveamento 60% menor.

3.8.2 TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS

A comparação das perdas nos semicondutores entre as topologias convencional e propostas de quatro braços foi feita considerando as topologias operando com o mesmo THD de i_g . Para conseguir isso, a frequência de chaveamento foi alterada para que todas as topologias operassem com o mesmo cenário de THD. Para uma sobretensão de 30%, o THD de i_g foi fixado em 0,79%. Para uma sobretensão de 50%, o THD foi fixado em 0,77%. A Tabela 24 mostra a frequência média de comutação das topologias convencional e propostas de quatro braços para operar com o mesmo cenário de THD.

A Tabela 25 resume a comparação de perdas de semicondutores entre as topologias convencional e propostas de quatro braços para uma sobretensão de 30% e 50%. Para uma sobretensão de 30%, as chaves de potência da topologia 4B1T-B, quando comparadas

com a convencional 4B, apresentaram praticamente os mesmos valores de perdas. Já a topologia 4B1T-H apresentou um pequeno aumento de 8,54%. Para uma sobretensão de 50% (Tabela 25), resultados semelhantes foram obtidos para uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação.

Analisando estes resultados é possível verificar que para as topologias propostas de quatro braços operarem com o mesmo THD e com praticamente as mesmas perdas nos semicondutoras que a topologia convencional 4B, a frequência média de chaveamento foi reduzida em 31,7% para a configuração 4B1T-H e 28,6% para a configuração 4B1T-B.

Tabela 24 – Frequência média de chaveamento das topologias convencional e propostas de quatro braços operando com a mesma THD.

Topologia	Frequência de chaveamento (sobretensão de 30%)	Frequência de chaveamento (sobretensão de 50%)
Convencional 4B	17 kHz	16,4 kHz
4B1T-H	11,6 kHz	11,2 kHz
4B1T-B	12,2 kHz	11,7 kHz

Tabela 25 – Comparação das perdas dos semicondutores entre as topologias convencional e propostas de quatro braços para uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.

Sobretensão	Topologia	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
30%	Convencional 4B	30,17	33,78	63,95
	4B1T-H	26,58	42,83	69,41
	4B1T-B	24,36	39,47	63,83
50%	Convencional 4B	29,51	33,70	63,21
	4B1T-H	25,42	42,75	68,17
	4B1T-B	23,36	39,39	62,75

É importante notar que a análise de perdas depende do ponto de operação. Para operações de alta tensão e baixa corrente, a redução de perdas de chaveamento (P_{sw}) é suficiente para garantir perdas totais menores (P_t), mesmo que as perdas de condução (P_{cd}) sejam maiores nas topologias propostas. Utilizando parâmetros de carga diferentes, observa-se que ao aumentar v_l e conseqüentemente trabalhar com i_l menor, as perdas das topologias propostas tendem a ter uma redução maior quando comparadas às perdas da topologia convencional. Portanto, as topologias 4B1T-B e 4B1T-H têm maior eficiência ao trabalhar com valores de v_l mais alto e i_l mais baixo.

3.8.3 TOPOLOGIA DE TRÊS BRAÇOS

O modelo de perdas utilizado foi o mesmo apresentado no Capítulo 2. Os parâmetros usados para comparar as perdas nos semicondutores foram apresentados na Tabela 16.

As tabelas 26-28 mostram as comparações de perdas nos semicondutores entre as topologias convencionais e propostas de três braços para diferentes operações. Nestes resultados foram analisadas as perdas de chaveamento (P_{sw}), as perdas por condução (P_{cd}) e as perdas totais (P_t). Analisando os resultados da Tabela 26, P_{sw} diminuiu 60,97%, e P_t diminuiu 40,01% comparado com a topologia convencional 4B. Comparando com a topologia convencional 3B, P_{sw} diminuiu 61,64% e P_t diminuiu 47,20%.

Tabela 26 – Comparação das perdas totais nos semicondutores entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando sem distúrbios (operação 2:1).

Topologias	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
Convencional 4B	52,37	12,11	64,48
Convencional 3B	53,28	10,21	63,49
Propostas de três braços	20,44	13,08	33,52

Tabela 27 – Comparação das perdas totais nos semicondutores entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando com uma queda de tensão de 10% na fonte de alimentação (operação 2:1).

topologias	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
Convencional 4B	54,61	11,99	66,60
Convencional 3B	54,78	10,16	64,94
Propostas de três braços	20,14	12,81	32,95

Tabela 28 – Comparação das perdas nos semicondutores entre as topologias convencionais e propostas de três braços operando com uma sobretensão de 10% na fonte de alimentação (operação 2:1).

Topologias	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
Convencional 4B	50,24	12,13	62,37
Convencional 3B	52,04	10,32	62,36
Propostas de três braços	16,66	11,29	27,95

Analisando a Tabela 27 para o sistema operando com uma queda de tensão de 10%, P_{sw} diminuiu 63,12% e P_t diminuiu 50,53% para as topologias propostas de três braços quando comparadas com a topologia convencional 4B. Comparando-se com a topologia

convencional 3B, P_{sw} diminuiu 63,23% e P_t diminuiu 49,26%. Para o sistema proposto operando com uma sobretensão de 10% (Tabela 28), P_{sw} diminuiu 66,84% e P_t diminuiu 55,19% comparado com a topologia convencional 4B. Comparando com a topologia convencional 3B, P_{sw} diminuiu 67,89% e P_t diminuiu 55,18%.

Com esses resultados, pode-se observar que as topologias propostas apresentam um melhor desempenho em termos de perdas nos dispositivos semicondutores.

A Tabela 32 apresenta a frequência média de chaveamento para as topologias convencionais e propostas. Pode-se observar que, para operações com afundamentos/sobretensões, as topologias propostas de três braços operam com uma frequência média de chaveamento menor. Também pode ser visto que, enquanto o braço h da topologia 3B1T-SH opera com uma frequência de chaveamento baixa, nas topologias 3B1T-S e 3B1T-P o braço b é que opera com uma frequência de chaveamento baixa.

3.8.3.1 TOPOLOGIA 3B1T-S

A tabela 29 mostra a frequência de chaveamento média das topologias convencionais e 3B1T-S operando no mesmo cenário. A Tabela 30 resume as perdas nos semicondutores para as topologias operando sem distúrbios e uma tensão de operação de 110 V (rms) na entrada e na saída. As perdas nos semicondutores da topologia 3B1T-S em comparação com a topologia convencional 4B diminuíram em 8,51%, e quando comparadas com a topologia convencional 3B diminuíram 33,02%. Observando os resultados nas Tabelas 29 e 30, pode-se observar que a topologia 3B1T-S tem um desempenho interessante, principalmente porque possui duas chaves a menos que a topologia convencional 4B. A Fig. 48 apresenta o comportamento das perdas nos semicondutores quando a tensão do sistema aumenta. Para a Fig. 48(a) a corrente do sistema foi mantida constante, e para a Fig. 48(b) a impedância da carga foi mantida constante. Pode-se observar que à medida que a tensão aumenta, em ambas as situações, as perdas totais da topologia 4B1T-S são menores que as perdas das topologias convencionais.

Tabela 29 – Frequência média de comutação das topologias convencionais e 3B1T-S operando com o mesmo cenário (WTHD) (operação 1:1).

Topologia	Frequência de chaveamento
Convencional 4B	14,37 kHz
Convencional 3B	20,68 kHz
3B1T-S	14,48 kHz

Tabela 30 – Comparação das perdas totais nos semicondutores entre as topologias convencionais e 3B1T-S (operação 1:1).

Topologia	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
Convencional 4B	25,61	13,41	39,02
Convencional 3B	41,73	11,57	53,30
3B1T-S	23,71	11,99	35,70

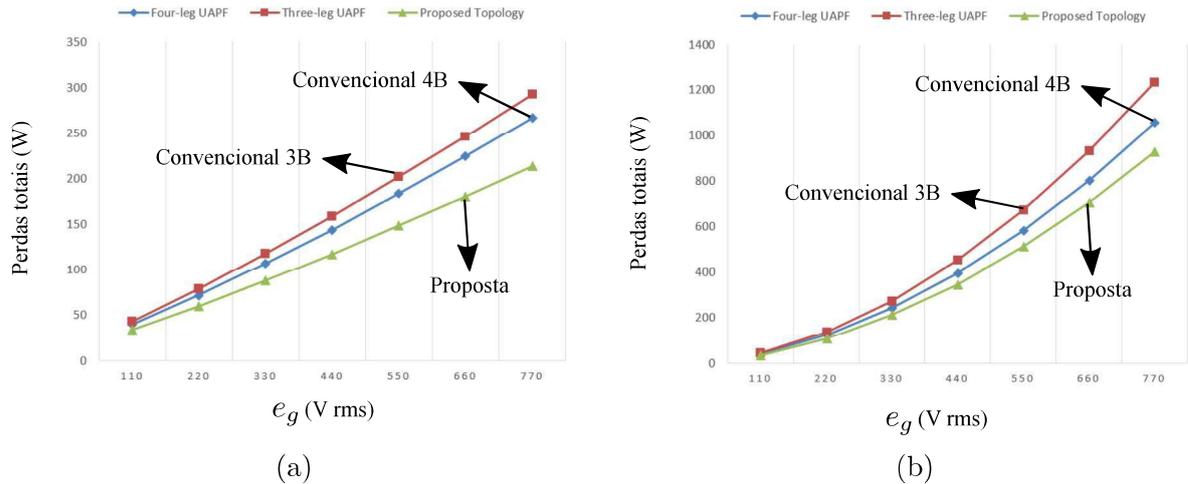


Figura 48 – Comportamento das perdas totais nos semicondutores com o aumento da tensão para a topologia 3B1T-S. (a) Aumento da tensão mantendo-se a corrente do sistema constante. (b) Aumento da tensão mantendo-se a impedância da carga constante.

3.9 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para auxílio nas simulações das topologias propostas deste capítulo, foram utilizados os softwares PSIM[®], DEV-Cpp[®] e MATLAB[®].

3.9.1 TOPOLOGIA 5B1T

Os resultados obtidos em simulação para a topologia 5B1T encontram-se nas Figs. 49 e 50. Os parâmetros de simulação utilizados podem ser vistos na Tabela 31. O sistema opera com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação para $N = 1/2$, e uma sobretensão de 30% para $N = 1/3$.

A Fig. 49 representa os resultados para a topologia 5B1T operando com a relação de espiras do transformador $N = 1/2$. Na Fig. 49(a) tem-se a tensão e a corrente na rede (e_g e i_g), pode-se notar que ambas estão em fase com um fator de potência próximo ao valor

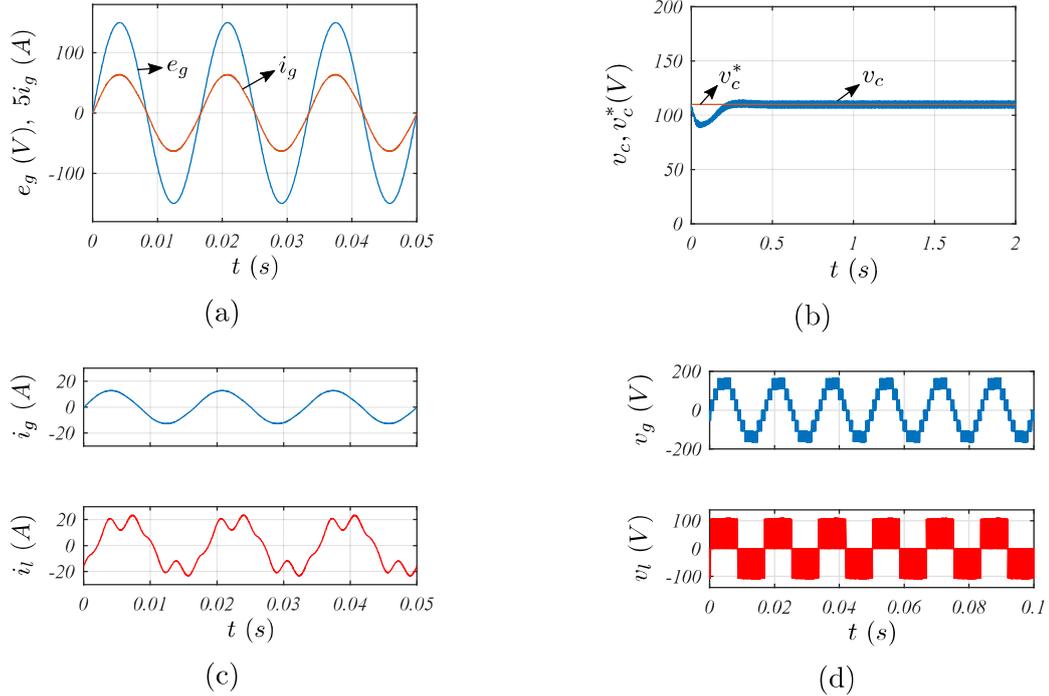


Figura 49 – Resultados de simulação para a topologia 5B1T com $N = 1/2$ e operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

unitário, e que a tensão e_g opera com uma sobretensão de 50%, ou seja, com um valor de pico de 150 V. A Fig. 49(b) contém a referência da tensão no barramento capacitivo, e a medição seguindo a referência, ou seja, v_c está sendo controlada no valor de 108 V. A Fig. 49(c) apresenta as correntes i_g (parte superior) e i_l (parte inferior), pode-se perceber que a corrente i_l apresentou uma forma de onda comum a uma carga não-linear, apresentando distorções em seu formato, já a corrente i_g apresentou uma forma senoidal livre das distorções provenientes da carga, ficando nítida a compensação harmônica. A Fig. 49(d) mostra as formas de onda da tensão v_g (parte superior) com sete níveis simetricamente espaçados e da tensão v_l (parte inferior) com três níveis simetricamente espaçados.

A Fig. 50 apresenta os resultados da topologia 5B1T operando com $N = 1/3$. Na Fig. 50(a) pode-se notar que novamente e_g e i_g estão em fase com um fator de potência próximo a um, mas dessa vez a tensão e_g opera com uma sobretensão de 30%, ou seja, com um valor de pico de 130 V. A Fig. 50(b) apresenta a tensão v_c seguindo a referência e sendo controlada em também em 108 V. A Fig. 50(c) apresenta i_g (parte superior) e i_l (parte inferior), novamente, mostrando a compensação harmônica. A Fig. 50(d) mostra as formas de onda da tensão v_g (parte superior) com nove níveis simetricamente espaçados e da tensão v_l (parte inferior) com três níveis simetricamente espaçados.

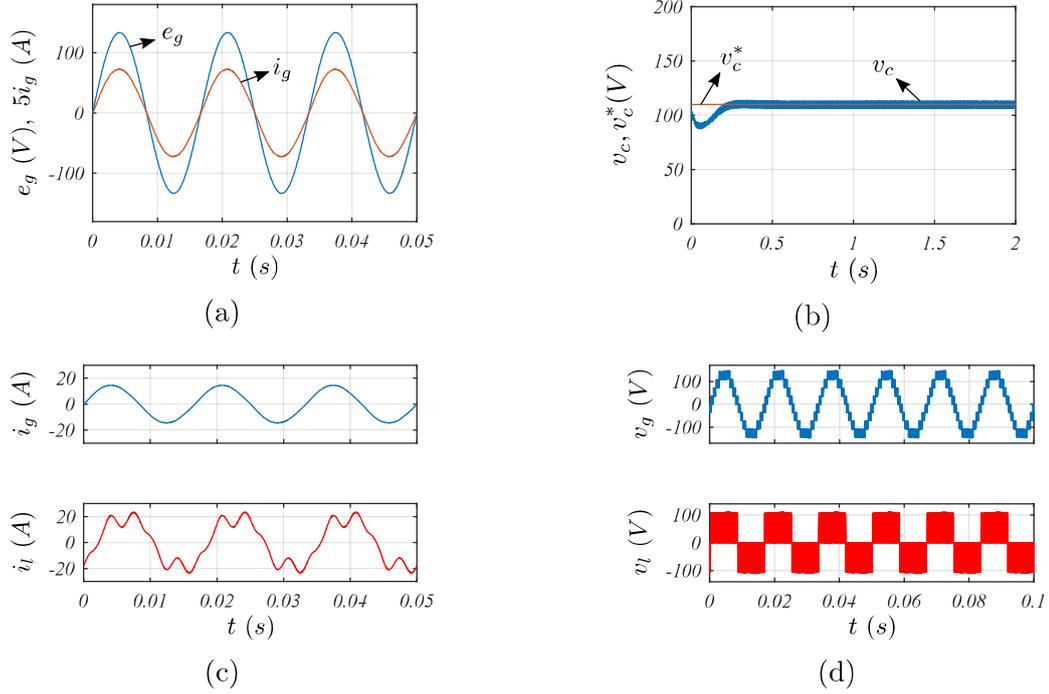


Figura 50 – Resultados de simulação para a topologia 5B1T com $N = 1/3$ e operando com uma sobretensão de 30%. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

Tabela 31 – Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor	Descrição
e_g	100 V	tensão da rede considerando-se ausência de afundamentos/sobretensões
S_l	1000 VA	potência aparente da carga
fp_l	0,7	fator de potência da carga (indutivo)
r_g	0,05 Ω	resistência no lado da rede
l_g	2 mH	indutância no lado da rede
v_c^*	108 V	tensão no barramento
N	1/2	relação de espiras do transformador
C	4400 μF	capacitância de cada capacitor no barramento

3.9.2 TOPOLOGIAS DE QUATRO BRAÇOS

As Figs. 51 e 52 apresentam os resultados da simulação para a topologia 4B1T-B operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação para carga indutiva e capacitiva, respectivamente. A Fig. 51(a) mostra que e_g esteve em fase com i_g , compensando assim a potência reativa e mantendo o fator de potência unitário. A Fig. 51(b) mostra v_c controlado em 108 V. A Fig. 51(c) contém as correntes na rede (parte supe-

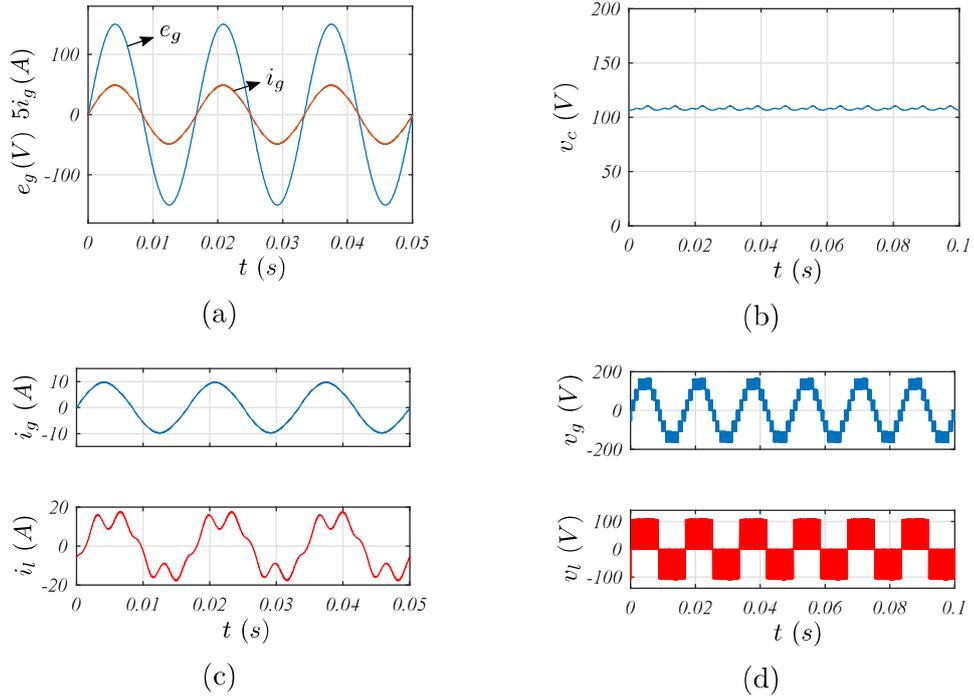


Figura 51 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-B operando com uma sobre-tensão de 50% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

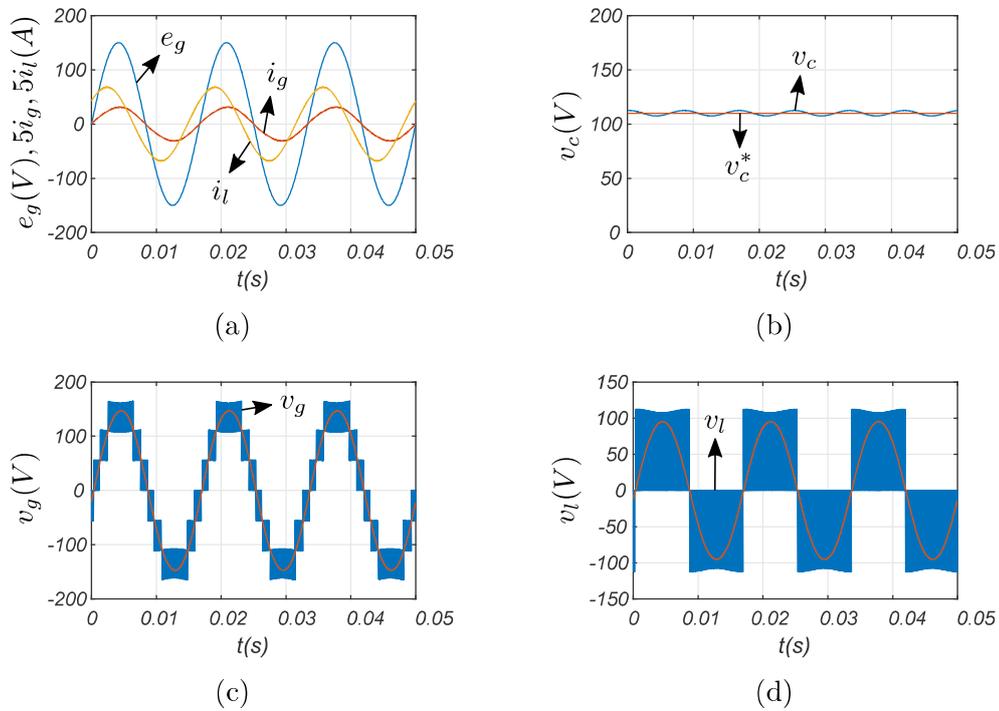


Figura 52 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-B operando sob condições de carga capacitiva. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) v_g . (d) v_l .

rior) e na carga (parte inferior), em que a compensação harmônica pode ser observada. A Fig. 51(d) mostra v_g (parte superior) com sete níveis e v_l (parte inferior) com três níveis simetricamente espaçados. A Fig. 52 mostra os resultados de simulação para a topologia 4B1T-B operando sob condições de carga capacitiva. A Fig. 52(a) mostra e_g em fase com i_g e atrasado em relação a corrente i_l devido à carga capacitiva. A Fig. 52(b) mostra v_c controlado em 108 V e seguindo a referência. As Figs. 52(c) e 52(d) mostram v_g e v_l com sete e três níveis simetricamente espaçados, respectivamente.

A Fig. 53 apresenta os resultados da simulação para a topologia 4B1T-H proposta operando sem distúrbios na fonte de alimentação. A Fig. 53(a) mostra e_g e i_g em fase, com fator de potência unitário. A Fig. 53(b) mostra v_c controlado em 172 V. A Fig. 53(c) mostra i_g (parte superior) e i_l (parte inferior), destacando a compensação harmônica da corrente. E por fim, a Fig. 53(d) mostra v_g (parte superior) com cinco níveis e v_l (parte inferior) com três níveis diferentes simetricamente espaçados.

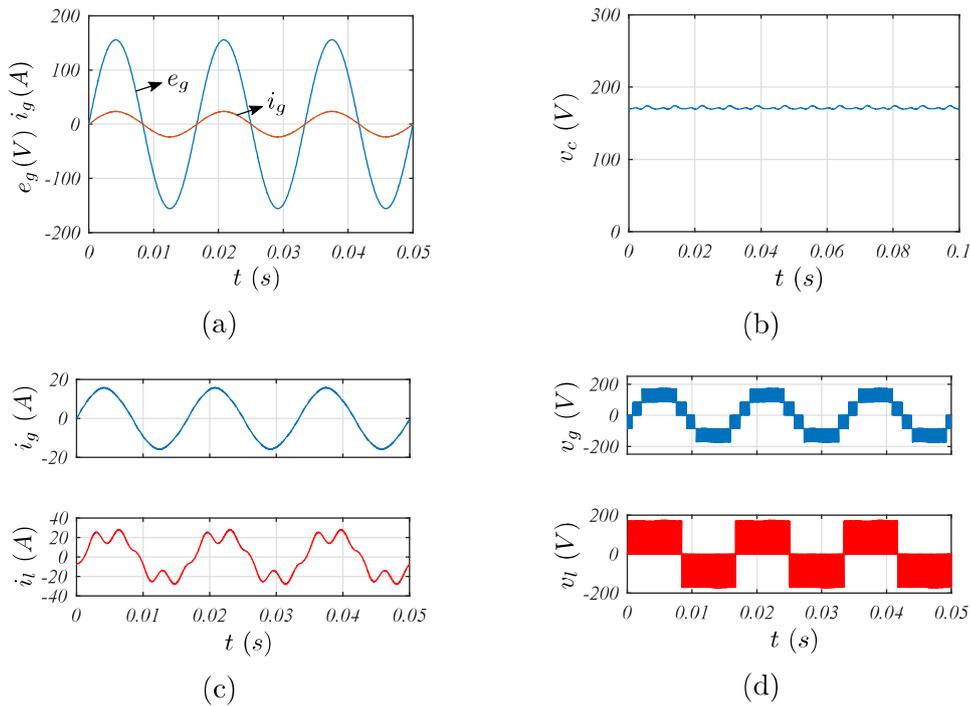


Figura 53 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-H operando sem perturbações na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

A Fig. 54 apresenta os resultados da simulação para a topologia 4B1T-H operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. Como pode ser visto na Fig. 54(a), e_g está operando com uma amplitude maior que em 53(a) devido à sobretensão. A Fig. 54(b), v_g tem um número maior de níveis em relação a operação sem perturbações, apresentando

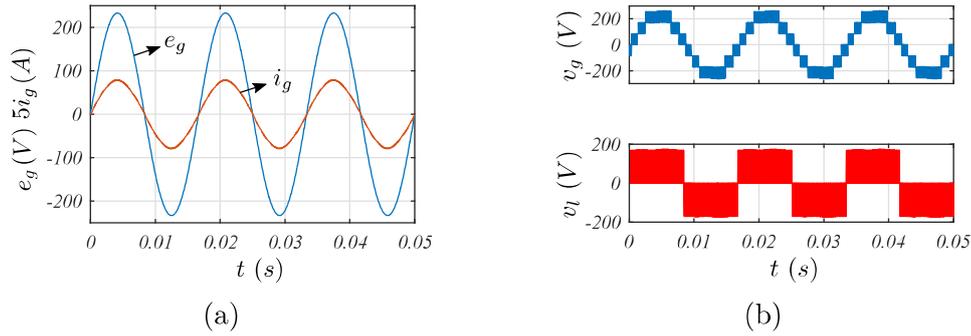


Figura 54 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-H operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. (a) e_g e i_g . (b) v_g e v_l .

sete níveis, dois a mais que na Fig. 53(d).

A Fig. 55 mostra os resultados para a topologia 4B1T-H operando sob condições de carga capacitiva. A Fig. 55(a) mostra e_g e i_g em fase, e a corrente i_g atrasada em relação a i_l devido à carga capacitiva. A Fig. 55(b) mostra v_c controlado em 172 V e seguindo a referência v_c^* . As Figs. 55(c) e 55(d) mostram v_g e v_l com sete e três níveis, respectivamente, e operando com $\alpha = 0^\circ$. Já A Figs. 55(e) e 55(f) mostram v_g e v_l com sete e três níveis, respectivamente, com $\alpha = 30^\circ$. Como pode ser visto, a diferença entre as operações com $\alpha = 0^\circ$ e $\alpha = 30^\circ$ é apenas a mudança de fase da tensão v_l , as formas de onda permanecem as mesmas.

3.9.3 TOPOLOGIA DE TRÊS BRAÇOS

Os parâmetros da Tabela 16 foram utilizados para os resultados de simulação das topologias de três braços. A Fig. 56 apresenta os resultados de simulação para a topologia proposta 3B1T-SH. A Fig. 56(a) mostra a compensação da potência reativa com a representação de e_g em fase com i_g com fator de potência aproximadamente unitário. A Fig. 56(b) mostra v_c controlado em 175 V e seguindo a referência imposta. A Fig. 56(c) contém i_g com forma de onda senoidal e i_l com harmônicos devido a uma carga não-linear. As Figs. 56(d) e 56(e) mostram v_g e v_l com cinco e três níveis simetricamente espaçados, respectivamente. As mesmas formas de onda são obtidas para as topologias 3B1T-S e 3B1T-P.

A Fig. 57 mostra as formas de onda de v_g para o sistema operando com distúrbios na fonte de alimentação. A Fig. 57(a) mostra v_g para uma queda de tensão de 10% na fonte de alimentação, e a Fig. 57(b) mostra v_g para uma sobretensão de 10%. Pode-se observar que em ambos os casos, v_g mantém cinco níveis simetricamente espaçados.

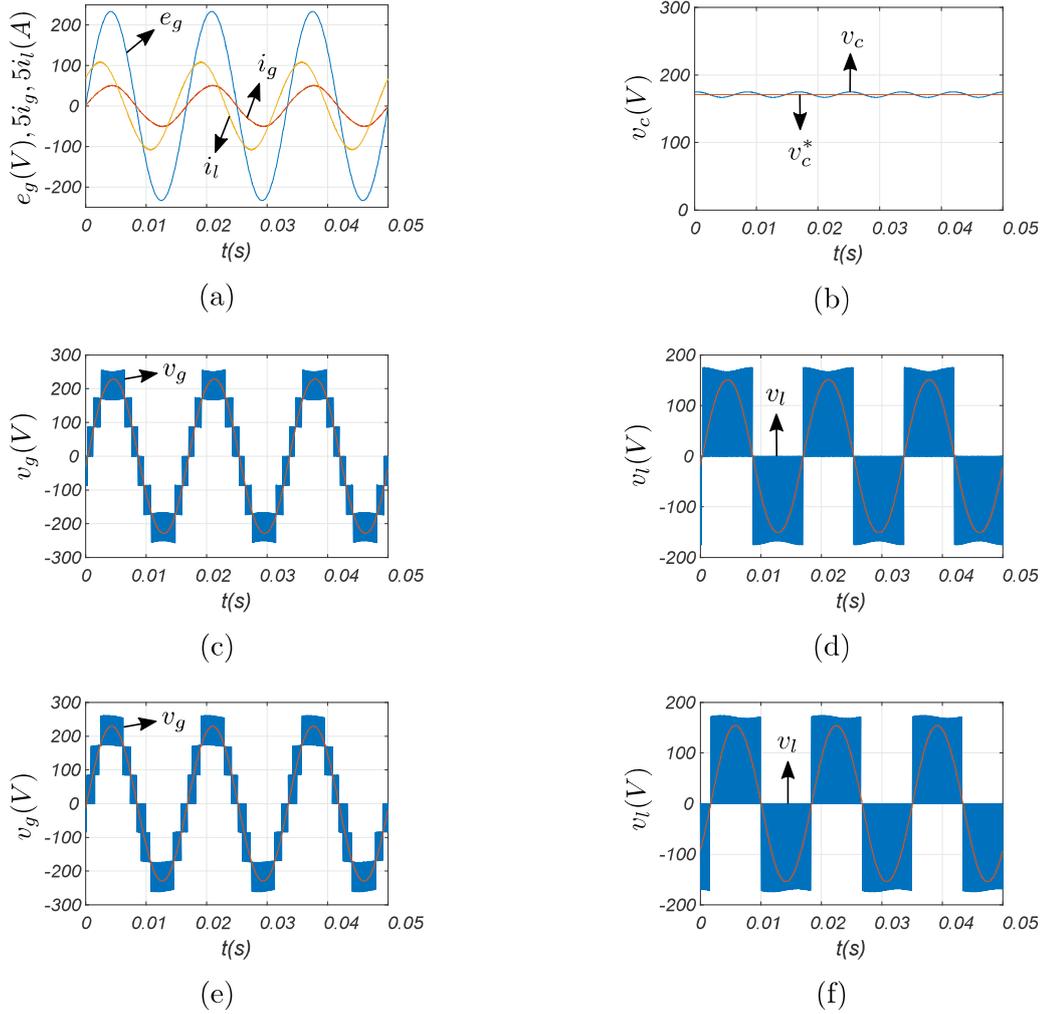


Figura 55 – Resultados de simulação para a topologia 4B1T-H operando sob condições de carga capacitiva. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) v_g com $\alpha = 0^\circ$. (d) v_l com $\alpha = 0^\circ$. (e) v_g com $\alpha = 30^\circ$. (f) v_l com $\alpha = 30^\circ$.

A Tabela 32 apresenta a frequência média de chaveamento das topologias convencionais 4B e 3B e das topologias propostas de três braços. Pode-se notar que para uma operação sem distúrbios na fonte de alimentação, a topologia convencional 4B apresentou uma menor frequência média de chaveamento, porém, as topologias propostas de três braços apresentaram uma menor frequência de chaveamento quando comparadas com a topologias convencional 3B. Para uma operação com afundamento de 10% na fonte de alimentação, as topologias propostas apresentaram menor frequência média de chaveamento. E por fim, para uma sobretensão de 10% na fonte de alimentação, as topologias propostas apresentaram novamente os menores valores para a frequência média de chaveamento.

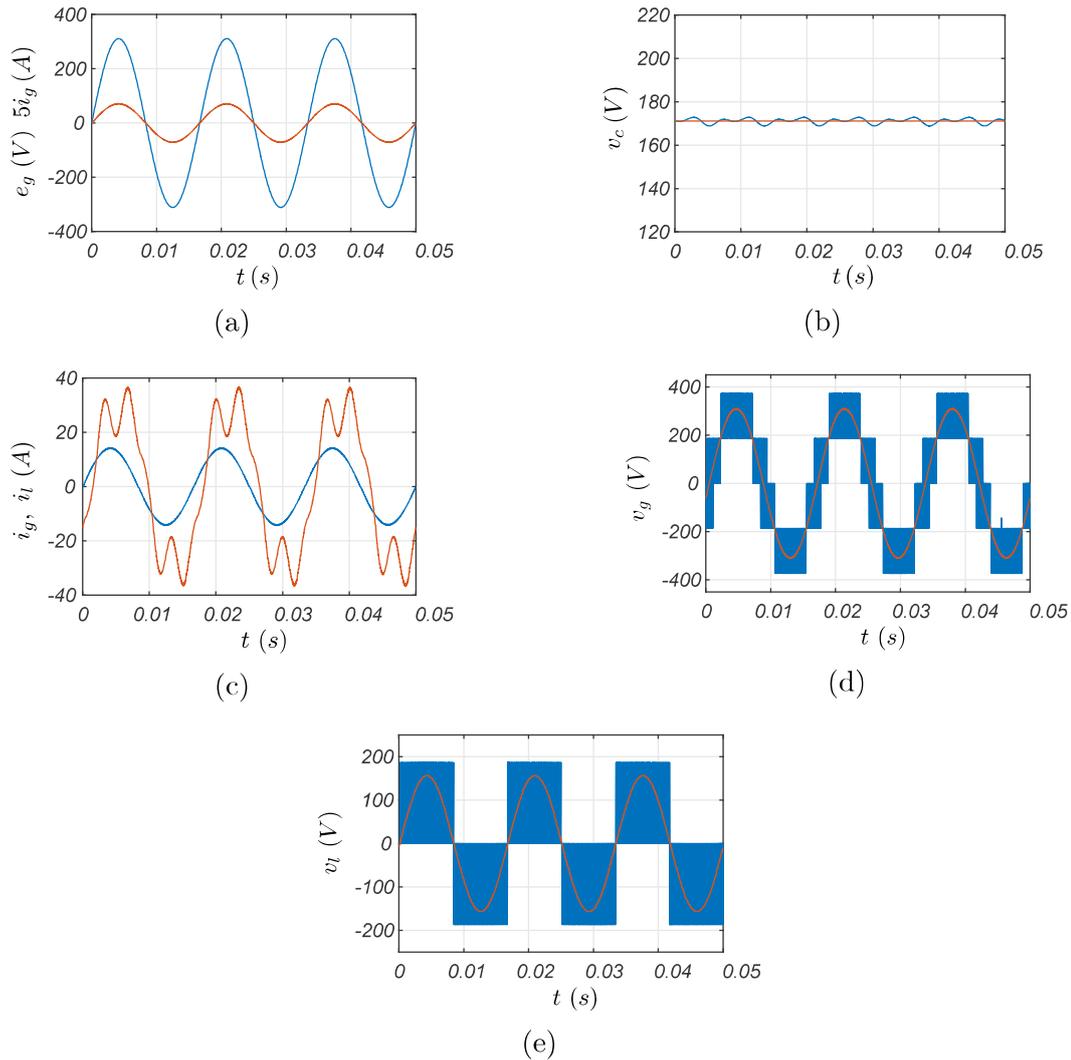


Figura 56 – Resultados de simulação para as topologias propostas de três braços operando sem distúrbios de tensão. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g . (e) v_l .

3.9.3.1 TOPOLOGIA 3B1T-S

Para a topologia 3B1T-S, foram realizadas simulações com o sistema operando de 1:1, ou seja, a tensão na rede igual a da carga. Os resultados da simulação são ilustrados nas Figs. 58-60. A Fig. 58 apresenta os resultados para a topologia convencional 4B, a Fig. 59 apresenta os resultados para a topologia convencional 4B e a Fig. 60 apresenta os resultados para a topologia 3B1T-S.

As Figs. 58(a), 59(a) e 60(a) mostram que e_g e i_g estão em fase, mantendo o fator de potência unitário. As Figs. 58(b), 59(b) e 60(b) mostram v_c controlado em 172 V e seguindo a respectiva referência v_c^* . As Figs. 58(c), 59(c) e 60(c) apresentam a compensação harmônica na corrente, com i_g sendo representado na parte superior do gráfico e i_l na parte inferior. A Fig. 59(d) apresenta as tensões v_g (parte superior) e v_l (parte in-

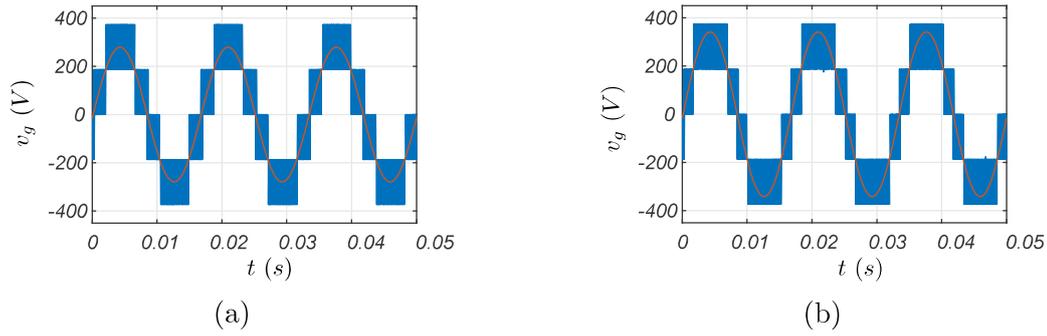


Figura 57 – Resultados de simulação para as topologias propostas de três braços operando com afundamento/sobretensão na fonte de alimentação. (a) v_g para um afundamento de 10%. (b) v_g para uma sobretensão de 10%.

Tabela 32 – Frequência média de chaveamento.

Topologia	Distúrbios	a (kHz)	b (kHz)	c (kHz)	h (kHz)	Média (kHz)
Conv. 4B	-	15,66	15,72	9,96	9,78	12,78
	afund. de 10%	17,22	17,28	9,96	9,78	13,56
	sobr. 10%	14,34	14,28	9,96	9,78	12,09
Conv. 3B	-	19,38	0,63	-	19,92	13,31
	afund. de 10%	19,38	7,86	-	19,92	15,72
	sobr. 10%	19,38	5,34	-	19,92	14,88
3B1T-SH	-	19,08	19,62	-	0,72	13,14
	afund. de 10%	19,08	19,62	-	0,72	13,14
	sobr. de 10%	14,04	19,62	-	0,6	11,42
3B1T-S e 3B1T-P	-	19,08	0,72	-	19,62	13,14
	afund. de 10%	19,08	0,72	-	19,62	13,14
	sobr. de 10%	14,04	0,6	-	19,62	11,42

ferior) para a topologia convencional 3B. Pode-se notar que v_g apresenta uma forma de onda contendo pulso de níveis que influenciam diretamente no seu WTHD. Já as Figs. 58(d) e 60(d) mostram v_g (parte superior) e v_l (parte inferior) gerados pelo conversor CA/CC/CA, dessa vez com v_g apresentando cinco níveis simetricamente espaçados.

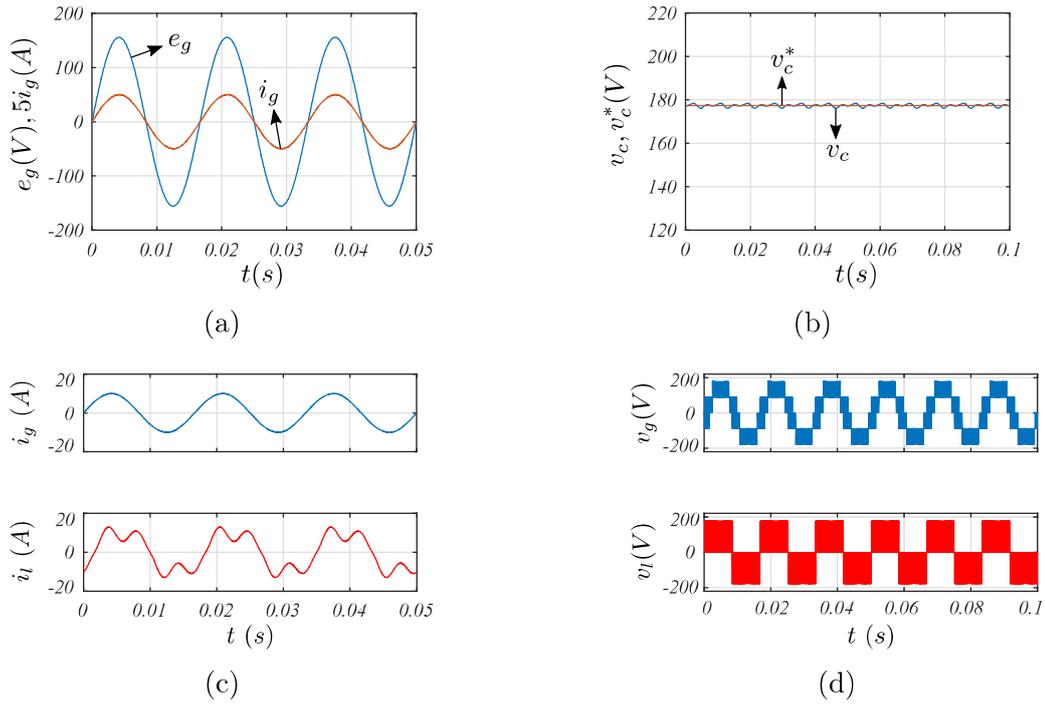


Figura 58 – Resultados de simulação para a topologia convencional 4B. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

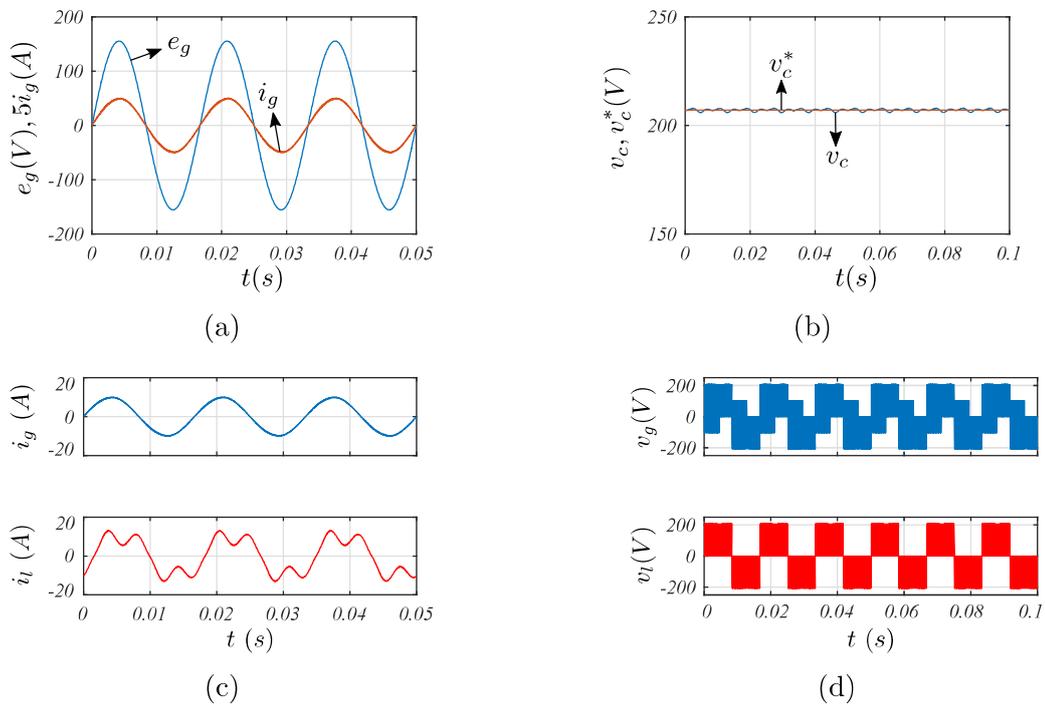


Figura 59 – Resultados de simulação para a topologia convencional 3B. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

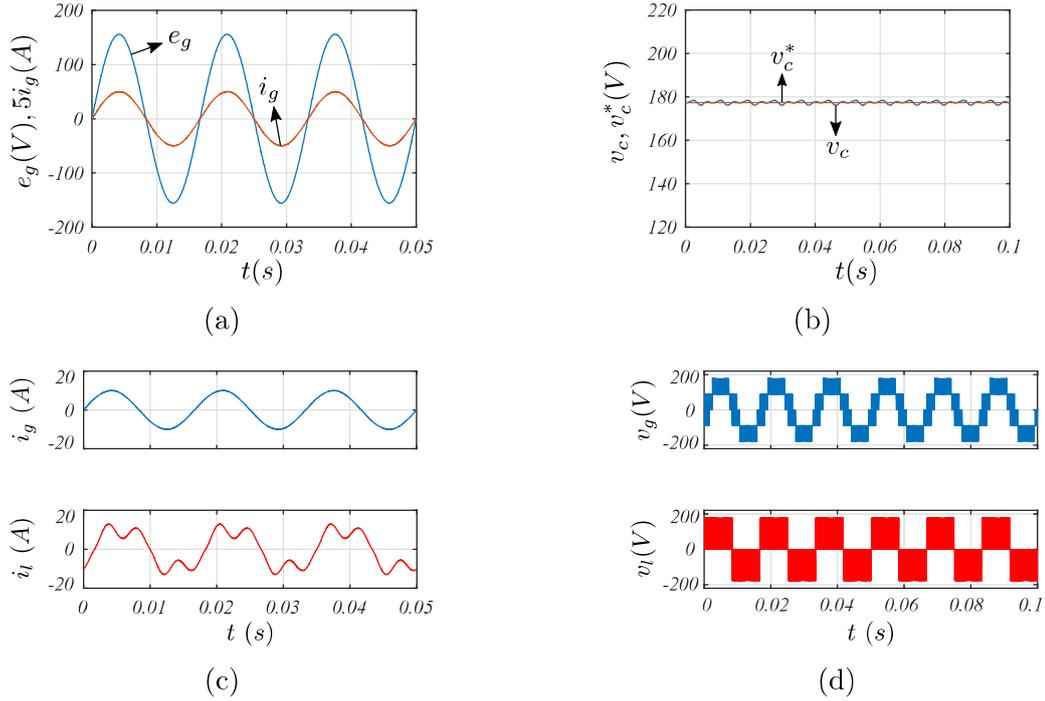


Figura 60 – Resultados de simulação para as topologias propostas de três braços. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

3.10 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

3.10.1 TOPOLOGIA 5B1T

Para os resultados experimentais, a topologia 5B1T foi validada em laboratório para $v_l = 110 \text{ V (rms)}$, $e_g = 110 \text{ V (rms)}$ e $v_c = 172 \text{ V}$. Os resultados obtidos podem ser vistos nas Figs. 61-66. Na montagem experimental foram utilizados o DSP TMS320F28335, sensores e IGBTs.

As Figs. 61, 63 e 65 representam os resultados para a topologia 5B1T operando com relação de espiras $N = 1/2$ Já as Figs. 62, e representam os resultados para a topologia 5B1T operando com relação de espiras $N = 1/3$.

As Figs. 61(a) e 62(a) mostram a tensão controlada no barramento capacitivo (v_c), além dos parâmetros da rede e_g e i_g em fase para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$ e $N = 1/3$, respectivamente. As Figs. 61(b) e 62(b) mostram as correntes i_g (parte superior), i_l (meio) e i_h (parte inferior), mostrando a compensação harmônica da corrente, com os harmônicos circulando pelo braço compartilhado h . As Figs. 63 e 64 mostram as tensões de polo v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} , v_{d0} e v_{h0} para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$ e $N = 1/3$. As Figs. 65(a) e 66(a) mostram v_g (parte superior) e v_l (parte inferior) para o sistema

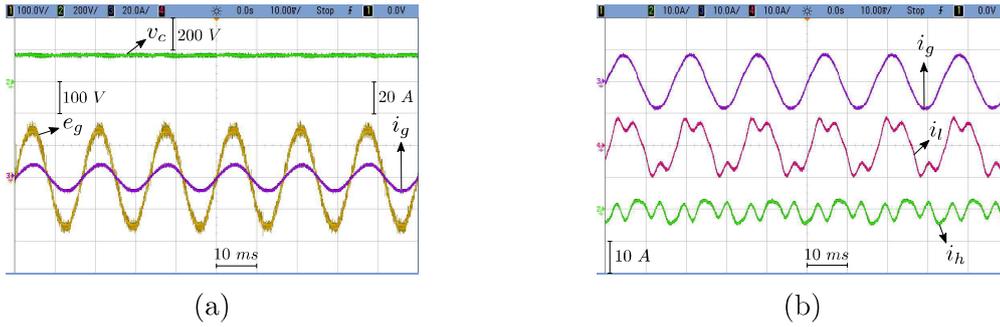


Figura 61 – Resultados experimentais para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g , i_l e i_h .

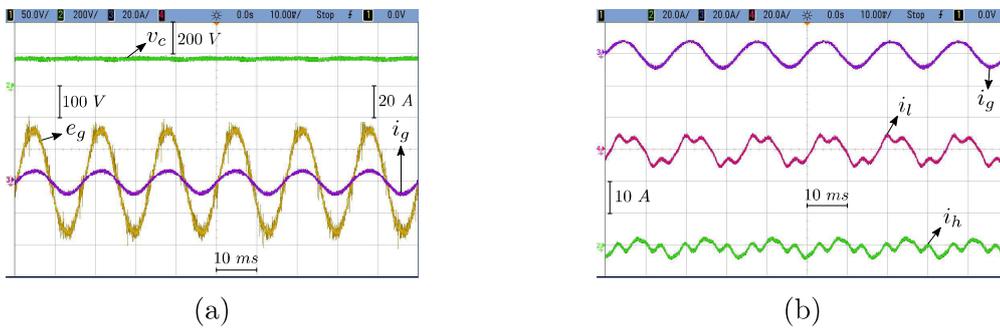


Figura 62 – Resultados experimentais para a topologia 5B1T operando com $N = 1/3$. (a) e_g , i_g , e v_c . (b) i_g , i_l , e i_h .

operando sem distúrbios de tensão na fonte de alimentação, como pode ser visto, v_g apresenta cinco níveis para $N = 1/2$ e sete níveis para $N = 1/3$. As Figs. 65(b) e 66(b) mostram v_g e v_l para o sistema operando com uma sobretensão de 50% para $N = 1/2$, e uma sobretensão de 30% para $N = 1/3$, como pode ser visto, v_g apresenta sete níveis para $N = 1/2$ e nove níveis para $N = 1/3$.

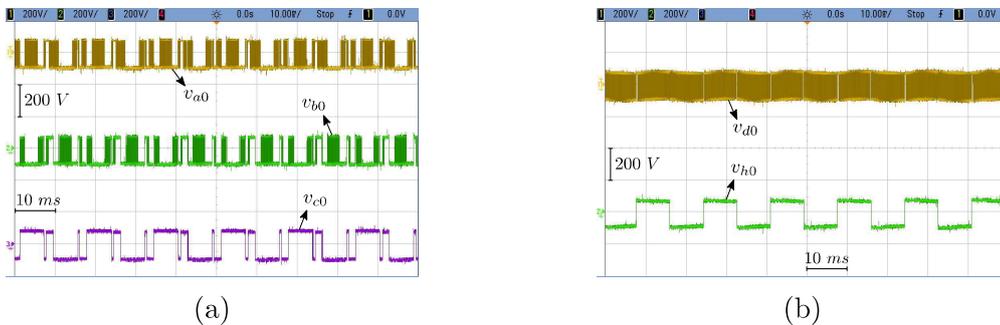


Figura 63 – Tensões de polo do conversor para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$. (a) v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} . (b) v_{d0} e v_{h0} .

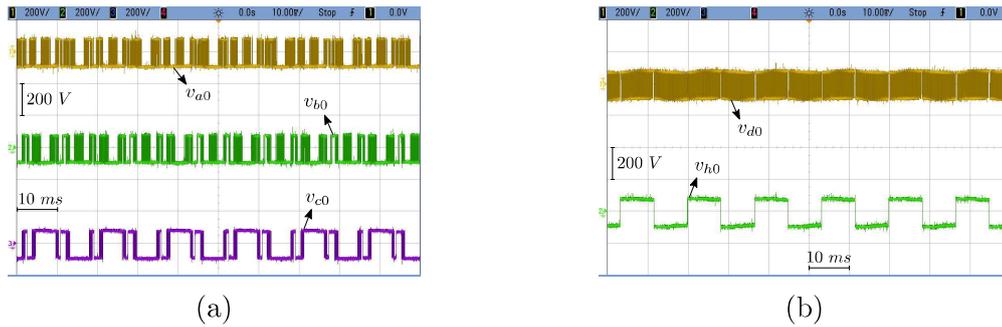


Figura 64 – Tensões de polo do conversor para a topologia 5B1T operando com $N = 1/3$. (a) v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} . (b) v_{d0} e v_{h0} .

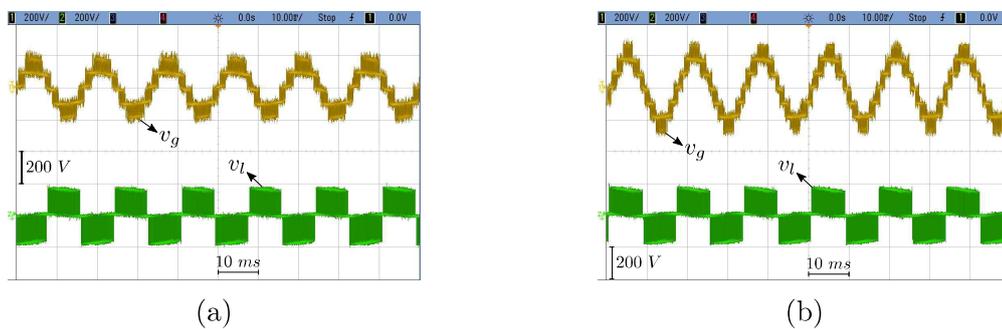


Figura 65 – v_g e v_l para a topologia proposta 5B1T operando com $N = 1/2$. (a) Ausência de distúrbios na tensão. (b) Sobretensão de 50%.

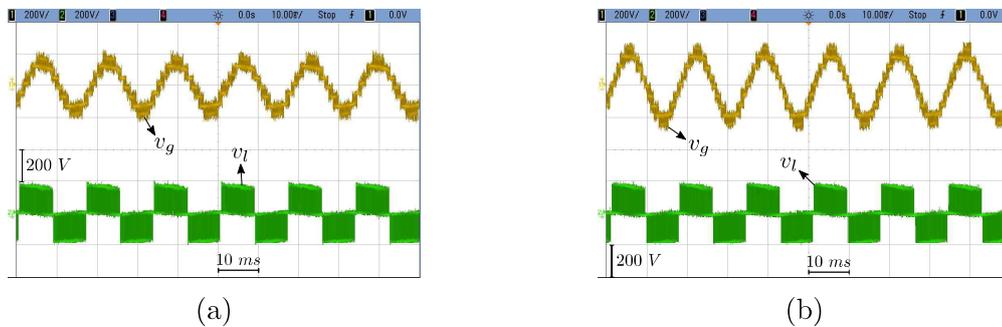


Figura 66 – v_g e v_l para a topologia 5B1T operando com $N = 1/3$. (a) Ausência de distúrbios na tensão. (b) Sobretensão de 30%.

3.10.2 TOPOLOGIA DE QUATRO BRAÇOS

Para a realização do experimento das topologias propostas foram utilizados IGBTs com drivers dedicados, um DSP TMS320F28335 com placas e sensores apropriados. Os resultados foram obtidos para uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação e pode ser visto nas Figs. 67 e 68.

Os parâmetros da Tabela 33 foram utilizados para a topologia 4B1T-B. A Fig. 67(a)

Tabela 33 – Parâmetros experimentais para as topologias de quatro braços.

Parâmetros	Valores	Descrição
e_g	100 V	considerando-se ausência de afundamentos/sobretensões
S_l	1 kVA	potência aparente da carga
f_{pl}	0,7	fator de potência da carga (indutivo) para condições de carga indutiva
f_{pc}	0,7	fator de potência da carga (capacitivo) para condições de carga capacitiva
r_g	0.04 Ω	resistência no lado da rede
l_g	7 mH	indutância no lado da rede
v_c^*	108 V	tensão no barramento
N	1/2	relação de espiras do transformador
C	4400 μ F	capacitância para cada capacitor no barramento
f_s	10 kHz	frequência de chaveamento

mostra e_g em fase com i_g e v_c controlado em 108 V. Fig. 67(b) mostra e_g em fase com i_g e v_c controlado em 108 V para o sistema operando sob condições de carga capacitiva. A Fig. 67(c) mostra as correntes na rede e na carga e a respectiva compensação harmônica da corrente. A Fig. 67(d) mostra v_g e v_l com sete e três níveis, respectivamente. Como pode ser visto, as técnicas de controle e PWM foram realizadas adequadamente.

Para a topologia 4B1T-H, uma tensão de 110 V (*rms*) foi usada para v_l e e_g . A Fig. 68a mostra e_g e i_g em fase, v_c controlado em 172 V e i_l . A Figura 68(b) mostra e_g em fase com i_g e v_c controlado em 172 V para o sistema operando sob condições de carga capacitiva. A Fig. 68(c) mostra v_g e v_l para o sistema operando sem distúrbios de tensão. v_g apresentou cinco níveis e v_l apresentou três níveis simetricamente espaçados. A Fig. 68(d) mostra v_g e v_l com o sistema operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação, neste caso v_g apresentou sete níveis e v_l apresentou três níveis.

A Fig. 69 mostra os resultados experimentais das topologias de quatro braços operando com distúrbios. A Fig. 69(a) apresenta as tensões v_l e v_g durante uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação, como pode ser visto, v_g passa de cinco para sete níveis. A Fig. 69(b) apresenta as tensões v_l e v_g durante um afundamento de 20% na fonte de alimentação, neste caso, v_g diminui mas continuou com os mesmos níveis anteriores à perturbação. A Fig. 69(c) apresenta v_c durante um transitório de carga, nesta operação o sistema levou 0,2s para estabilizar a tensão v_c . Quando comparada à topologia convencional, a forma

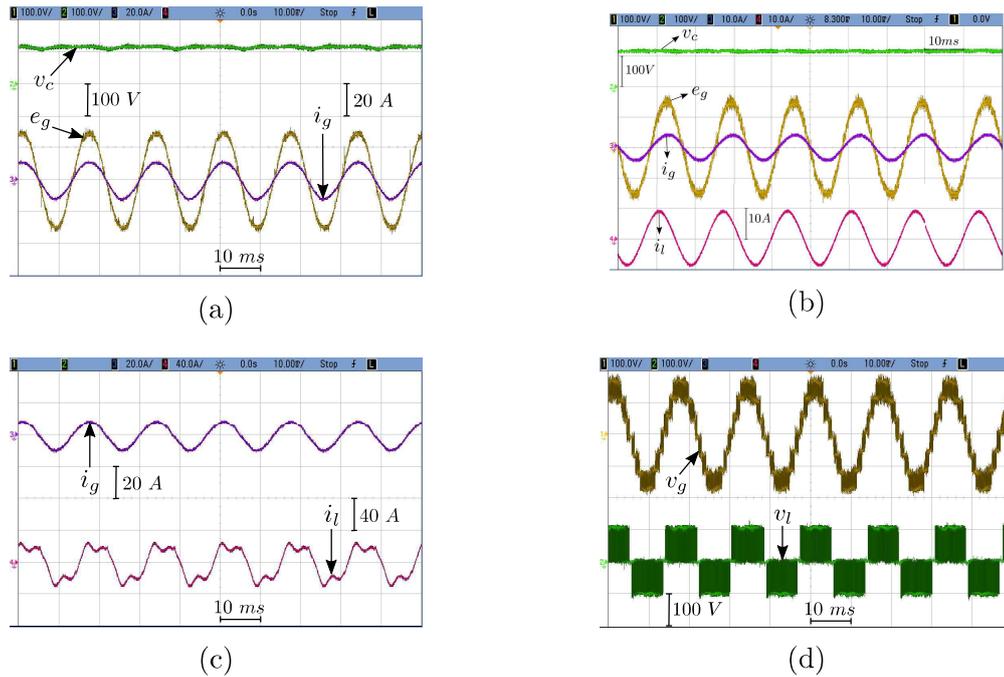


Figura 67 – Resultados experimentais para a topologia 4B1T-B. (a) e_g , i_g e v_c . (b) e_g , i_g e v_c sob condições de carga capacitiva. (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

de onda de v_g e v_l é diferente, pois contém pulso de níveis em vez de níveis simetricamente espaçados, como vistos nas topologias propostas.

3.10.3 TOPOLOGIA DE TRÊS BRAÇOS

Para os resultados experimentais, foram utilizados os parâmetros da Tabela 34. Para a realização do experimento das topologias propostas foram utilizados os mesmo hardwares e softwares apresentados no Capítulo 2. Os resultados para a topologia 3B1T-SH podem ser vistos na Fig. 70.

A Fig. 70(a) mostra e_g e i_g em fase, e a tensão v_c controlada e 175 V. A Fig. 70(b) mostra a compensação harmônica na corrente, em que i_g apresenta uma forma de onda senoidal e i_l apresenta harmônicos devido à utilização de uma carga não-linear. A Fig. 70(c) mostra as tensões de polo do conversor v_{a0} , v_{b0} e v_{h0} , em que a frequência média do braço h é menor que a média da frequência nos braços a e b . A Fig. 70(d) mostra v_g e v_l com cinco e três níveis simetricamente espaçados, respectivamente. Como pode ser visto, as técnicas de controle e PWM foram realizadas adequadamente.

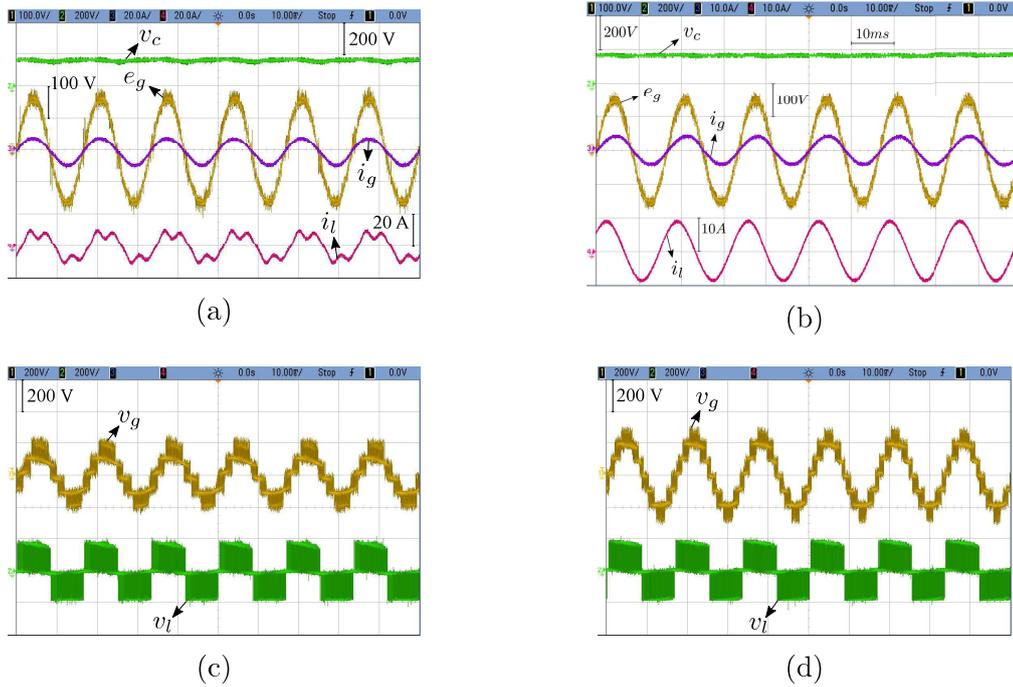


Figura 68 – Resultados experimentais para a topologia 4B1T-H. (a) e_g , i_g e v_c . (b) e_g , i_g e v_c sob condições de carga capacitiva. (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

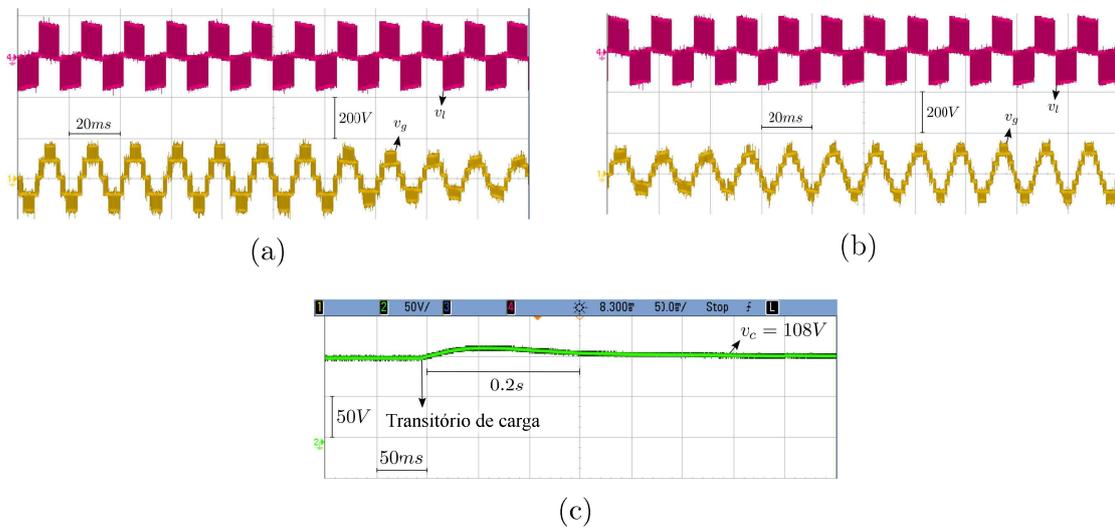


Figura 69 – Resultados experimentais para as topologias de quatro braços operando com distúrbios na rede. (a) v_l e v_g para uma sobretensão. (b) v_l e v_g para um afundamento na tensão da rede. (c) v_c para um transitório de carga.

3.10.3.1 TOPOLOGIA 3B1T-S

Os resultados experimentais obtidos podem ser vistos nas Figs. 71-73. As Figs. 71(a), 72(a) e 73(a) mostram e_g em fase com i_g compensando a potência reativa. v_c foi controlada em 172 V pela topologia convencional 4B, 208 V pela topologia convencional 3B e 178

Tabela 34 – Parâmetros experimentais para as topologias de três braços.

Parâmetros	Valor	Descrição
e_g	220 V rms	considera-se a ausência afundamentos/sobretensões
S_l	1 kVA	potência aparente na carga
f_{pl}	0,7	fator de potência na carga (indutivo)
v_l	110 V rms	tensão na carga
r_g	0,04 Ω	resistência na rede
l_g	7 mH	indutância no lado da rede
N	1	relação de espiras do transformador para a topologia 1
v_c^*	175 V	tensão no barramento
C	2200 μF	capacitância de cada capacitor no barramento
f_s	10 kHz	frequência de chaveamento

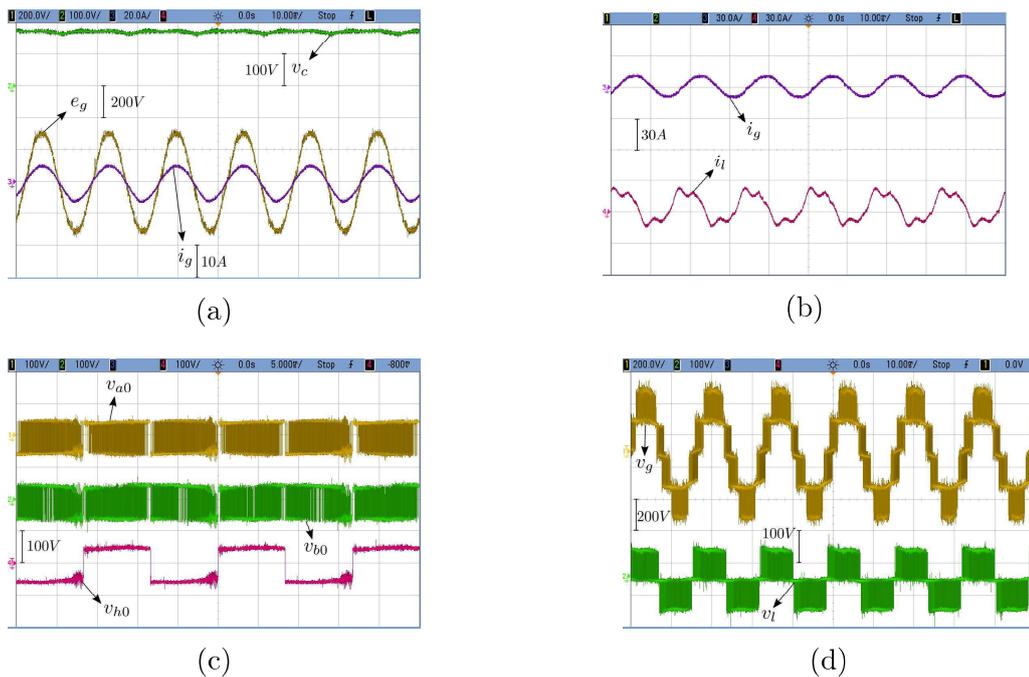


Figura 70 – Resultados experimentais para a topologia 3B1T-SH. (a) e_g , i_g e v_c . (b) i_g e i_l . (c) v_{a0} , v_{b0} e v_{h0} . (d) v_g e v_l .

V pela topologia proposta. A corrente i_l de uma carga não-linear pode ser vista com a devida compensação harmônica. As Figs. 71(b), 72(b) e 73(b) mostram v_g e v_l gerados pelo conversor CA/CC/CA. As Figs. 71(c), 72(c) e 73(c) mostram as tensões de polo v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{h0} . Os resultados experimentais foram os mesmos obtidos na simulação, o que demonstra o bom desempenho das estratégias de controle e de PWM utilizadas.

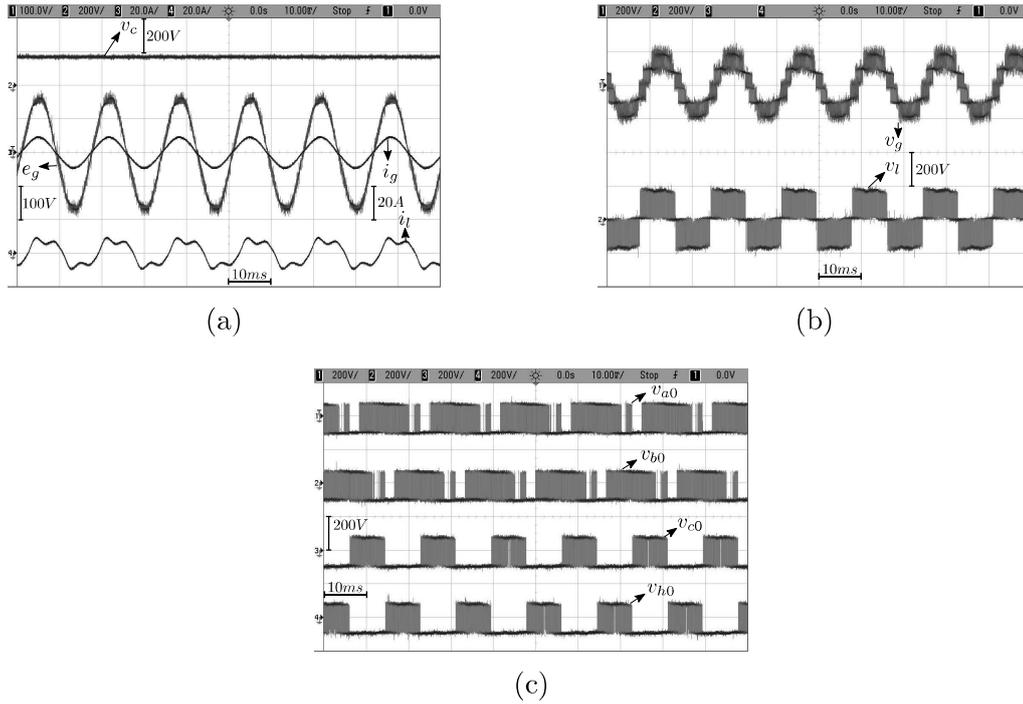


Figura 71 – Resultados experimentais para a topologia convencional 4B. (a) e_g , v_c , i_g e i_l . (b) v_g e v_l . (c) Tensões de polo.

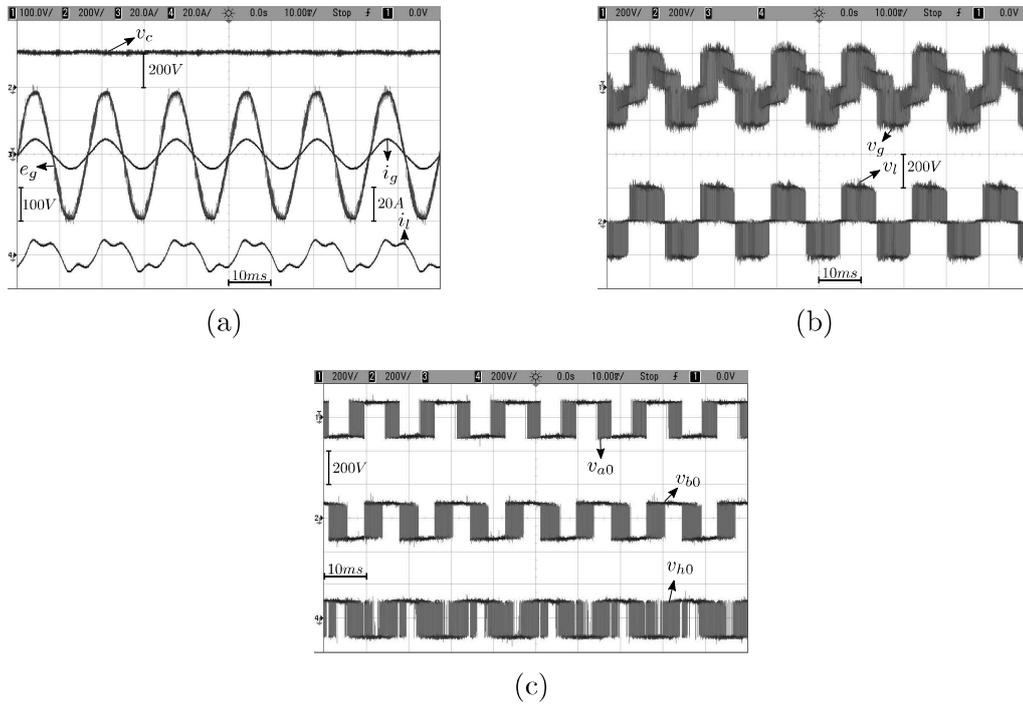


Figura 72 – Resultados experimentais para a topologia convencional 3B. (a) e_g , v_c , i_g e i_l . (b) v_g e v_l . (c) Tensões de polo.

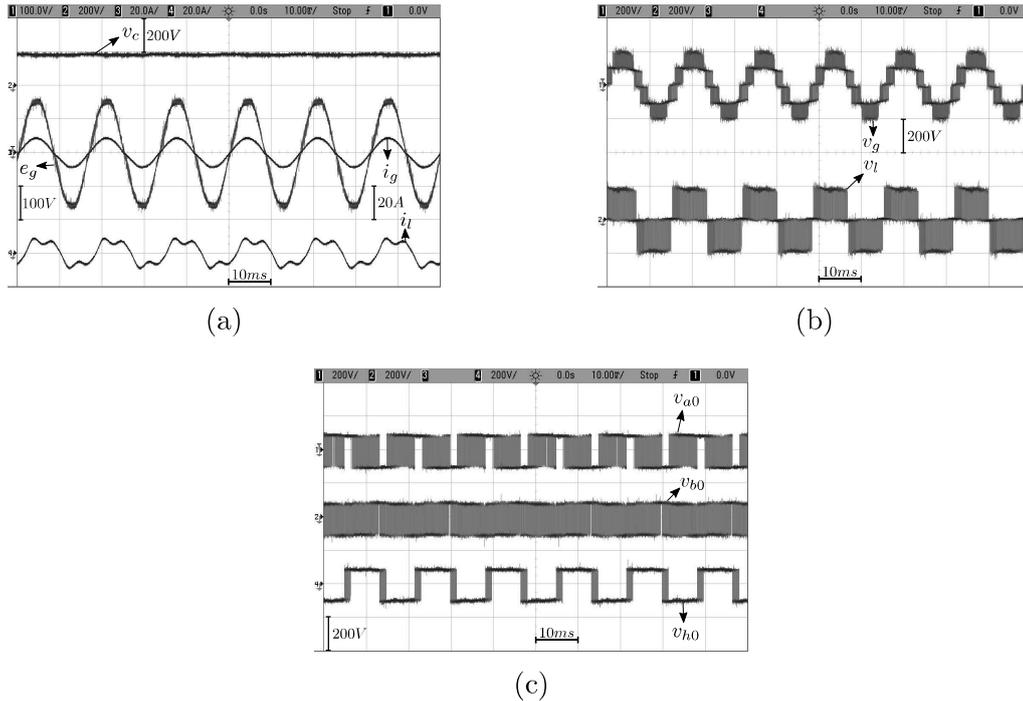


Figura 73 – Resultados experimentais para a topologia 3B1T-S. (a) e_g , v_c , i_g e i_l . (b) v_g e v_l . (c) Tensões de polo.

3.11 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas estruturas de FAPs universais monofásicos utilizando cinco, quatro e três braços e um único transformador. As topologias propostas são usadas para compensar afundamentos e/ou sobretensões na fonte de alimentação, bem como os distúrbios de corrente causados por cargas não-lineares.

A topologia proposta 5B1T foi comparada com a convencional 4B e apresentou uma redução no THD da corrente, além de uma redução no WTHD da tensão v_g . A topologia 5B1T operando com o mesmo THD que a topologia convencional 4B apresentou uma redução nas perdas dos semicondutores, com a vantagem de operar com uma frequência de chaveamento 60% menor. Além disso, essa topologia apresentou uma redução na potência do transformador quando comparada com a convencional 4B. Resultados experimentais foram obtidos para a topologia 5B1T operando com $N = 1/2$ e $N = 1/3$ e o sistema operando com uma sobretensão de 30% e 50% na fonte de alimentação.

As topologias 4B1T-B e 4B1T-H operando com uma sobretensão de 30% e 50% apresentaram menores THD e WTHD em comparação com a configuração convencional 4B. Para as topologias de quatro braços propostas operarem com a mesma THD que o FAP convencional 4B, a frequência média de chaveamento foi reduzida aproximadamente em

32% para a topologia 4B1T-H e 29% para a topologia 4B1T-B. Portanto, as topologias propostas podem ser usadas nos casos em que uma redução na THD seja necessária, bem como, nos casos em que é necessário operar com menor frequência média de chaveamento sem comprometer a THD. Na análise apresentada, as topologias propostas de quatro braços e convencional 4B operando com a mesma THD, têm praticamente as mesmas perdas totais nos semicondutoras, porém as topologias propostas operam neste caso com uma frequência média de chaveamento aproximadamente 30% menor, ou seja, as topologias propostas têm a vantagem de poder serem projetadas com chaves de frequência menor que as chaves usadas na topologia convencional 4B, mantendo a mesma THD e praticamente as mesmas perdas nos semicondutores. As topologias propostas apresentam maior eficiência quando trabalham com maiores valores de v_l e menores valores de i_l , apresentando menores perdas totais. Para operações em que a tensão de entrada é duas vezes a tensão de saída, a potência no transformador das topologias propostas é menor quando comparada à potência no transformador usado no FAP convencional 4B. Os resultados experimentais para ambas as topologias foram apresentados considerando uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação.

As topologias propostas de três braços são adequadas para aplicações 2:1, ou seja, a tensão de entrada é o dobro da tensão de saída, por exemplo, em sistemas em que a tensão de entrada é 220 V (*rms*) e a saída é 110 V (*rms*), comum no Brasil, em que as tensões podem variar de um estado para outro. Ao comparar a THD e a WTHD, observou-se uma melhora no desempenho das topologias propostas em relação às topologias convencionais 4B e 3B. Isso se deve à melhoria na forma de onda da tensão da rede com cinco níveis simetricamente espaçados, reduzindo as distorções harmônicas do sistema e também devido ao baixo índice de modulação na tensão da carga presente nas topologias convencionais. Analisando as perdas semicondutoras, observa-se também uma redução significativa ao comparar as topologias propostas de três braços operando com a mesma quantidade de componentes da topologia convencional 3B e com menos componentes que a topologia convencional 4B. Quando a topologia 3B1T-S é comparada com as convencionais 4B e 3B para operações 1:1, a THD da corrente e a WTHD da tensão da rede diminuíram, enquanto a WTHD da tensão na carga aumentou. Operando sob o mesmo cenário, em que as médias da WTHD foram igualadas, pode-se observar que a topologia proposta tem um bom desempenho. Essa topologia possui duas chaves a menos que a convencional de quatro braços, além de melhor desempenho em termos de perdas nos semicondutores. As perdas nos semicondutores da topologia proposta em comparação com as convencionais de quatro e três braços apresentaram uma redução. Além disso, observou-se que à

medida que a tensão e a potência do sistema aumentam, as perdas totais nos semicondutores permanecem menores na topologia proposta quando comparadas às topologias convencionais.

Os resultados mostram que as topologias propostas são consistentes com os resultados de simulação e viáveis para implementação, mostrando um bom desempenho com as estratégias de controle e de PWM utilizadas.

4 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UNIVER- SAL MONOFÁSICO BASEADO EM CON- VERSORES CA/CC/CA COM UTILIZA- ÇÃO DE BRAÇOS COM DIODOS

4.1 INTRODUÇÃO

O FAP universal monofásico convencional (Fig. 7) geralmente usa um conversor com oito chaves controlados [Khadkikar 2012]. Em [Jacobina et al. 2012], um conversor monofásico CA/CC/CA com quatro chaves controladas usando um braço com diodos foi estudado. Neste capítulo, uma técnica semelhante é usada e um braço com diodos foi adicionado ao conversor CA/CC/CA com oito chaves controladas (Fig. 74). A configuração proposta é comparada com a estrutura convencional 4B discutida nos capítulos anteriores.

A topologia proposta, aqui denominada 5B-D (isto é, cinco braços, em que um braço é composto por diodos), é derivada da topologia discutida em [Queiroz et al. 2017, Maia e Jacobina 2017, Rodrigues et al. 2017], em que é utilizado um conversor com dez chaves controladas. Em [Maia e Jacobina 2017], dois barramentos são usados, tornando a estratégia de controle mais complexa. Ao comparar a topologia 5B-D proposta com a configuração apresentada em [Rodrigues et al. 2017], percebe-se uma semelhança em sua estrutura, pois a topologia 5B-D substitui um dos braços com chaves da configuração apresentada em [Rodrigues et al. 2017] por um braço com diodos. Isso faz com que as tensões e correntes que fluem nas chaves de ambas as topologias sejam basicamente as mesmas, com a diferença de que a topologia 5B-D proposta tem duas chaves a menos. O plano vetorial da topologia 5B-D também é semelhante ao plano vetorial apresentado em [Rodrigues et al. 2017]. No entanto, apesar de ter o mesmo número de níveis e os mesmos triângulos formando o plano vetorial, a topologia proposta neste capítulo tem algumas peculiaridades, o plano vetorial é subdividido em dois, um para o diodo d_1 conduzindo, e o outro para o diodo d_2 conduzindo. Para corrigir a distorção na passagem pelo zero no gráfico, é necessário sincronizar a corrente da rede (i_g) com a tensão do lado da rede (v_g). Isso faz com que o fator de potência da rede seja menor quando comparado ao

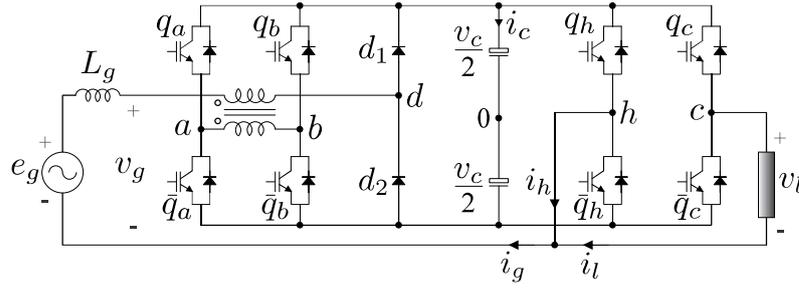


Figura 74 – FAP monofásico 5B-D proposto.

fator de potência da topologia apresentada em [Rodrigues et al. 2017]. Essas diferenças são compensadas pelo fato de se eliminar um braço controlado e o driver associado.

A configuração proposta é comparada com a topologia convencional 4B [Fig. 7]. Quando comparada com essa estrutura, a adição de um braço com diodos permite um aumento no número de níveis de tensão, melhorando a WTHD e a THD sem adicionar duas novas chaves controladas ao sistema. Além disso, com a adição de diodos, as perdas de chaveamento da topologia proposta são reduzidas quando comparadas à topologia convencional 4B.

Dado o uso do braço com diodos, a distorção na passagem pelo zero precisa ser compensada. Para isso, uma técnica de modulação por largura de pulso baseada em abordagens vetoriais (SV-PWM) foi desenvolvida juntamente com uma estratégia de controle apropriada. Os resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar as topologias propostas.

4.2 EQUAÇÕES DO SISTEMA

O modelo da topologia proposta 5B-D pode ser visto na Fig. 75. O subscrito g denota variáveis do lado da rede, enquanto o subscrito l indica variáveis de carga. O sistema consiste em uma fonte de alimentação e_g , uma indutância de acoplamento l_g , uma carga alimentada por uma tensão v_l e um conversor CA/CC/CA. As tensões de polo do conversor são representadas por v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{h0} , e a tensão gerada pelo braço com diodos é representada por v_{d0} .

Usando a Lei de Kirchhoff no lado esquerdo do circuito, a seguinte equação é obtida

$$e_g = (r_g + l_g p)i_g + v_g, \quad (4.1)$$

em que i_g é a corrente na rede, v_g é a tensão do lado da rede e $p = d/dt$.

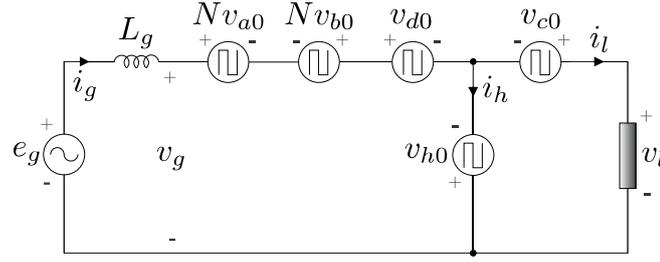


Figura 75 – Circuito equivalente simplificado para a topologia 5B-D.

A corrente i_g é representada por

$$i_g = i_l + i_h, \quad (4.2)$$

em que i_l é a corrente na carga e i_h é a corrente que flui pelo braço compartilhado h .

As tensões do polo do conversor podem ser expressas como

$$v_{k0} = (2q_k - 1)\frac{v_c}{2}, \quad (4.3)$$

em que v_c é a tensão no barramento, q_k representa o estado da chave superior do braço k , em que $k = a, b, c, h$. $q_k = 1$ indica que a chave está ligada e $q_k = 0$ indica que a chave está desligada. Na Fig. 76, q_k e \bar{q}_k são complementares, então quando $q_k = 1$, $\bar{q}_k = 0$.

v_g pode ser representada como uma função das tensões de polo

$$v_g = N(v_{a0} - v_{b0}) + v_{c0} - v_{h0}, \quad (4.4)$$

$$v_g = N(v_{a0} - v_{b0}) + v_{d0} - v_{h0}, \quad (4.5)$$

em que N é a relação de espiras do transformador, (7.4) corresponde à tensão v_g da topologia convencional 4B e (7.5) corresponde à tensão da topologia 5B-D.

v_l é representada como uma função das tensões de polo v_{c0} e v_{h0} para a topologia convencional 4B e proposta 5B-D

$$v_l = v_{c0} - v_{h0}. \quad (4.6)$$

Devido ao braço com diodos, a topologia proposta tem duas condições de operação que devem ser levadas em consideração. O primeiro caso é com $i_g \geq 0$, caso em que o diodo d_1 está conduzindo i_g e, portanto, v_{d0} assume o valor $v_c/2$ em ambas topologias. Neste caso, os valores de referência de v_g e v_l devem respeitar as seguintes equações

$$-Nv_c < v_g < (N + 1)v_c, \quad (4.7)$$

$$-v_c < v_l < v_c. \quad (4.8)$$

A segunda condição de operação para a topologia proposta é com $i_g < 0$, neste caso, o diodo d_2 está conduzindo e a tensão v_{d0} assume o valor $-v_c/2$. Portanto, os valores de referência de v_g e v_l devem respeitar as seguintes equações

$$-(N + 1)v_c < v_g < Nv_c, \quad (4.9)$$

$$-v_c < v_l < v_c. \quad (4.10)$$

Além disso, i_g deve ser sincronizado com v_g para eliminar a distorção na passagem pelo zero causada pelo uso do braço com diodos.

4.3 TÉCNICA DE MODULAÇÃO

Para a topologia proposta neste capítulo, foi desenvolvida uma estratégia de PWM vetorial considerando os dois casos de condução no braço com diodos ($i_g < 0$ e $i_g \geq 0$).

A técnica vetorial para o FAP convencional 4B operando com $N = 2$ foi discutida nos capítulos anteriores e seu plano vetorial pode ser visto na Fig. 76(a). A Fig. 76(b) mostra o plano vetorial para a topologia 5B-D operando com $N = 1/2$, $i_g < 0$, e o diodo d_2 conduzindo. A figura 76(c) mostra o plano vetorial para a topologia 5B-D operando com $i_g \geq 0$ e o diodo d_1 . Como pode ser visto nas Figs. 76(b) e 76(c), quando $v_l = 1 pu$, $v_g \geq 0,5 pu$ é necessário, e quando $v_l = -1 pu$, $v_g \leq -0,5 pu$.

Para a topologia 5B-D, a Tabela 35 representa os vetores de tensão como uma função dos estados de comutação das chaves $[q_a, q_b, q_c, q_h]$ para $i_g < 0$ e $i_g \geq 0$. Estes vetores formam as regiões nos planos vetoriais representados nas Figs. 76(b) e 76(c). A escolha da sequência vetorial a ser aplicada é feita priorizando o menor número de comutações das chaves. Por exemplo, para a região I na Fig. 76(b), a melhor sequência de aplicação dos vetores é $\mathbf{v}_{16} \rightarrow \mathbf{v}_{24} \rightarrow \mathbf{v}_{26} \rightarrow \mathbf{v}_{24} \rightarrow \mathbf{v}_{16}$. A mesma lógica é usada para as outras regiões dos planos de vetores nas Figs. 76(b) e 76(c).

4.4 ESPECIFICAÇÃO DA TENSÃO NO BARRAMENTO

A tensão no barramento v_c deve ser escolhida de forma que o conversor CA/CC/CA possa sintetizar v_g e v_l corretamente. Considerando as amplitudes V_g e V_l das tensões v_g e v_l , respectivamente, a tensão no barramento deve ser $v_c \geq V_l$. A escolha de N está relacionada com a sobretensão máxima que a topologia pode suportar, como pode ser visto na Tabela 36, que mostra o valor máximo de V_g para diferentes valores de N .

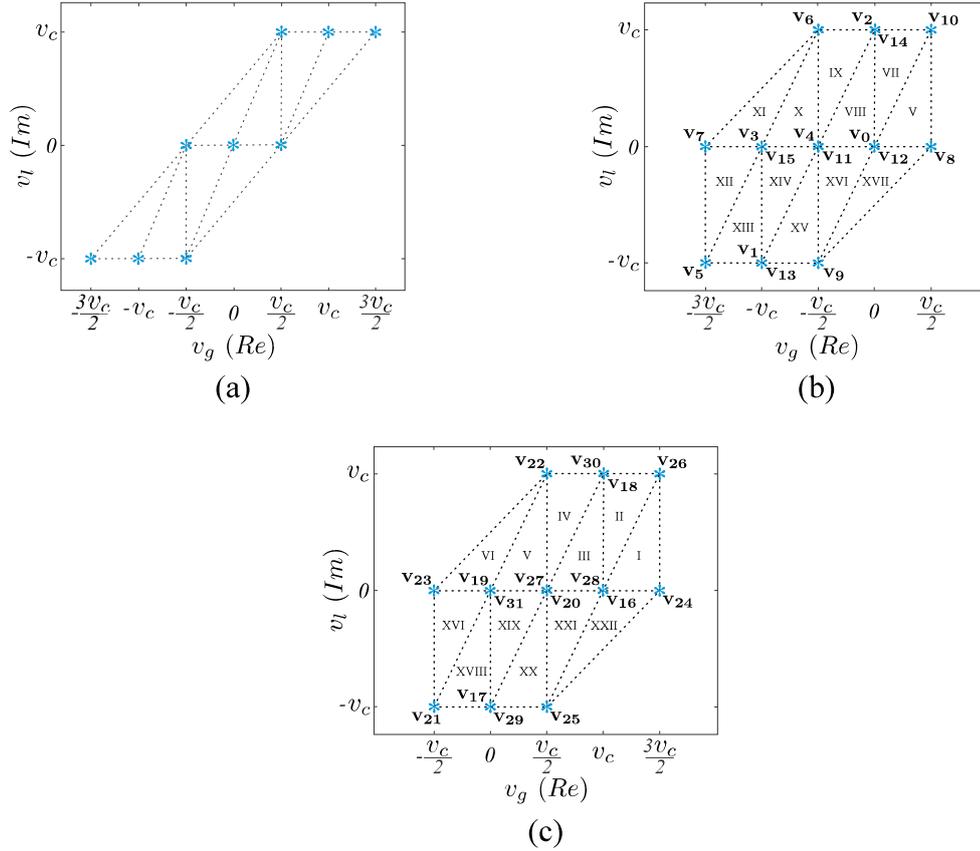


Figura 76 – Plano vetorial. (a) Convencional. (b) 5B-D com $i_g < 0$. (c) 5B-D com $i_g \geq 0$.

A relação de espiras do transformador escolhida foi $N = 1/2$ para a topologia proposta, então V_g pode assumir um valor de até $1,5V_l$. Além disso, a diferença de fase máxima (α) entre v_g e v_l deve ser respeitada, de modo que \mathbf{v}^* não esteja fora do plano $v_l \times v_g$. Com $N = 1/2$, $V_g = 1,5V_l$ e $v_c = V_l = 1 pu$, a diferença de fase entre v_g e v_l deve ser $-19^\circ \leq \alpha \leq 19^\circ$. Isto pode ser visto nas Figs. 77(a) e 77(b), em que a trajetória de \mathbf{v}^* quando $\alpha = 19^\circ$ é apresentada.

Analisando o FAP universal convencional 4B com $\alpha = 19^\circ$ e $v_c = V_l = 1 pu$, pode ser visto que \mathbf{v}^* está fora do plano vetorial em alguns pontos [Fig. 77(c)]. Nesse caso, v_c deve ser aumentado em 42% ($v_c = 1,42V_l = 1,42 pu$), então a trajetória de \mathbf{v}^* está sempre dentro do plano vetorial [Fig. 77(d)].

4.5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O diagrama de blocos do controle da topologia 5B-D pode ser visto na Fig. 78. A tensão v_c é controlada por meio de um controlador do tipo PI que gera a referência da amplitude da corrente da rede I_g^* . O bloco *Syn-g* sincroniza a corrente na rede com v_g^* usando o

Tabela 35 – Vetores de tensão em função das combinações de chaveamento para a topologia 5B-D.

	q_a	q_b	q_c	q_h	vetor	v_g	v_l
	0	0	0	0	\mathbf{v}_0	0	0
	0	0	0	1	\mathbf{v}_1	$-v_c$	$-v_c$
	0	0	1	0	\mathbf{v}_2	0	v_c
	0	0	1	1	\mathbf{v}_3	$-v_c$	0
	0	1	0	0	\mathbf{v}_4	$-\frac{v_c}{2}$	0
	0	1	0	1	\mathbf{v}_5	$-\frac{3v_c}{2}$	$-v_c$
	0	1	1	0	\mathbf{v}_6	$-\frac{v_c}{2}$	v_c
$i_g < 0$	0	1	1	1	\mathbf{v}_7	$-\frac{3v_c}{2}$	0
	1	0	0	0	\mathbf{v}_8	$\frac{v_c}{2}$	0
	1	0	0	1	\mathbf{v}_9	$-\frac{v_c}{2}$	$-v_c$
	1	0	1	0	\mathbf{v}_{10}	$\frac{v_c}{2}$	v_c
	1	0	1	1	\mathbf{v}_{11}	$-\frac{v_c}{2}$	0
	1	1	0	0	\mathbf{v}_{12}	0	0
	1	1	0	1	\mathbf{v}_{13}	$-v_c$	$-v_c$
	1	1	1	0	\mathbf{v}_{14}	0	v_c
	1	1	1	1	\mathbf{v}_{15}	$-v_c$	0
	0	0	0	0	\mathbf{v}_{16}	v_c	0
	0	0	0	1	\mathbf{v}_{17}	0	$-v_c$
	0	0	1	0	\mathbf{v}_{18}	v_c	v_c
	0	0	1	1	\mathbf{v}_{19}	0	0
	0	1	0	0	\mathbf{v}_{20}	$\frac{v_c}{2}$	0
	0	1	0	1	\mathbf{v}_{21}	$-\frac{v_c}{2}$	$-v_c$
	0	1	1	0	\mathbf{v}_{22}	$\frac{v_c}{2}$	v_c
$i_g \geq 0$	0	1	1	1	\mathbf{v}_{23}	$-\frac{v_c}{2}$	0
	1	0	0	0	\mathbf{v}_{24}	$\frac{3v_c}{2}$	0
	1	0	0	1	\mathbf{v}_{25}	$\frac{v_c}{2}$	$-v_c$
	1	0	1	0	\mathbf{v}_{26}	$\frac{3v_c}{2}$	v_c
	1	0	1	1	\mathbf{v}_{27}	$\frac{v_c}{2}$	0
	1	1	0	0	\mathbf{v}_{28}	v_c	0
	1	1	0	1	\mathbf{v}_{29}	0	$-v_c$
	1	1	1	0	\mathbf{v}_{30}	v_c	v_c
	1	1	1	1	\mathbf{v}_{31}	0	0

ângulo θ_{v_g} obtido pelo bloco *PLL1*. A corrente na rede i_g é comparada com i_g^* fornecida pelo bloco *Syn-g* e o erro passa por um controlador de corrente digital (R_g) que fornece erro nulo na frequência escolhida [Jacobina, Oliveira e Silva 2006] e [Jacobina et al. 2001] (neste caso, a frequência de e_g) e gera v_g^* .

v_l^* é obtida definindo a amplitude V_l^* e sincronizando com e_g por meio do bloco *Syn-l* usando o ângulo θ_{e_g} obtido pelo bloco *PLL2*. A tensão v_l pode ser sincronizada com v_g ($\alpha = 0^\circ$), no entanto, quando ocorre um transitório de carga e v_g muda, v_l deve seguir instantaneamente a mudança de fase de v_g . Neste caso, a fase de v_l muda. Já sincronizado

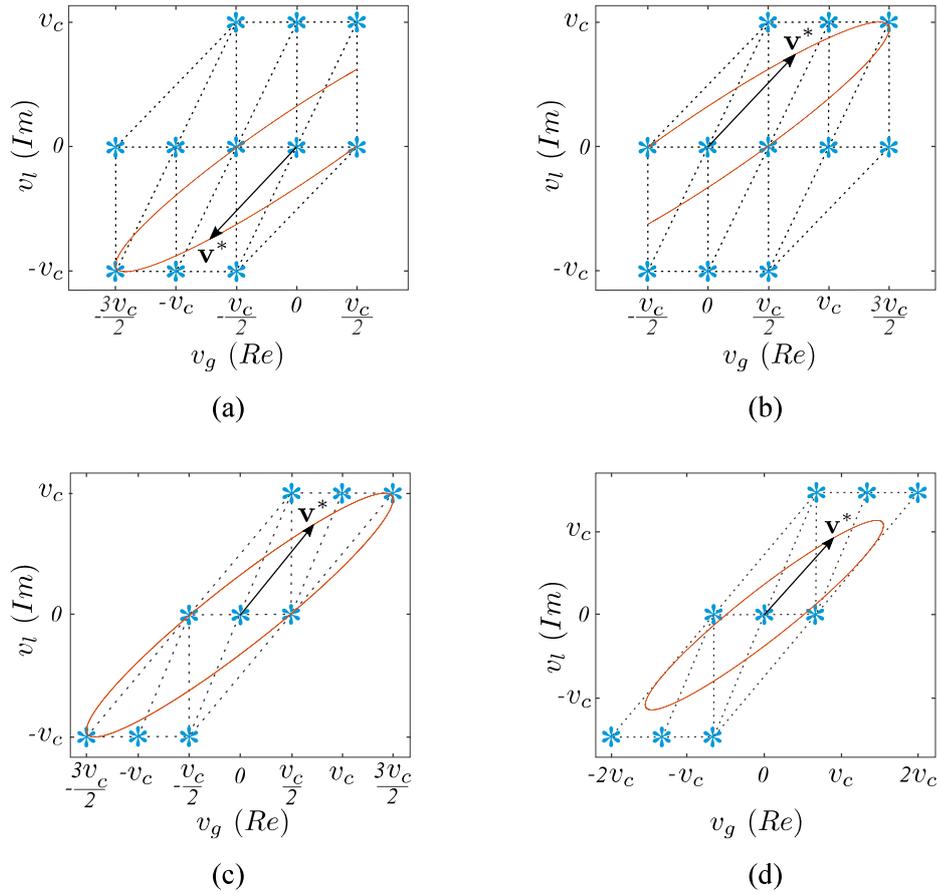


Figura 77 – Trajetória de \mathbf{v}^* no plano vetorial para as topologias convencional e 5B-D com $\alpha = 19^\circ$. (a) 5B-D com $i_g < 0$. (b) 5B-D com $i_g \geq 0$. (c) Convencional 4B com $v_c = 1, 0 pu$. (d) Convencional 4B com $v_c = 1, 42 pu$.

Tabela 36 – Valor máximo de V_g em função de N para a topologia 5B-D.

Relação e espiras do transformador	Tensão no lado da rede
$N = 1$	$V_g = 2V_l$
$N = 1/2$	$V_g = 1,5V_l$
$N = 1/3$	$V_g = 1,33V_l$

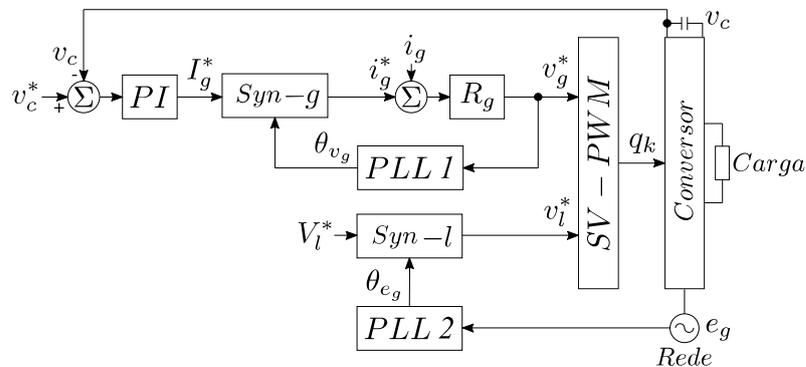


Figura 78 – Diagrama de blocos do controle

com e_g , apenas a amplitude muda.

4.6 ESTRESSE NAS CHAVES DE POTÊNCIA

O estresse nas tensões das chaves de potência é definido pelo nível da tensão no barramento. Para as topologias 5B-D e convencional, o nível de tensão no barramento é dimensionado de acordo com o v_g e v_l gerado pelo conversor. A tensão mínima do barramento requerida pelas topologias convencional e 5B-D é $v_c = 1 pu$, de forma que $V_g = 1,5 pu$ e $V_l = 1,0 pu$. No entanto, para uma operação em que v_l é sincronizado com e_g ($\alpha = 19^\circ$), a tensão do barramento da topologia convencional deve ser aumentada como visto na seção 4.4.

A corrente média das chaves q_a , q_b , q_c e q_h no período T é dada por (4.11)-(4.14). As correntes que fluem por q_a , q_b e q_h da topologia convencional são as mesmas da topologia 5B-D, como pode ser visto em (4.11)-(4.13). De (4.14), a corrente que flui por q_c na topologia 5B-D é exatamente a corrente de carga i_l , enquanto a corrente na topologia convencional é uma parcela da corrente na carga. Consequentemente, a corrente que flui por q_c na topologia 5B-D é maior que na topologia convencional.

Devido à diferença entre a corrente fluindo por q_c das topologias convencional e 5B-D, conforme o fator de potência da carga diminui (carga mais indutiva), a parcela correspondente a $i_l - i_g$ em (4.14) aumenta e se aproxima do valor de i_l . Então, para operações com baixo fator de potência da carga (cargas altamente indutivas), as correntes de q_c nas topologias convencional e 5B-D estão mais próximas. As análises para as chaves \bar{q}_a , \bar{q}_b , \bar{q}_c e \bar{q}_h são semelhantes.

$$\bar{i}_{qa} = \left(\frac{v_{a0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) N \bar{i}_g, \quad (4.11)$$

$$\bar{i}_{qb} = \left(\frac{v_{b0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) N \bar{i}_g, \quad (4.12)$$

$$\bar{i}_{qh} = \left(\frac{v_{h0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_g - \bar{i}_l), \quad (4.13)$$

$$\bar{i}_{qc} = \begin{cases} \left(\frac{v_{c0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_l - \bar{i}_g), & \text{para a convencional;} \\ \left(\frac{v_{c0}^*}{v_c} + \frac{1}{2} \right) \bar{i}_l, & \text{para a topologia 5B-D.} \end{cases} \quad (4.14)$$

4.7 ANÁLISE COMPARATIVA

Nesta seção, foram utilizados os seguintes critérios de comparação: análise da WTHD, THD, perdas nos semicondutores do conversor e frequência média de chaveamento. Para isso, foram utilizados os parâmetros da Tabela 37. Os resultados foram obtidos para as configurações operando sem distúrbios de tensão, operando com uma queda de tensão de 20% na fonte de alimentação e operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação.

Tabela 37 – Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor	Descrição
e_g	110 V (rms)	tensão na rede (sem distúrbios)
S_l	1500 VA	potência aparente na carga
f_{pl}	0,7	fator de potência na carga (indutiva)
v_c^*	220 V	tensão no barramento para a topologia convencional
v_c^*	172 V	tensão no barramento para a topologia 5B-D
N	2	relação de espiras para a topologia convencional
N	1/2	relação de espiras para a topologia 5B-D
C	4400 μ F	capacitância e cada capacitor no barramento

4.7.1 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

O cálculo da WTHD e da THD foram realizados utilizando as mesmas técnicas dos capítulos anteriores. A Tabela 38 mostra a comparação da WTHD de v_g e v_l entre as topologias convencional e 5B-D. Três situações diferentes foram consideradas. A primeira foi para o sistema operando sem distúrbios na fonte de alimentação. Neste caso, a WTHD da topologia 5B-D foi reduzido em 14,29% para v_g e 7,55% para v_l comparado com a topologia convencional 4B. O segundo caso foi o sistema operando com uma queda de tensão na fonte de alimentação. Neste caso, a WTHD de v_g da topologia convencional 4B aumentou quando comparado ao sistema operando sem queda de tensão, enquanto a WTHD de v_g da topologia 5B-D permaneceu a mesma. Assim, a topologia 5B-D tem uma redução de 39% da WTHD nesta condição. A WTHD de v_l permaneceu a mesma que a operação sem afundamentos.

No último caso, o sistema operou com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. Para esta operação, a WTHD de v_g das topologias convencional 4B e proposta reduziu quando comparada ao sistema operando sem sobretensão. A WTHD de v_l da topologia 5B-D aumentou quando comparada ao sistema operando sem sobretensão, mas permanecendo com o mesmo valor da topologia convencional 4B. Então, para uma operação com 50%

de sobretensão na fonte de alimentação, a WTHD de v_g para a topologia 5B-D tem uma redução próxima a 13%.

A análise de THD das correntes para o sistema operando com uma carga não-linear também foi feita. A Tabela 39 apresenta os resultados obtidos. Pode ser visto que, a topologia 5B-D operou com uma THD 7,5% menor, enquanto o THD de i_l era 2,2% mais baixa.

Tabela 38 – Comparação da WTHD entre as topologias convencional 4B e 5B-D.

FAP	sem distúrbios		Afundamento (20%)		Sobretensão (50%)	
	WTHD v_g	WTHD v_l	WTHD v_g	WTHD v_l	WTHD v_g	WTHD v_l
Conv.	0,28%	0,53%	0,39%	0,53%	0,24%	0,53%
5B-D	0,24%	0,49%	0,24%	0,49%	0,21%	0,53%

Tabela 39 – Comparação THD entre as topologias convencional 4B e 5B-D operando com uma carga não-linear.

FAP	THD i_g	THD i_l
Convencional	1,60%	43,21%
5B-D	1,48%	42,26%

4.7.2 COMPARAÇÃO DE PERDAS NOS SEMICONDUTORES

Para uma comparação adequada entre topologias convencional 4B e 5B-D, a média da WTHD de ambas as topologias foi igualada. Nessa situação, a frequência média de chaveamento dos circuitos mudou para 14,58 kHz e 9,24 kHz para a topologia convencional 4B e 5B-D, respectivamente.

A Tabela 40 mostra as perdas de condução P_{cd} e as perdas de chaveamento P_{sw} para cada braços das topologias convencional 4B e 5B-D operando sem distúrbios na fonte de alimentação. Analisando os resultados da topologia 5B-D e comparando com a topologia convencional 4B, houve um aumento de 46,82% nas perdas de condução, e uma redução de 35,55% nas perdas por chaveamento, o que implica uma redução de 18,2% nas perdas totais (P_t). A Tabela 40 também apresenta as perdas para as topologias operando com uma queda de tensão de 20% na fonte de alimentação. Analisando os resultados obtidos para a topologia 5B-D, e comparando com a convencional, há um aumento de 42,99% nas perdas de condução, e uma redução de 49,30% nas perdas por chaveamento, resultando em uma redução de 32,03% nas perdas totais. Analisando os resultados das topologias operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação, há um aumento de 35,23% nas perdas de condução, e uma redução de 20,74% nas perdas de chaveamento,

Tabela 40 – Comparação das perdas totais de semicondutores entre as topologias convencional e 5B-D, análise feita para cada um dos braços, unidade em W.

Distúrbios	FAP	Perdas	Leg A	Leg B	Leg C	Leg D	Leg H	Total	P_t
Sem disturb.	Conv.	P_{cd}	1,21	1,21	3,04	-	3,04	8,5	40,34
		P_{sw}	9,34	9,34	6,58	-	6,58	31,84	
	5B-D	P_{cd}	1,26	1,2	4,72	2,96	2,34	12,48	33
		P_{sw}	0,05	6,2	10,45	-	3,82	20,52	
Afund. 20%	Conv.	P_{cd}	1,74	1,74	3,18	-	3,18	9,84	52,58
		P_{sw}	12,8	12,8	8,57	-	8,57	42,74	
	5B-D	P_{cd}	1,78	1,75	4,72	3,89	1,93	14,07	35,74
		P_{sw}	0,04	6,98	10,02	-	4,63	21,67	
Sobre. 50%	Conv.	P_{cd}	0,59	0,59	3,27	-	3,27	7,72	30,72
		P_{sw}	5,4	5,4	6,1	-	6,1	23	
	5B-D	P_{cd}	0,6	0,56	4,55	1,83	2,9	10,44	28,67
		P_{sw}	2,75	2,43	10,49	-	2,56	18,23	

resultando em uma redução de 6,67% nas perdas totais. Vale a pena mencionar que a análise das perdas depende do ponto de operação. Para aplicações de alta corrente e baixa tensão, a redução nas perdas de comutação (P_{sw}) pode não ser suficiente para garantir perdas totais menores (P_t), pois o aumento nas perdas de condução (P_{cd}) é maior na topologia proposta.

Em outros testes, usando parâmetros de carga diferentes daqueles dados na Tabela 37, também foi observado que aumentando a tensão de carga (v_l) e conseqüentemente trabalhando com uma corrente de carga menor (i_l), as perdas da topologia 5B-D tendem a ter uma redução maior quando comparadas às perdas da topologia convencional. Portanto, a topologia 5B-D tem maior eficiência ao trabalhar com maior tensão de carga e menor corrente de carga. Analisando também outros testes com diferentes fatores de potência da carga do apresentado na Tabela 37, observou-se que, ao diminuir o fator de potência da carga (carga mais indutiva), a diferença entre as perdas totais das topologias convencional e 5B-D aumenta, fazendo com que um cenário de carga altamente indutivo seja mais vantajoso para a topologia 5B-D proposta.

4.8 RESULTADOS

A simulação e os resultados experimentais foram obtidos usando os parâmetros da Tabela 37. Para a simulação, os softwares PSIM[®], DEV-Cpp[®] e MATLAB[®] foram usados.

4.8.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A topologia 5B-D foi simulada em três situações: considerando ausência de distúrbios na fonte de alimentação, considerando uma queda de tensão de 20%, e uma sobretensão de 50%.

A Fig. 79 apresenta os resultados da topologia 5B-D operando sem distúrbios na fonte de alimentação. Na Figura 79(a), i_g está atrasado em relação a e_g , resultando em um fator de potência na rede indutivo de 0,97. Isso se deve à sincronização de i_g com v_g para eliminar a distorção da passagem pelo zero causada pelo uso do braço com diodos. Na Fig. 79(b), v_c é controlado em 172 V. A Fig. 79(c) mostra i_l com um THD de 42,26% e i_g com um THD de 1,48%, destacando a compensação harmônica. A Fig. 79(d) mostra v_g com cinco níveis e v_l com três níveis porque o sistema está operando sem perturbações na fonte de alimentação. A Fig. 80 apresenta os resultados da topologia 5B-D operando com uma queda de tensão de 20% e uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação. Nas Figs. 80(a) e 80(b), v_g e v_l apresentam cinco e três níveis, respectivamente. Quando ocorre uma sobretensão na fonte de alimentação [Figs. 80(c) e 80(d)], v_g opera com um maior número de níveis, como pode ser visto no plano vetorial das Figs. 76(b) e 76(c), então v_g tem sete níveis e v_l permanece com três níveis. A Fig. 81 mostra as tensões de polo do conversor para cada braço da topologia 5B-D.

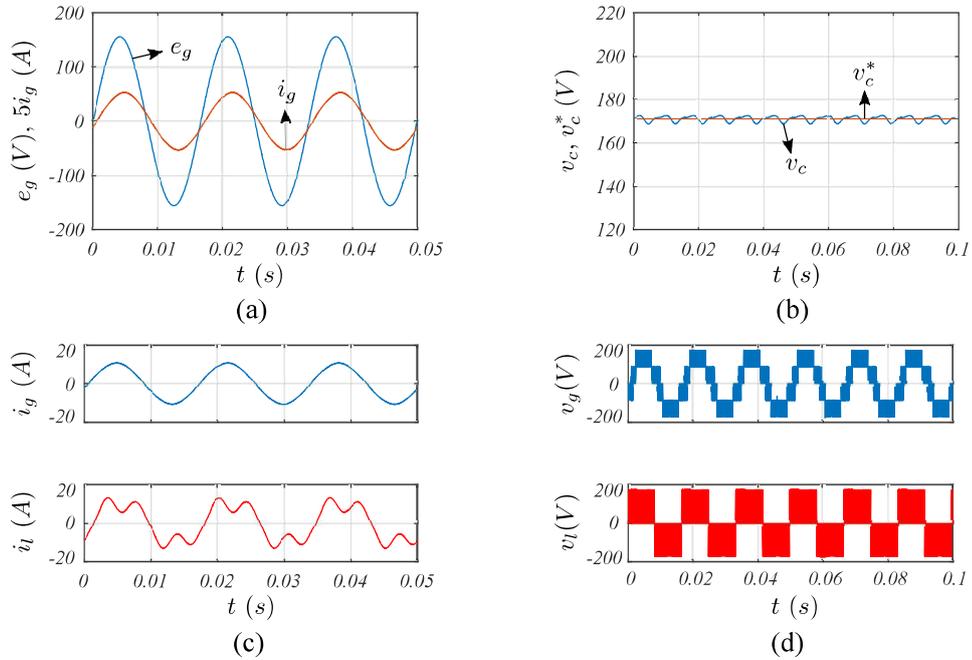


Figura 79 – Resultados de simulação para a topologia 5B-D operando sem distúrbios. (a) e_g e i_g . (b) v_c . (c) i_g e i_l . (d) v_g e v_l .

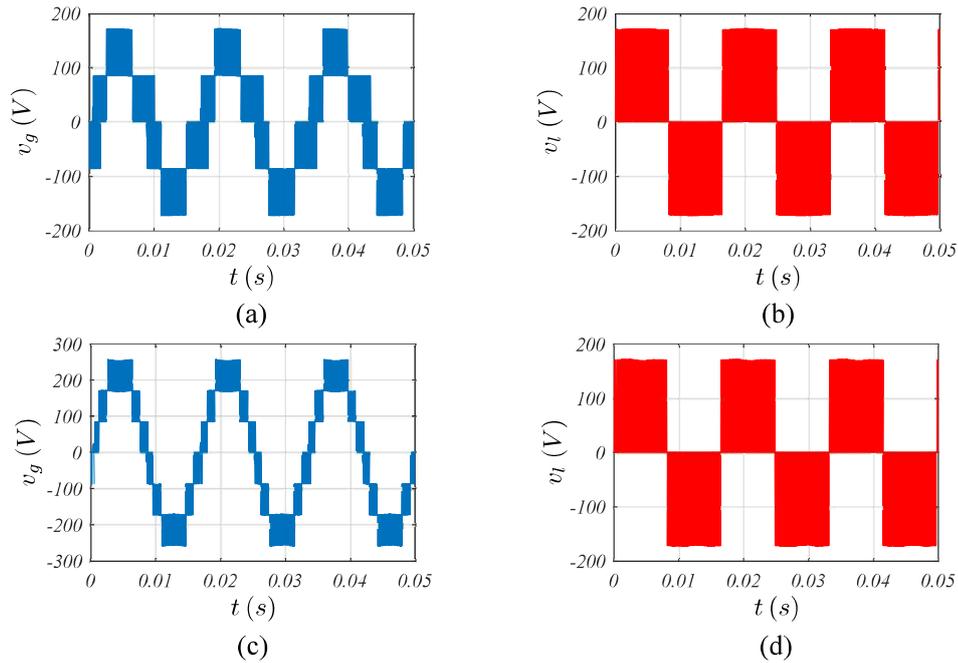


Figura 80 – Resultados de simulação para a topologia 5B-D operando com distúrbios na fonte de alimentação. (a) v_g para uma sobretensão de 50%. (b) v_l para uma sobretensão de 50%. (c) v_g para um afundamento de 20%. (d) v_l para um afundamento de 20%.

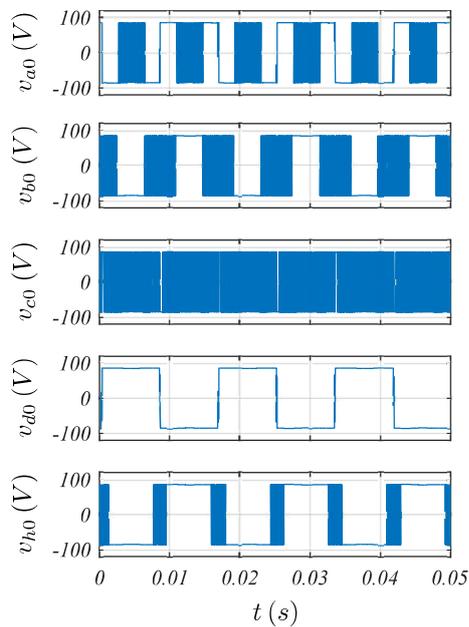


Figura 81 – Tensões de polo do conversor para a topologia 5B-D.

4.8.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Tabela 41 apresenta os parâmetros experimentais para a topologia 5B-D. Os resultados obtidos foram para o sistema operando com uma sobretensão de 50% na fonte de alimentação e uma queda de tensão de 20%. Os resultados podem ser vistos nas Figs. 82

Tabela 41 – Parâmetros experimentais para a topologia 5B-D.

Parâmetro	Valor	Descrição
e_g	110 V (rms)	tensão na rede considerando-se ausência de distúrbios
v_l	110 V (rms)	referência da tensão na carga
S_l	750 VA	potência aparente da carga
f_{pl}	0,8	fator de potência na carga (indutivo)
v_c^*	172 V	tensão no barramento
N	1/2	relação de espiras do transformador
C	2200 μ F	capacitância do barramento
f_{sw}	10 kHz	frequência e chaveamento
f_g e f_l	60 Hz	frequência na rede e na carga

e 83. A Fig. 82(a) mostra o funcionamento adequado do controle, mantendo v_c controlado em 172 V e a tensão de polo v_{d0} no braço com diodo. A Fig. 82(a) também mostra i_g defasado em relação a e_g . Isso ocorre devido à sincronização entre v_g e i_g para reduzir a distorção na passagem pelo zero. A Fig. 82(b) mostra i_g , i_l e i_h , destacando a compensação harmônica da corrente. A Fig. 82(c) apresenta v_g com sete níveis simetricamente espaçados e v_l com três níveis simetricamente espaçados durante uma sobretensão de 50%. A Fig. 82(d) mostra as tensões de polo v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{h0} no conversor CA/CC/CA.

A Fig. 83 apresenta os resultados experimentais da topologia 5B-D operando com distúrbios na rede. A Fig. 83(a) mostra v_g e v_l durante uma sobretensão de 50%, como pode ser visto v_g vai de cinco níveis para sete níveis de tensão simetricamente espaçados. A Fig. 83(b) mostra v_g e v_l durante uma queda de tensão de 20%, pode ser visto que v_g diminui, mas mantém a mesma quantidade de níveis simetricamente espaçados. A Fig. 83(c) mostra v_c durante um transitório de carga, levando 0,2 s para estabilizar a tensão v_c .

A Tabela 42 mostra os valores de WTHD e THD da topologia 5B-D. Para os valores da WTHD, os pontos do osciloscópio foram salvos e calculados usando o MATLAB®. Os valores de THD podem ser vistos na Tabela 42 e na Fig. 84, onde contém o espectro harmônico.

Tabela 42 – WTHD e THD experimental da topologia 5B-D operando com uma carga não-linear.

Topologia	WTHD v_g	WTHD v_l	THD i_g	THD i_l
5B-D	0,26%	0,50%	1,97%	16,86%

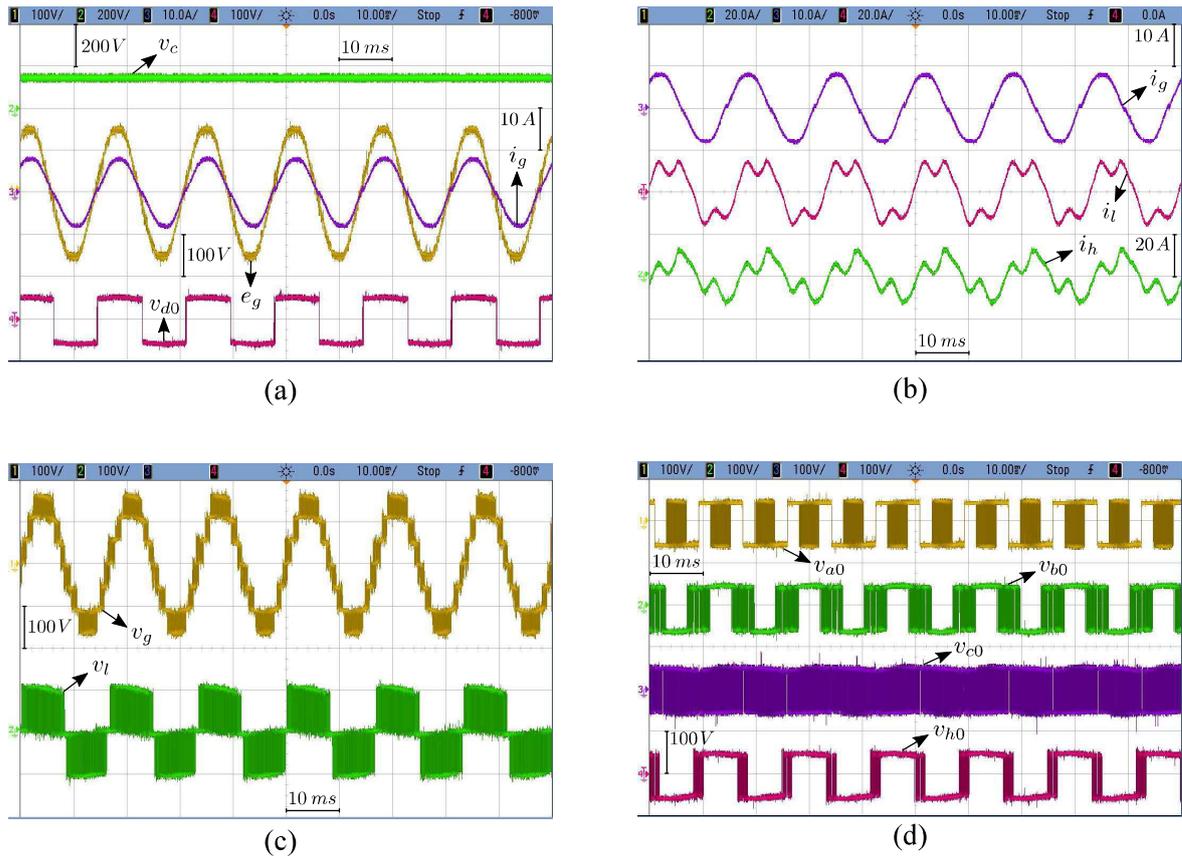


Figura 82 – Resultados experimentais para a topologia 5B-D operando com uma sobretensão de 50%. (a) e_g , i_g , v_c e v_{d0} . (b) i_g , i_l e i_h . (c) v_g e v_l . (d) v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{h0} .

4.9 CONCLUSÃO

Este capítulo propôs uma topologia baseada em conversores CA/CC/CA com oito chaves controladas para aplicação em FAPs universais. A principal diferença entre a topologia proposta e a convencional foi a adição de um braço de diodos que aumentou o número de níveis na tensão do conversor, reduzindo as distorções harmônicas, a frequência média de chaveamento e as perdas de chaveamento. Para um funcionamento adequado do sistema proposto, uma estratégia de SV-PWM e de controle foram desenvolvidas e apresentadas para reduzir a distorção da passagem pelo zero causada pelo uso do braço com diodos. A topologia proposta foi analisada em três cenários: ausência de distúrbios na fonte de alimentação, queda de tensão de 20% e uma sobretensão de 50%. Além das reduções na WTHD e na THD, foi observada uma redução na frequência média de chaveamento quando a média das WTHDs das topologias convencional e proposta foram igualadas. Observou-se uma redução significativa nas perdas de chaveamento que influenciaram na redução das perdas totais do sistema, embora tenha ocorrido um aumento nas perdas de

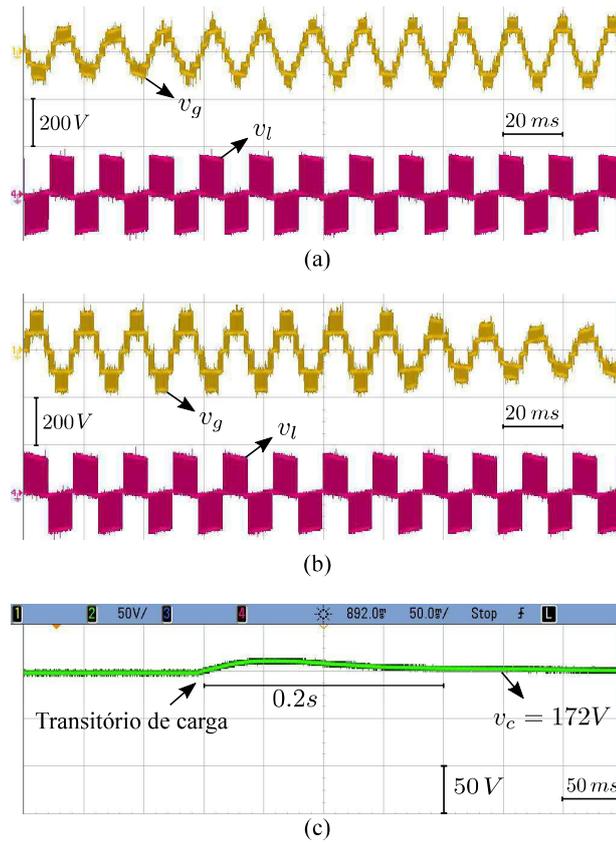


Figura 83 – Resultados experimentais para a topologia 5B-D operando com distúrbios. (a) v_g e v_l para uma sobretensão. (b) v_g e v_l para um afundamento. (c) v_c para um transitório de cargas.

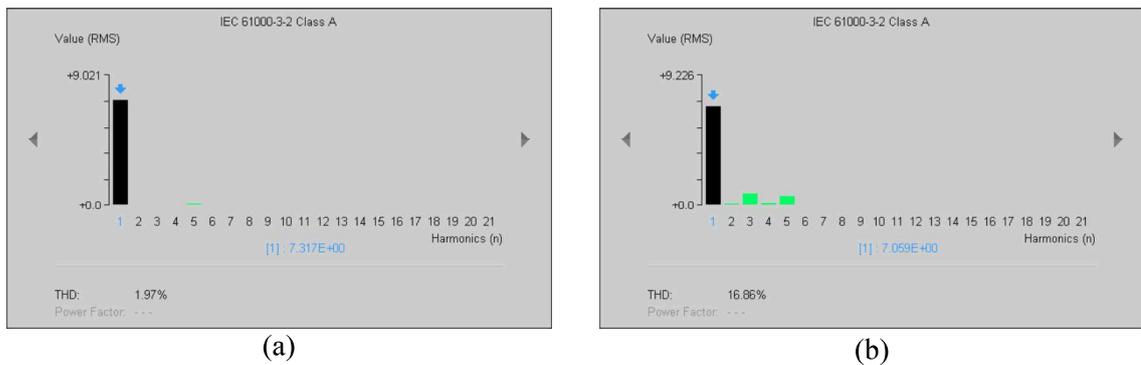


Figura 84 – Espectro harmônico para as correntes experimentais da topologia 5B-D. (a) Espectro de i_g . (b) Espectro de i_l .

condução. Resultados experimentais foram apresentados para validação do modelo matemático apresentado e para mostrar que os resultados são compatíveis com os obtidos na simulação.

5 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UNIVERSAL BASEADO EM CONVERSORES MULTINÍVEIS DE NOVE BRAÇOS

5.1 INTRODUÇÃO

O FAP universal tem sido cada vez mais destacada e vários estudos, incluindo diferentes topologias, foram propostos [Bento, Silva e Praga 2008, Bhattacharya, Teshnizi e Parkhindeh 2009, Rodrigues et al. 2014, Huang et al. 2013]. Em [Santos et al. 2014] é discutida a aplicação do FAP universal em um sistema monofásico. Em [Rodrigues, Jacobina e Carlos 2015] foi apresentado um FAP universal baseado em conversor de nove braços com um barramento no qual os filtros são associados com a sequência série-série-shunt e um PWM baseado na estratégia *level-shifted* (LS-PWM).

Este capítulo propõe uma topologia de FAP universal (Fig. 85) para sistemas trifásicos. A configuração possui um barramento para dois filtros em série e um filtro paralelo. Os filtros são associados com a sequência série-paralelo-série que permite reduzir as distorções harmônicas nas tensões do conversor de entrada e saída, e uma estratégia de PWM vetorial (SV-PWM) para diferentes relações de espiras dos transformadores. O sistema de controle completo, incluindo as técnicas PWM, foi desenvolvido. Resultados experimentais são apresentados para validar as abordagens teóricas.

5.2 MODELO DO SISTEMA

O FAP universal proposto pode ser visto na Fig. 85 e o circuito equivalente na Fig. 86, que consiste em uma rede elétrica que gera tensões e_{gk} , uma carga elétrica Z_l , o FAP universal (combinação de conversores série e paralelo compartilhando o mesmo barramento).

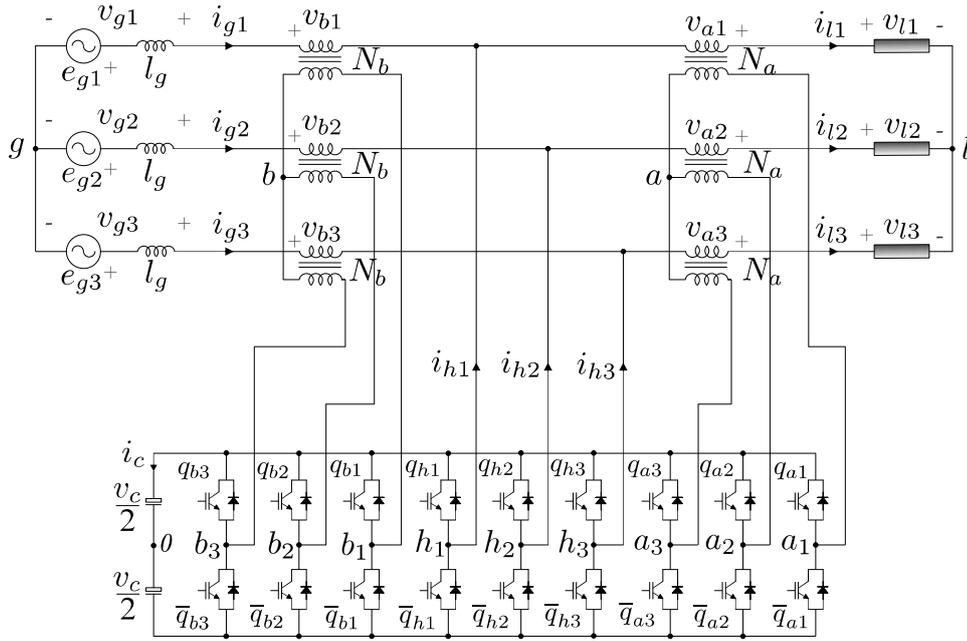


Figura 85 – FAP universal trifásico proposto.

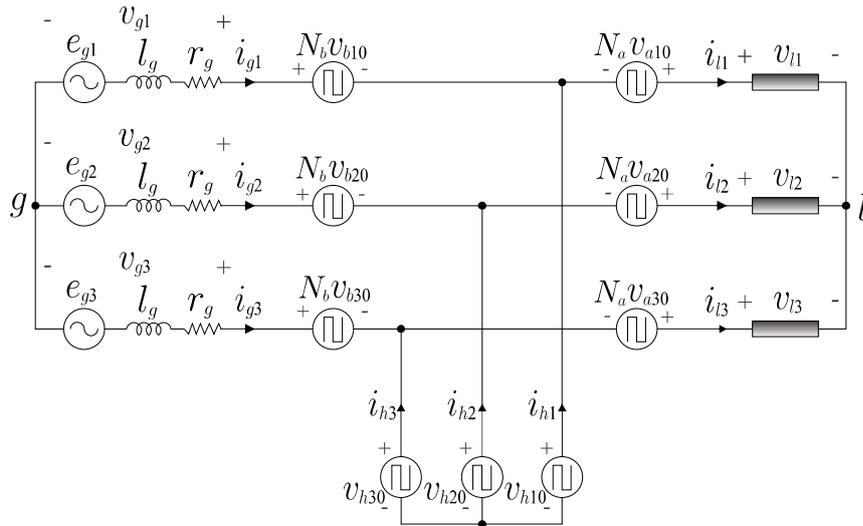


Figura 86 – Circuito equivalente simplificado.

Para esta configuração, o modelo é descrito por (5.1) - (5.6).

$$e_{gk} = (r_g + l_g p) i_{gk} + v_{gk}, \quad (5.1)$$

$$v_{gk} = v_{bhk} - v_{g0}, \quad (5.2)$$

$$v_{lk} = v_{bhk} - v_{l0}, \quad (5.3)$$

$$v_{bhk} = N_b v_{bk0} - v_{hk0}, \quad (5.4)$$

$$v_{ahk} = N_a v_{ak0} - v_{hk0}, \quad (5.5)$$

$$i_{gk} = i_{lk} - i_{hk}, \quad (5.6)$$

em que $p = d/dt$, $k = 1, 2, 3$, v_{gk} são as tensões da rede e v_{lk} são as tensões na carga. As tensões v_{hk0} , v_{ak0} e v_{bk0} são as tensões dos conversores H , A e B , respectivamente. N_b e N_a são as relações de espiras do transformador para o lado da rede e o lado da carga, respectivamente. i_{gk} são as correntes da rede, i_{lk} são correntes na carga e i_{hk} são as correntes do conversor de derivação H .

5.3 ESTRATÉGIA SV-PWM

Uma técnica SV-PWM foi desenvolvida e aplicada ao FAP universal para diferentes relações de espiras dos transformadores. Para a topologia proposta, foram analisados cinco casos: caso 1 com $N_a = 1$ e $N_b = 1$, caso 2 com $N_a = 2$ e $N_b = 2$, caso 3 com $N_a = 1/2$ e $N_b = 2$, caso 4 com $N_a = 1$ e $N_b = 2$ e caso 5 com $N_a = 1/2$ e $N_b = 1$.

Para todos os casos, temos as tensões v_{bhk}^* e v_{ahk}^* dadas pelas equações (5.7) e (5.8).

$$v_{bhk}^* = v_{gk}^* + v_{g0}^*, \quad (5.7)$$

$$v_{ahk}^* = v_{lk}^* + v_{l0}^*, \quad (5.8)$$

As tensões auxiliares v_{g0}^* e v_{l0}^* devem ser escolhidas de modo que satisfaçam as relações $v_{g0min}^* \leq v_{g0}^* \leq v_{g0max}^*$ e $v_{l0min}^* \leq v_{l0}^* \leq v_{l0max}^*$, tal que

$$v_{g0max}^* = (N_b + 1) \frac{v_c^*}{2} - \max(v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*), \quad (5.9)$$

$$v_{g0min}^* = -(N_b + 1) \frac{v_c^*}{2} - \min(v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*), \quad (5.10)$$

$$v_{l0max}^* = (N_a + 1) \frac{v_c^*}{2} - \max(v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*), \quad (5.11)$$

$$v_{l0min}^* = -(N_a + 1) \frac{v_c^*}{2} - \min(v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*), \quad (5.12)$$

em que v_c^* é a tensão de referência do barramento e N_a e N_b são as relações de espiras dos transformadores.

A escolha normalizada das variáveis auxiliares (v_{g0}^* e v_{l0}^*) satisfazendo seus limites pode ser fornecida introduzindo os parâmetros μ_g ($0 \leq \mu_g \leq 1$) e μ_l ($0 \leq \mu_l \leq 1$), definidos pelas equações (5.13) e (5.14).

$$v_{g0}^* = \mu_g v_{g0max}^* + (1 - \mu_g) v_{g0min}^*, \quad (5.13)$$

$$v_{l0}^* = \mu_l v_{l0max}^* + (1 - \mu_l) v_{l0min}^*. \quad (5.14)$$

As tensões de referência v_{ahk}^* e v_{bhk}^* fornecidas pelo conversor podem ser exibidas em planos vetoriais v_{ahk} x v_{bhk} (Fig. 87), em que as tensões v_{ahk}^* e v_{bhk}^* são combinadas com o

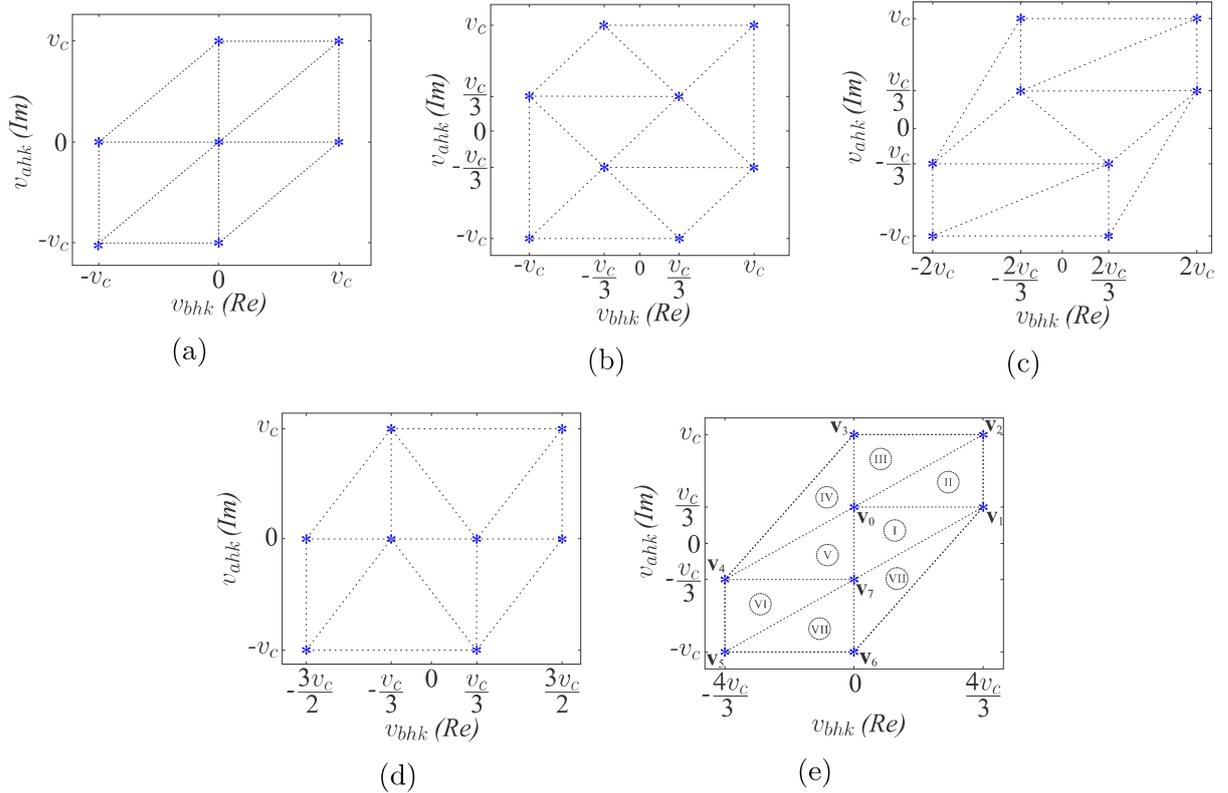


Figura 87 – Diagrama vetorial no plano $v_l \times v_g$ para diferentes relações de espiras dos transformadores. (a) Caso 1: $N_a = 1$ e $N_b = 1$. (b) Caso 2: $N_a = 2$ e $N_b = 2$. (c) Caso 3: $N_a = 1/2$ e $N_b = 2$. (d) Caso 4: $N_a = 1$ e $N_b = 2$. (e) Caso 5: $N_a = 1/2$ e $N_b = 1$.

Tabela 43 – Vetores de tensão instantâneos como uma função dos estados binários das chaves para o caso 5.

q_{bk}	q_{ak}	q_{hk}	vetor	v_{bhk}	v_{ahk}
0	0	0	\mathbf{v}_0	0	$\frac{v_c}{3}$
1	0	0	\mathbf{v}_1	$\frac{4v_c}{3}$	$\frac{v_c}{3}$
1	1	0	\mathbf{v}_2	$\frac{4v_c}{3}$	v_c
0	1	0	\mathbf{v}_3	0	v_c
0	1	1	\mathbf{v}_4	$-\frac{4v_c}{3}$	$-\frac{v_c}{3}$
0	0	1	\mathbf{v}_5	$-\frac{4v_c}{3}$	$-v_c$
1	0	1	\mathbf{v}_6	0	$-v_c$
1	1	1	\mathbf{v}_7	0	$-\frac{v_c}{3}$

eixo imaginário (Im) e o eixo real (Re), respectivamente. Um vetor de tensão no plano k pode ser representado por $\mathbf{v}_n = v_{bhk} + jv_{ahk}$, com $n = 0, 1, 2, \dots, 7$, como visto na Tabela 43, contendo todos os vetores instantâneos de tensão como uma função dos estados binários das chaves $[q_{bk}, q_{ak}, q_{hk}]$ para o caso 5 com as relações de espiras dos transformadores $N_a = 1/2$ e $N_b = 1$.

Na Fig. 87(a), cada triângulo corresponde a uma região e cada vértice a um vetor de

Tabela 44 – Sequência de aplicação dos vetores de tensão para cada setor no caso 5.

Setor	Sequência
$K = 1$	$\mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_0$
$K = 2$	$\mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_0$
$K = 3$	$\mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_3 \rightarrow \mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_3 \rightarrow \mathbf{v}_0$
$K = 4$	$\mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_3 \rightarrow \mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_4$
$K = 5$	$\mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_7$
$K = 6$	$\mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_5 \rightarrow \mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_7$
$K = 7$	$\mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_5 \rightarrow \mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_7$
$K = 8$	$\mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_1$

tensão. De acordo com a técnica de PWM vetorial [Holtz 1994], [Broeck e Wyk 1984], o vetor de referência localizado no setor K deve ser sintetizado usando os três vetores mais próximos que definem esse setor. Então, para o setor K , pode ser escrito que

$$\mathbf{v}_k^* = \mathbf{v}_{xk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{yk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zk} \frac{t_{zk}}{T}. \quad (5.15)$$

Decompondo (5.15) nos eixos bhk e ahk , é obtido

$$\mathbf{v}_{bhk}^* = \mathbf{v}_{xbhk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{ybhk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zbhk} \frac{t_{zk}}{T}, \quad (5.16)$$

$$\mathbf{v}_{ahk}^* = \mathbf{v}_{xahk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{yahk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zahk} \frac{t_{zk}}{T}, \quad (5.17)$$

com os tempos para cada vetor sendo t_{xk} , t_{yk} e t_{zk} e $T = t_{xk} + t_{yk} + t_{zk}$.

De acordo com a escolha da relação de espiras do transformador, diferentes planos são obtidos como uma solução (Fig. 87). Os planos das Figs. 87(b), 87(c) e 87(d) tiveram resultados piores devido aos níveis de saltos das tensões geradas. O plano na Fig. 87(e) tem melhores resultados, obtendo uma quantidade maior de níveis igualmente espaçados como pode ser visto na Fig. 88 que mostra a tensão da rede v_g e a tensão de carga v_l para $N_a = 1/2$ e $N_b = 1$.

Em um setor existem diferentes soluções para selecionar a sequência de aplicação do vetor de tensão. A solução ideal permite determinar as tensões de polo ótimas dos planos vetoriais individuais v_{ahk0} x v_{bhk0} em vez de usar uma abordagem única e complexa baseada em todas as tensões simultâneas do conversor de entrada e saída. A sequência correta de aplicação do vetor de tensão para um setor no caso 5 é feita da forma indicada na Tabela 44. A sequência foi escolhida dando prioridade ao menor número de comutações.

Usando $\mathbf{v}_n^* = v_{bhk}^* + jv_{ahk}^*$, segue de (5.15) que

- se $K = 1$:

$$t_0 = \left(-\frac{3v_{bhk}^*}{4} + \frac{3v_{ahk}^*}{2}\right)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (5.18)$$

$$t_1 = \frac{3v_{bhk}^*}{4}\frac{T}{E}, \quad t_7 = -\frac{3v_{ahk}^*}{2}\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (5.19)$$

- se $K = 2$:

$$t_1 = \left(\frac{3v_{bhk}^*}{4} - \frac{3v_{ahk}^*}{2}\right)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (5.20)$$

$$t_0 = -\frac{3v_{bhk}^*}{4}\frac{T}{E} + T, \quad t_2 = \frac{3v_{ahk}^*}{2}\frac{T}{E} - \frac{T}{2}, \quad (5.21)$$

- se $K = 3$:

$$t_3 = \left(-\frac{3v_{bhk}^*}{4} + \frac{3v_{ahk}^*}{2}\right)\frac{T}{E} - \frac{T}{2}, \quad (5.22)$$

$$t_0 = -\frac{3v_{ahk}^*}{2}\frac{T}{E} + \frac{3}{2}T, \quad t_2 = \frac{3v_{bhk}^*}{4}\frac{T}{E}, \quad (5.23)$$

- se $K = 4$:

$$t_3 = \left(-\frac{3v_{bhk}^*}{4} + \frac{3v_{ahk}^*}{2}\right)\frac{T}{E} - \frac{T}{2}, \quad (5.24)$$

$$t_0 = \frac{3(v_{bhk}^* - v_{ahk}^*)}{2}\frac{T}{E} + \frac{3T}{2}, \quad t_4 = -\frac{3v_{bhk}^*}{4}\frac{T}{E}, \quad (5.25)$$

- se $K = 5$:

$$t_7 = \left(\frac{3v_{bhk}^*}{4} - \frac{3v_{ahk}^*}{2}\right)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (5.26)$$

$$t_0 = \frac{3v_{ahk}^*}{2}\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad t_4 = -\frac{3v_{bhk}^*}{4}\frac{T}{E}, \quad (5.27)$$

- se $K = 6$:

$$t_4 = \left(-\frac{3v_{bhk}^*}{4} + \frac{3v_{ahk}^*}{2}\right)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (5.28)$$

$$t_5 = -\frac{3v_{ahk}^*}{2}\frac{T}{E} - \frac{T}{2}, \quad t_7 = \frac{3v_{bhk}^*}{4}\frac{T}{E} + T, \quad (5.29)$$

- se $K = 7$:

$$t_6 = \left(\frac{3v_{bhk}^*}{4} - \frac{3v_{ahk}^*}{2}\right)\frac{T}{E} - \frac{T}{2}, \quad (5.30)$$

$$t_5 = -\frac{3v_{bhk}^*}{4}\frac{T}{E}, \quad t_7 = \frac{3v_{ahk}^*}{2}\frac{T}{E} + \frac{3T}{2}, \quad (5.31)$$

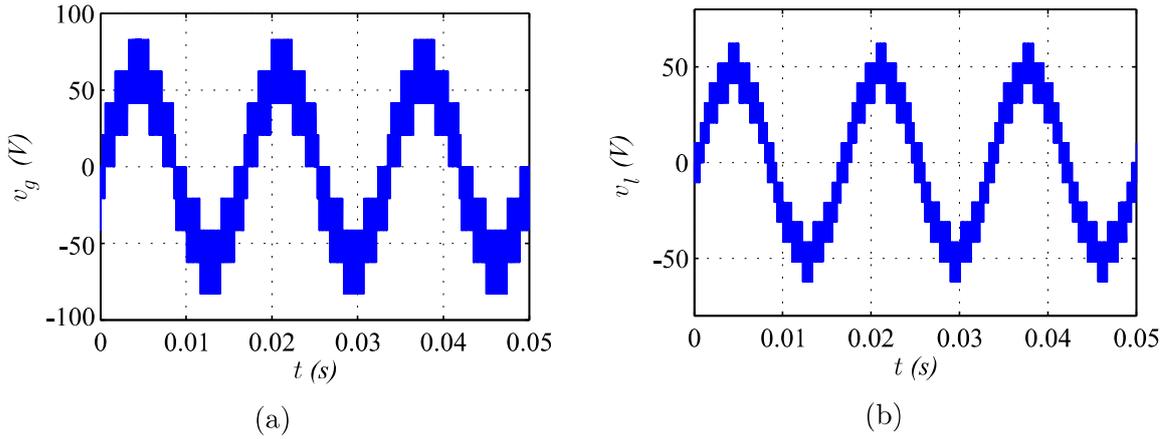


Figura 88 – Tensão de fase do FAP universal, $N_b = 1$ e $N_a = 2$. (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_l .

- se $K = 8$:

$$t_7 = \frac{3(-v_{bhk}^* + v_{ahk}^*)}{2} \frac{T}{E} + \frac{3T}{2}, \quad (5.32)$$

$$t_1 = \frac{3v_{bhk}^*}{4} \frac{T}{E}, \quad t_6 = \left(\frac{3v_{bhk}^*}{4} - \frac{3v_{ahk}^*}{2} \right) \frac{T}{E} - \frac{T}{2}, \quad (5.33)$$

5.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O diagrama de blocos de controle pode ser visto na Fig. 89. A tensão no barramento (v_c) é controlada pelo controlador R_c , que trata-se de um PI, cuja saída fornece a amplitude de referência da corrente da rede (I_g^*). Para definir um fator de potência unitário, as correntes de referência instantânea i_{gk}^* devem ser sincronizadas com as tensões e_{gk} . Isso é obtido por meio dos blocos $PLL1$ e $Syn-g$. O ângulo de saída $\theta_{e_{gk}}$ do bloco $PLL1$ indica a fase instantânea da tensão e_{gk} . A partir do ângulo de sincronização e da amplitude I_g^* , as correntes de referência i_{gk}^* são geradas pelo bloco $Syn-g$. Desta forma, eles compensam a potência reativa e os harmônicos exigidos pela carga. O controlador R_g é responsável por definir a tensão de referência v_{gk}^* . O ângulo de saída $\theta_{v_{gk}}$ indica a fase instantânea da tensão v_{gk} . O bloco $Syn-l$ gera tensões de referência v_{lk}^* sincronizadas com $\theta_{v_{gk}} + \alpha$, em que α é o ângulo entre as tensões na rede v_{gk} e as tensões na carga v_{lk} .

Considerando que $v_{gk} = V_g \cos(\omega t - \theta_{v_{gk}})$ e $v_{lk} = V_l \cos(\omega t - \theta_{v_{gk}} - \alpha)$, a amplitude da tensão é $V_g \leq \frac{4}{3} v_c$ para o lado da rede e $V_l \leq v_c$ para o lado da carga se o ângulo α estiver no intervalo (5.34) para o caso 1, em (5.35) para o caso 2, em (5.36) para o caso 3, em

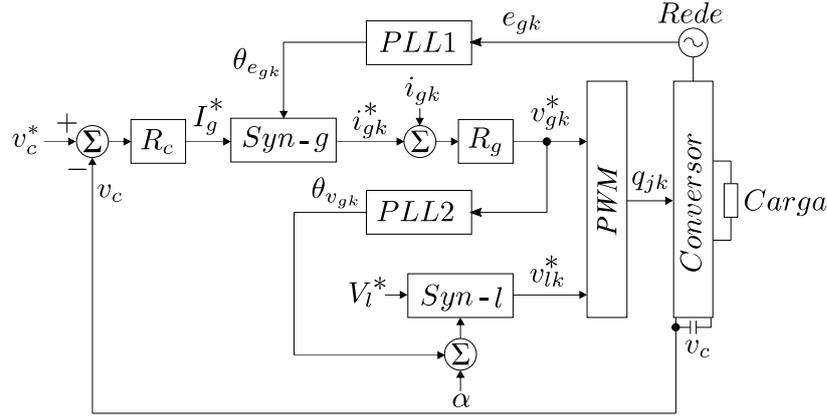


Figura 89 – Diagrama de blocos de controle.

(5.37) para o caso 4 e em (5.38) para o caso 5.

$$-35,9^\circ \leq \alpha \leq 35,9^\circ, \quad (5.34)$$

$$-51,0^\circ \leq \alpha \leq 51,0^\circ, \quad (5.35)$$

$$-47,1^\circ \leq \alpha \leq 47,1^\circ, \quad (5.36)$$

$$-39,8^\circ \leq \alpha \leq 39,8^\circ, \quad (5.37)$$

$$-24,8^\circ \leq \alpha \leq 24,8^\circ. \quad (5.38)$$

5.5 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

A distorção harmônica total (THD) é definida por (2.17). Este parâmetro reflete o nível de componentes harmônicos em relação ao componente fundamental. Para garantir o bom funcionamento do sistema elétrico, é desejável um baixo THD, que é considerado para avaliar a qualidade atual.

A distorção harmônica total ponderada (WTHD) das tensões resultantes foram calculadas utilizando o mesmo método apresentado nos capítulos anteriores.

As Tabelas 46 e 47 mostram a comparação de THD e WTHD entre a topologia proposta com diferentes relações de espiras do transformador. Neste resultado, a frequência de comutação (f_s) foi fixada em 10020 Hz e os parâmetros de simulação de Tabela 45 foram usados.

Comparando os THDs atuais, pode-se observar que o THD do caso 2 apresenta o resultado mais baixo para a corrente da rede i_{gk} , enquanto o caso 5 apresenta o segundo resultado mais baixo. Para a corrente de carga i_{lk} , o THD não teve diferença considerável devido à predominância de harmônicos da carga não linear usada na simulação.

Tabela 45 – Parâmetros de simulação para todos os casos do FAP universal proposto.

Parâmetro	Valor	Descrição
e_{gk}	50 V	valor de pico, é considerada ausência de afundamentos/sobretensões
S_l	1,5 kVA	potência aparente da carga
f_{pl}	0,8	fator de potência da carga (indutivo)
r_g	0,05 Ω	resistência no lado da rede
l_g	2 mH	indutância no lado da rede
v_c^*	63 V	Tensão no barramento para os casos 1, 3 e 5
v_c^*	42 V	Tensão no barramento para o caso 2
v_c^*	47 V	Tensão no barramento para o caso 4
C	4400 μ F	capacitância de cada capacitor no barramento

Comparando os WTHDs de tensão, pode-se observar que o WTHD do caso 2 apresenta novamente o menor resultado para a tensão da rede v_{gk} , enquanto os casos 3 e 5 apresentam o menor resultado para a tensão de carga v_{lk} devido ao aumento do número de níveis de tensão.

Tabela 46 – Comparação de THD entre todos os casos do FAP universal proposto.

UAPF	THD i_{gk}	THD i_{lk}
Caso 1	1,71%	13,79%
Caso 2	1,01%	13,58%
Caso 3	3,99%	13,65%
Caso 4	2,17%	13,69%
Caso 5	1,73%	13,58%

Tabela 47 – Comparação de WTHD entre os casos do FAP universal proposto.

UAPF	WTHD v_{gk}	WTHD v_{lk}
Caso 1	0,20%	0,30%
Caso 2	0,12%	0,31%
Caso 3	0,54%	0,13%
Caso 4	0,32%	0,19%
Caso 5	0,20%	0,13%

5.6 COMPARAÇÃO DE PERDAS NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR

A estimativa das perdas nos semicondutores foi obtida a partir do modelo de regressão, o qual foi obtido por testes experimentais, conforme apresentado em [Cavalcanti et al.

2003] e [Dias et al. 2009] e nos capítulos anteriores. Nos testes experimentais, foram usados IGBTs da SEMIKRON. O modelo de perdas de chaves inclui: Perdas de condução de IGBT e diodo, perdas de ativação de IGBT, perdas de desligamento de IGBT e energia de desligamento de diodo.

A comparação da topologia proposta para diferentes relações de espiras no transformador foi feita com a topologia sob as mesmas condições de operação e parâmetros de simulação da Tabela 45.

Tabela 48 – Comparação total de perdas entre os casos do FAP universal proposto.

UAPF	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
Caso 1	21,69	55,91	77,60
Caso 2	19,63	96,07	115,70
Caso 3	23,89	64,15	88,04
Caso 4	15,96	74,82	90,78
Caso 5	18,81	45,30	64,11

A Tabela 48 resume a comparação de perdas nos semicondutores para todos os casos operando com a mesma frequência de chaveamento. Pode-se observar que as chaves de potência do caso 5, comparados a outros casos, apresentam redução de perdas. As perdas de condução mais baixas são devidas às relações de espiras do transformador $N_a = 1/2$, o que reduz as correntes nos braços do conversor série A.

5.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Tabela 45 mostra os parâmetros de simulação considerados para o FAP universal proposto.

O comportamento do FAP universal pode ser visto nas Figs. 90 - 94. Os resultados da simulação foram obtidos para um aumento de tensão de 30% na rede. A Fig. 90 mostra os resultados da simulação para o caso 1 ($N_a = 1$ e $N_b = 1$), a Fig. 91 mostra os resultados da simulação para o caso 2 ($N_a = 2$ e $N_b = 2$), a Fig. 92 mostra os resultados da simulação para o caso 3 ($N_a = 1/2$ e $N_b = 2$), a Fig. 93 mostra os resultados da simulação para o caso 4 ($N_a = 1$ e $N_b = 2$) e a Fig. 94 mostra os resultados da simulação para o caso 5 ($N_a = 1/2$ e $N_b = 1$).

As Figs. 90(a), 91(a), 92(a), 93(a) e 94(a) mostram que a tensão da fonte de energia primária está em fase com a corrente correspondente. Em outras palavras, a fonte primária fornece energia com fator de potência unitário. As Figs. 90(b), 91(b), 92(b), 93(b) e 94(b)

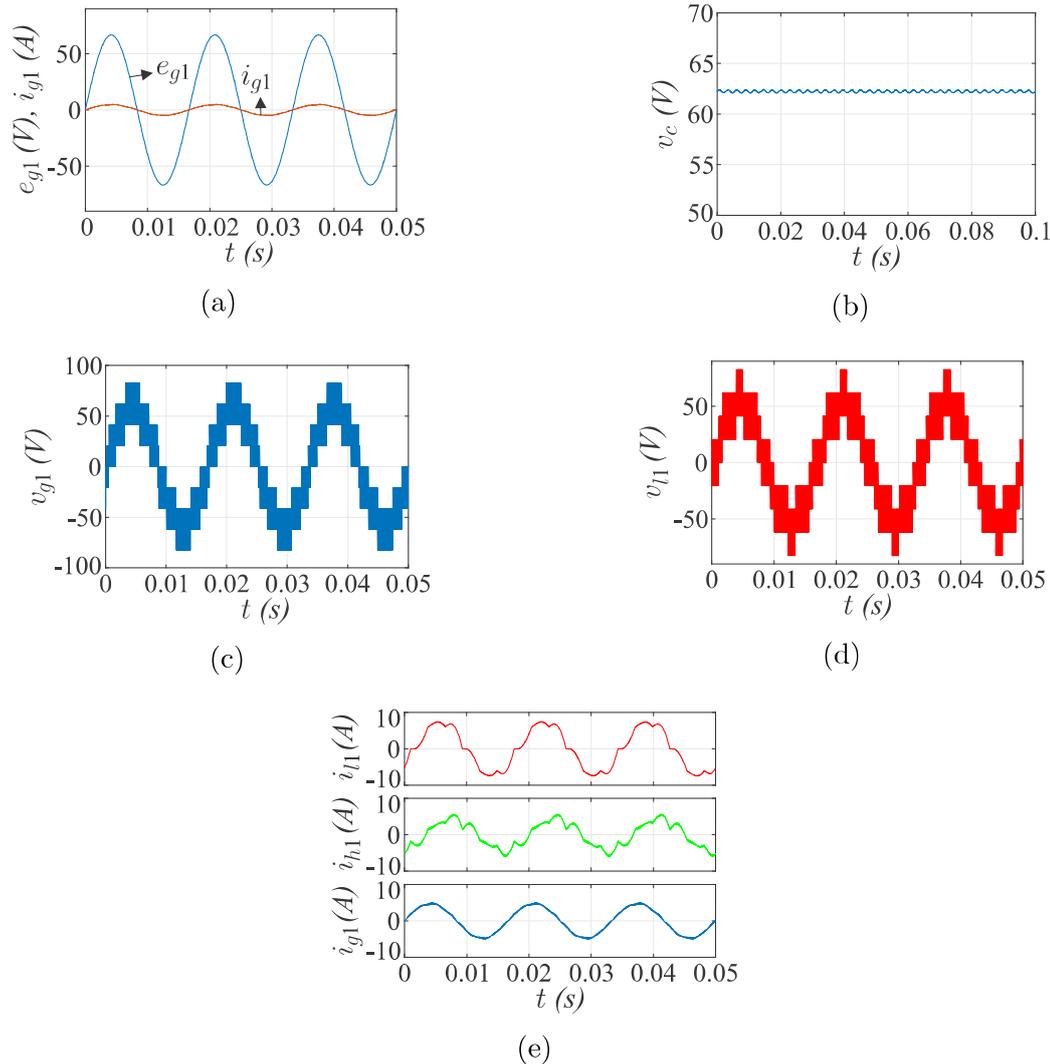


Figura 90 – Resultados de simulação para o caso 1. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1} .

mostram a tensão controlada no barramento (v_c) para todos os casos. Figs. 90(e), 91(e), 92(e), 93(e) e 94(e), mostram a compensação harmônica das correntes, em que o conversor paralelo fornece as harmônicas para manter a forma de onda da corrente na rede senoidal. As Figs. 90(c), 91(c), 92(c), 93(c) e 94(c) mostram a tensão da rede v_{g1} . E por fim, as Figs. 90(d), 91(d), 92(d), 93(d) e 94(d) mostram a tensão na carga v_{l1} .

5.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O FAP universal proposto foi validado em laboratório. Os resultados experimentais foram obtidos para uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação para o caso 5 ($N_a = 1/2$ e $N_b = 1$). Os parâmetros considerados para o FAP universal proposto são os mesmos

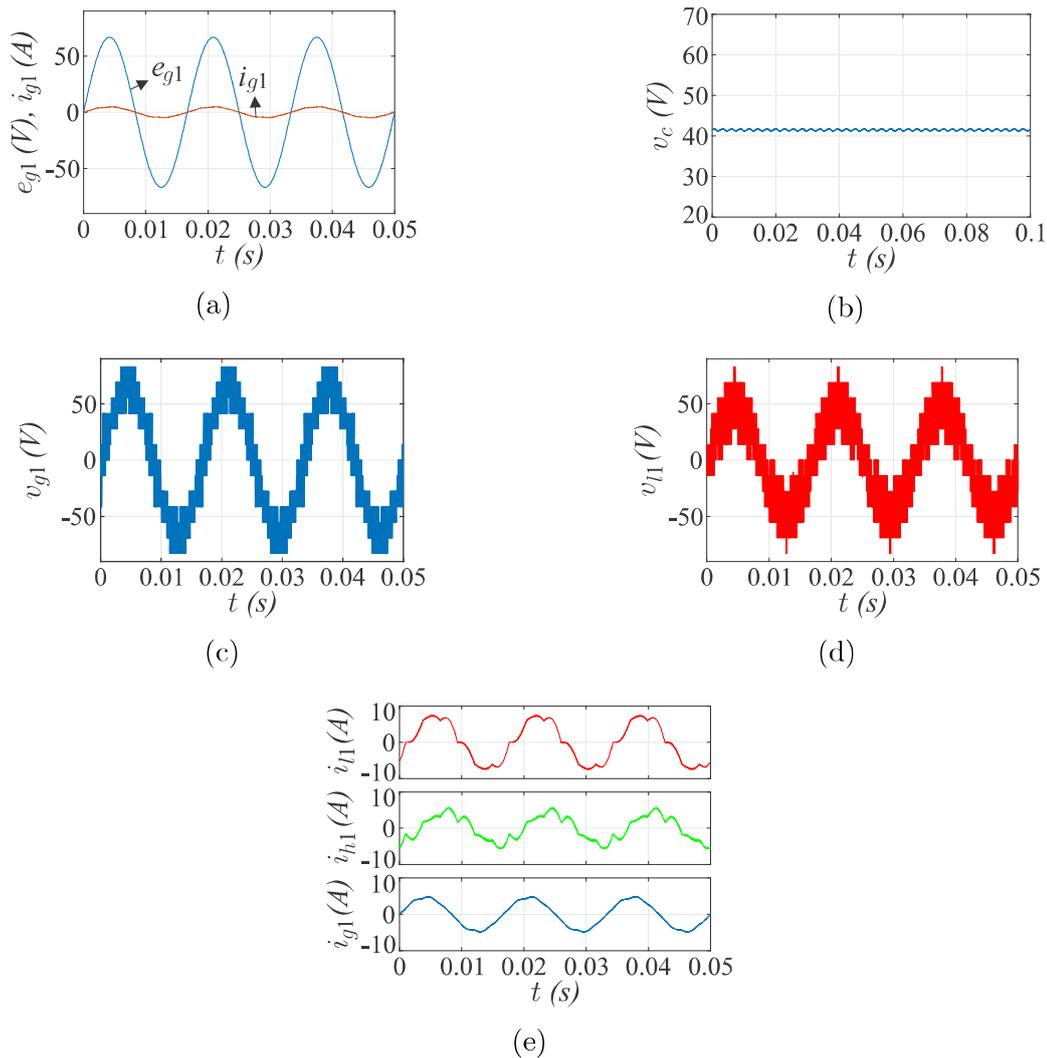


Figura 91 – Resultados de simulação para o caso 2. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1} .

da simulação na Tabela 45.

Os resultados experimentais obtidos podem ser vistos nas Figs. 95-98. A Fig. 95 mostra a tensão da fonte de alimentação primária em fase com a corrente e a tensão do barramento controlada (v_c). A Fig. 96 mostra a corrente da rede (i_{g1}) e a corrente da carga (i_{l1}). Esta figura mostra a compensação harmônica de corrente, onde o conversor de derivação fornece os harmônicos para manter a forma de onda senoidal da corrente na rede. As Figs. 97 e 98 mostram as tensões v_{g1} e v_{l1} , respectivamente. Analisando esses resultados, podemos ver que o controle foi realizado corretamente.

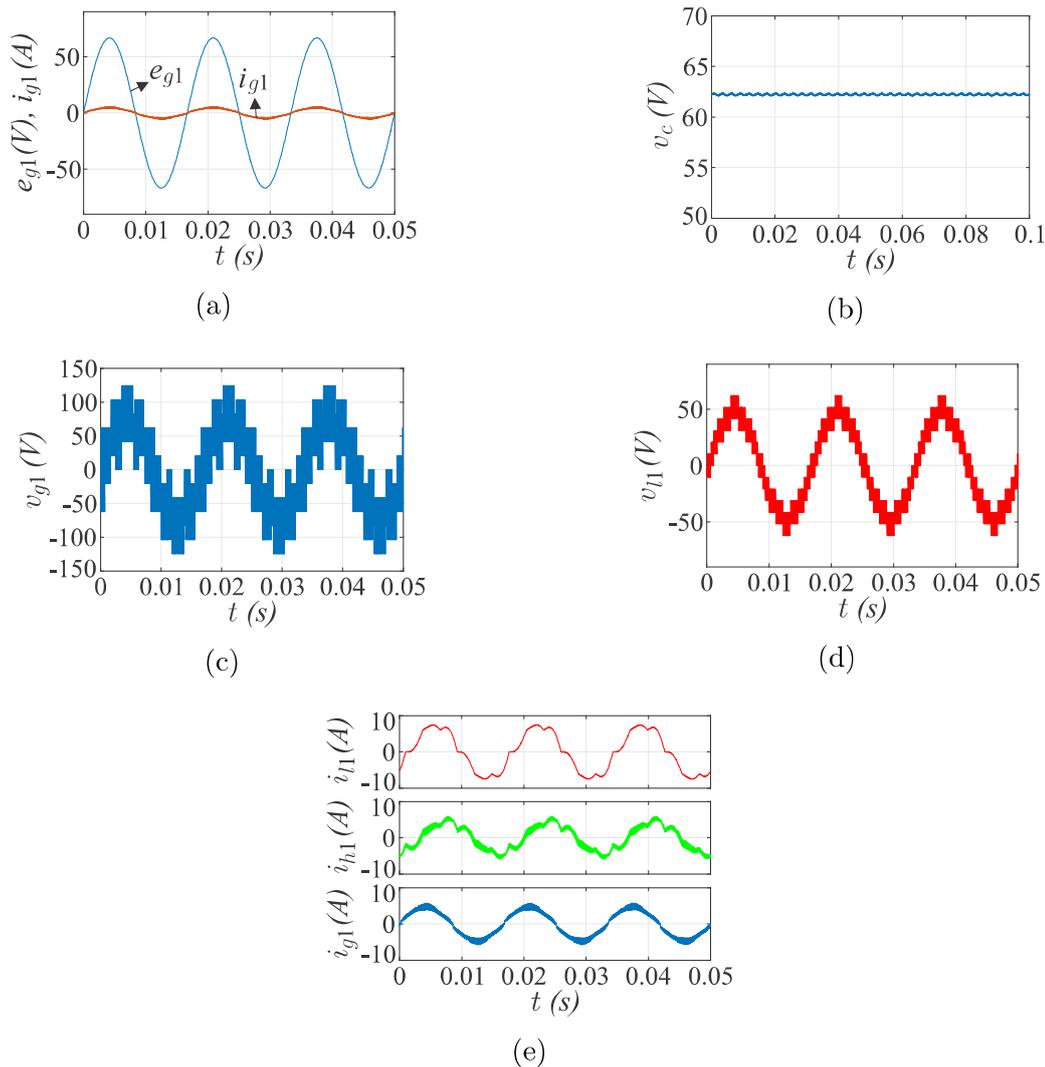


Figura 92 – Resultados de simulação para o caso 3. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1} .

5.9 CONCLUSÕES

Neste capítulo, uma topologia de filtro ativo de potência universal com nove braços foi desenvolvida. O FAP universal apresentado possui três conversores trifásicos compartilhando um único barramento formando uma conexão do tipo série-paralelo-série. A topologia foi analisada para 5 casos diferentes (diferentes relações de espiras dos transformadores) para compensar uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação e para compensar as perturbações das correntes.

O caso 2 ($N_a = 2$ e $N_b = 2$) apresentou o melhor resultado para o THD da corrente e para o WTHD da tensão da rede, mostrando mais níveis para a tensão da rede v_{gk} (13 níveis). No entanto, a escolha das relações de espiras $N_a = 2$ e $N_b = 2$ aumentaram as

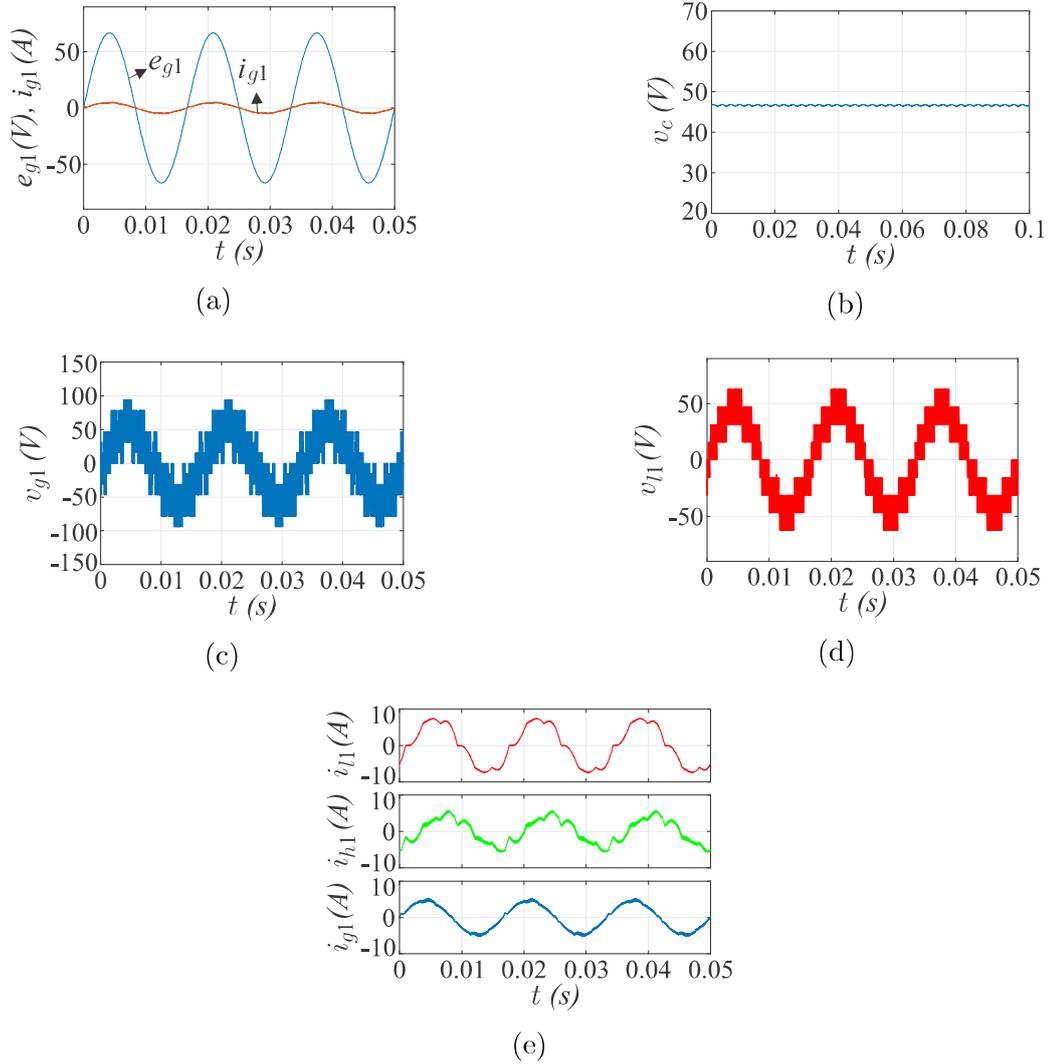


Figura 93 – Resultados de simulação para o caso 4. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1} .

correntes nos conversores série A e B , resultando em maiores perdas por condução. O segundo melhor resultado para o THD da corrente WTHD da tensão na rede foi para o caso 5.

Os casos 3 ($N_a = 1/2$ e $N_b = 2$) e 5 ($N_a = 1/2$ e $N_b = 1$) apresentaram os menores valores para o THD da corrente na carga e o WTHD da tensão na carga, mostrando mais níveis em v_{lk} (13 níveis). O caso 5 também apresentou as menores perdas nos semicondutores dos conversores, além de apresentar menores perdas de condução devido às relações de espiras do transformador $N_a = 1/2$ reduzindo as correntes no conversor série A .

Resultados experimentais para o caso 5 operando com uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação foram apresentados. Os resultados mostram uma tensão no lado da rede v_{g1} com 9 níveis e uma tensão na carga v_{l1} com 13 níveis. A topologia proposta

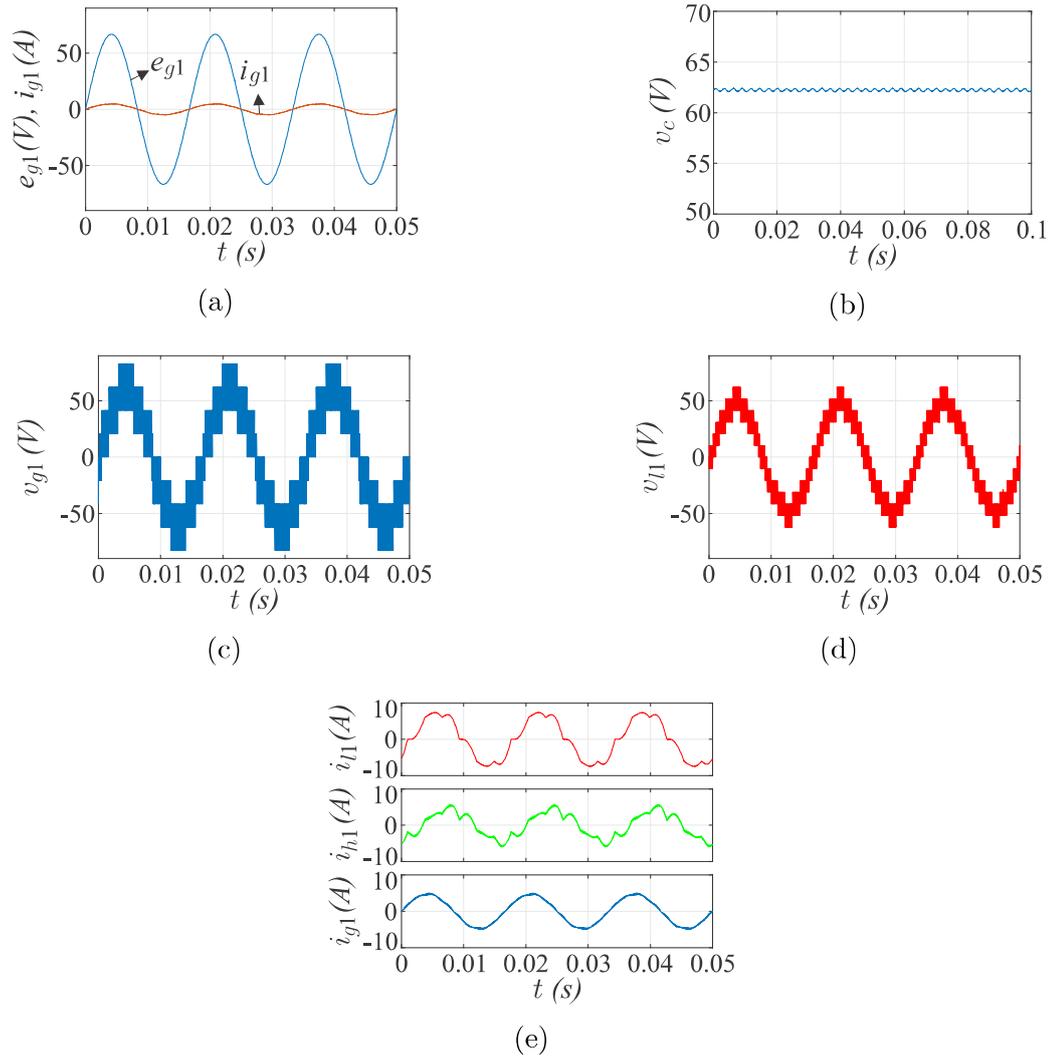


Figura 94 – Resultados de simulação para o caso 5. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) v_c . (c) v_{g1} . (d) v_{l1} . (e) i_{g1} e i_{l1} .

mostrou-se viável e consistente com os resultados da simulação.

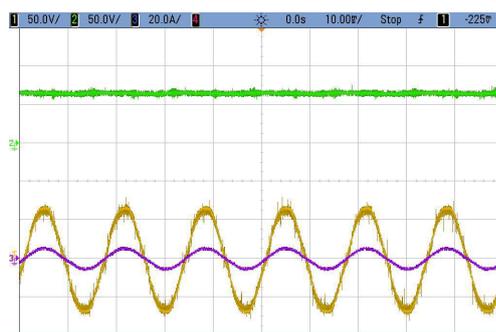


Figura 95 – Resultados experimentais para o FAP universal - tensão (e_{g1}), corrente (i_{g1}) na rede e tensão no barramento (v_c).

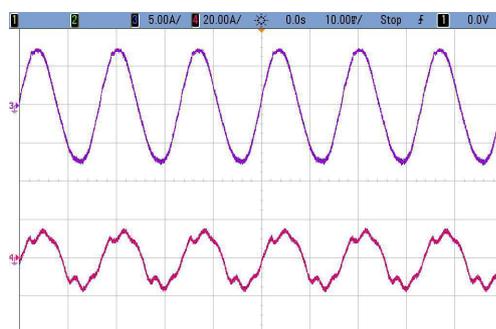


Figura 96 – Resultados experimentais para o FAP universal - correntes da rede (i_{g1}) e da carga (i_{l1}).

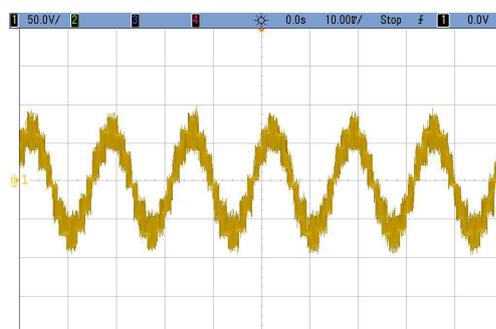


Figura 97 – Resultados experimentais para o FAP universal - tensão da rede (v_{g1}).

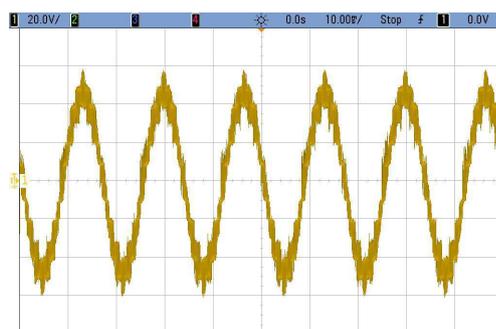


Figura 98 – Resultados experimentais para o FAP universal - tensão da carga (v_{l1}).

6 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UNIVERSAL BASEADO EM CONVERSORES MULTINÍVEIS DE NOVE BRAÇOS COM INTERLIGAÇÃO DOS TRANSFORMADORES

6.1 INTRODUÇÃO

Em [Rodrigues, Jacobina e Carlos 2015] foi apresentado um FAP universal baseado no conversor de nove braços em que os filtros estão associados com a sequência: série-série-paralelo. Em [Rodrigues, Jacobina e Correa 2016], foi proposto um FAP universal alternativo para a topologia 2 apresentada em [Rodrigues, Jacobina e Carlos 2015], o qual o FAP universal foi associado com a sequência: series-paralelo-serie. Esta nova sequência permite reduzir as distorções harmônicas, diminuir a tensão no barramento e manter a mesma quantidade de componentes.

Neste capítulo é apresentada uma topologia de FAP universal (Fig. 99) para sistemas trifásicos. A configuração possui um barramento para dois filtros em série e um filtro paralelo. A topologia proposta é uma modificação da configuração apresentada em [Rodrigues, Jacobina e Correa 2016]. A modificação consiste em conectar o conversor série *A* aos transformadores do lado da rede e do lado da carga (Fig. 99), diferente da topologia apresentada no capítulo anterior e em [Rodrigues, Jacobina e Correa 2016], em que o conversor série *A* estava conectado somente ao transformador no lado da carga. Essa modificação faz com que a tensão do lado da rede aumente o número de níveis de 9 para 17 em relação à topologia discutida no capítulo anterior, reduzindo distorções harmônicas, perdas de chaveamento e condução nos semicondutores.

Para a comparação entre a topologia apresentada no capítulo anterior e a topologia proposta neste trabalho, as distorções harmônicas das correntes e das tensões foram utilizadas como métodos de análise, bem como comparações nas perdas dos semicondutores dos conversores. O sistema de controle completo foi desenvolvido, incluindo as técnicas de

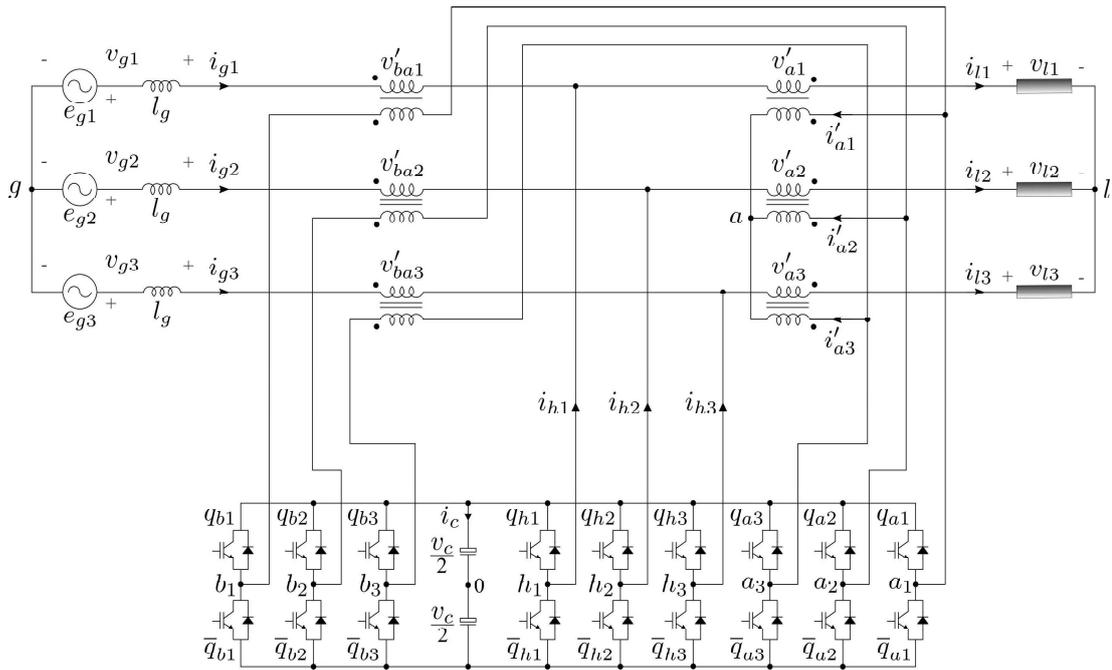


Figura 99 – FAP universal trifásico proposto.

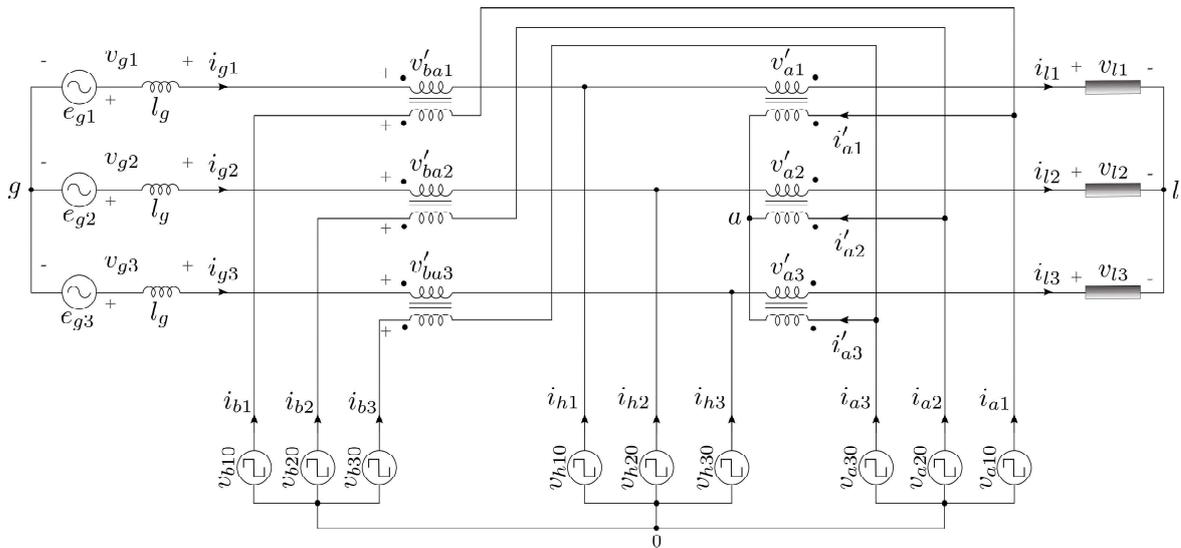


Figura 100 – Circuito equivalente simplificado.

modulação por largura de pulso. Simulações e resultados experimentais serão apresentados para validar as abordagens teóricas.

6.2 EQUAÇÕES DO SISTEMA

O sistema consiste em uma rede elétrica (e_{gk}), uma carga elétrica e três conversores trifásicos. Na Fig. 100, variáveis com subscrito g estão relacionadas ao lado da rede,

enquanto l está relacionado ao lado da carga. Variáveis com subscrito h estão relacionadas ao conversor trifásico H , conectado em paralelo ao sistema. Variáveis com subscritos b e a estão relacionados aos conversores trifásicos B e A , respectivamente. Esses conversores são conectados em série ao sistema por meio de transformadores. O conversor B está conectado no lado da rede enquanto o conversor A está conectado no lado da carga. Para esta configuração, o modelo é descrito por

$$e_{gk} = (r_g + l_g p)i_{gk} + v'_{bak} - v'_{ak} + v_{lk} - v_{gl}, \quad (6.1)$$

em que $p = d/dt$, r_g é a resistência interna da grade, l_g é a indutância do lado da rede, i_{gk} são as correntes da rede, v_{lk} são as tensões de carga, v'_{bak} são as tensões no lado secundário do transformador B (transformador do lado da rede), v'_{ak} são as tensões no lado secundário do transformador A (transformador do lado da carga), e v_{gl} é a tensão entre os pontos g e l na Fig. 100. Nas próximas relações, $k = 1, 2, 3$.

i_{gk} pode ser representado por

$$i_{gk} = i_{lk} - i_{hk}, \quad (6.2)$$

em que i_{lk} são as correntes de carga e i_{hk} são as correntes no conversor de derivação H . As tensões da rede v_{gk} e as tensões da carga v_{lk} são dadas por

$$v_{gk} = v'_{gk} - v_{g0}, \quad (6.3)$$

$$v_{lk} = v'_{lk} - v_{l0}, \quad (6.4)$$

em que v_{g0} é a tensão entre o ponto médio do barramento e o ponto g , e v_{l0} é a tensão entre o ponto médio do barramento e o ponto l . As tensões v'_{gk} e v'_{lk} são representadas por (6.5) e (6.6), em que v_{hk0} é a tensão de polo do inversor.

$$v'_{gk} = v'_{bak} + v_{hk0}, \quad (6.5)$$

$$v'_{lk} = v'_{ak} + v_{hk0}, \quad (6.6)$$

As tensões de polo do conversor podem ser representadas

$$v_{jk0} = (2q_{jk} - 1)\frac{v_c}{2}, \quad (6.7)$$

em que v_c é a tensão no barramento, q_{jk} e \bar{q}_{jk} são complementares e representam o estado de condução dos IGBTs e $j = a, b, h$. Para $q_{jk} = 1$, $v_{jk0} = v_c/2$ e para $q_{jk} = 0$, $v_{jk0} = -v_c/2$.

6.3 ESTRATÉGIA SV-PWM

Uma técnica SV-PWM foi desenvolvida e aplicada ao FAP universal proposto. Nesta estratégia, as tensões v'_{gk}^* e v'_{lk}^* são dadas por

$$v'_{gk}^* = v_{gk}^* + v_{g0}^*, \quad (6.8)$$

$$v'_{lk}^* = v_{lk}^* + v_{l0}^*. \quad (6.9)$$

As tensões v_{g0}^* e v_{l0}^* devem ser escolhidas de tal forma que satisfaçam as relações $v_{g0min}^* \leq v_{g0}^* \leq v_{g0max}^*$ e $v_{l0min}^* \leq v_{l0}^* \leq v_{l0max}^*$, tal que

$$v_{g0max}^* = (N_b + 1) \frac{v_c^*}{2} - \max(v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*), \quad (6.10)$$

$$v_{g0min}^* = -(N_b + 1) \frac{v_c^*}{2} - \min(v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*), \quad (6.11)$$

$$v_{l0max}^* = (N_a + 1) \frac{v_c^*}{2} - \max(v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*), \quad (6.12)$$

$$v_{l0min}^* = -(N_a + 1) \frac{v_c^*}{2} - \min(v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*), \quad (6.13)$$

em que N_b e N_a são a relação de espiras dos transformadores do lado da rede e do lado da carga, respectivamente.

A escolha das variáveis auxiliares que satisfazem seus limites pode ser fornecida pela introdução dos parâmetros μ_g ($0 \leq \mu_g \leq 1$) e μ_l ($0 \leq \mu_l \leq 1$) para a variável auxiliar, definida como

$$v_{g0}^* = \mu_g v_{g0max}^* + (1 - \mu_g) v_{g0min}^*, \quad (6.14)$$

$$v_{l0}^* = \mu_l v_{l0max}^* + (1 - \mu_l) v_{l0min}^*. \quad (6.15)$$

As tensões de referência v'_{gk}^* e v'_{lk}^* podem ser exibidas em planos vetoriais v'_{lk} x v'_{gk} . v'_{lk}^* representa o eixo imaginário (I_m) e v'_{gk}^* representa o eixo real (Re). Um vetor de tensão no plano pode ser representado por $\mathbf{v}_n = v'_{gk} + jv'_{lk}$, com $n = 0, 1, 2, \dots, 7$. A Tabela 49 apresenta \mathbf{v}_n como uma função dos estados binários das chaves de potência [q_{bj} , q_{aj} , q_{hj}] para $N_a = N_b = 1/2$.

A Fig. 101 apresenta o espaço vetorial no plano v'_{lk} x v'_{gk} . Neste plano, cada triângulo corresponde a uma região K , e cada vértice triangular corresponde a um vetor de tensão \mathbf{v}_n . De acordo com a técnica de espaço vetorial apresentada nos capítulos anteriores e em [Holtz 1994], [Broeck e Wyk 1984], o vetor de referência localizado em uma região K deve ser sintetizado usando os três vetores mais próximos que definem o triângulo ao qual

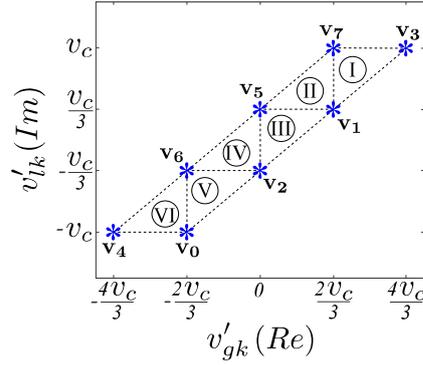


Figura 101 – Espaço vetorial no plano v'_{lk} x v'_{gk} .

ele está inserido. Para uma região na Fig. 101, \mathbf{v}_k^* pode ser representado por

$$\mathbf{v}_k^* = \mathbf{v}_{xk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{yk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zk} \frac{t_{zk}}{T}. \quad (6.16)$$

Decompondo (6.16) nos eixos g e l , são obtidos

$$\mathbf{v}_{gk}^* = \mathbf{v}_{xgk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{ygzk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zgzk} \frac{t_{zk}}{T}, \quad (6.17)$$

$$\mathbf{v}_{lk}^* = \mathbf{v}_{xlk} \frac{t_{xk}}{T} + \mathbf{v}_{ylk} \frac{t_{yk}}{T} + \mathbf{v}_{zlk} \frac{t_{zk}}{T}, \quad (6.18)$$

com t_{xk}, t_{yk}, t_{zk} e $T = t_{xk} + t_{yk} + t_{zk}$.

Tabela 49 – Vetores de tensão em função de estados binários das chaves de potência para um setor da topologia proposta.

q_{ak}	q_{bk}	q_{hk}	vetor	v_{gk}	v_{lk}
0	0	0	\mathbf{v}_0	$-2v_c/3$	$-v_c$
0	0	1	\mathbf{v}_1	$2v_c/3$	$v_c/3$
0	1	0	\mathbf{v}_2	0	$-v_c/3$
0	1	1	\mathbf{v}_3	$4v_c/3$	v_c
1	0	0	\mathbf{v}_4	$-4v_c/3$	$-v_c$
1	0	1	\mathbf{v}_5	0	$v_c/3$
1	1	0	\mathbf{v}_6	$-2v_c/3$	$-v_c/3$
1	1	1	\mathbf{v}_7	$2v_c/3$	v_c

Existem diferentes soluções para selecionar a sequência de aplicação de tensão. A solução ideal permite determinar as tensões de polo resolvendo individualmente os planos vetoriais individuais de cada uma das fases, em vez de usar um espaço vetorial único e complexo para todas as tensões de entrada e saída. A Tabela 50 apresenta a sequência de aplicação dos vetores de tensão para cada região K . A sequência foi escolhida priorizando o número menor de comutações, e os pesos de tempo para cada região são dados por:

Tabela 50 – Sequência de aplicação dos vetores de tensão para cada setor.

Setor	Sequência
$K = 1$	$\mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_3 \rightarrow \mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_1$
$K = 2$	$\mathbf{v}_5 \rightarrow \mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_5$
$K = 3$	$\mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_5 \rightarrow \mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_5 \rightarrow \mathbf{v}_2$
$K = 4$	$\mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_5 \rightarrow \mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_6$
$K = 5$	$\mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_0$
$K = 6$	$\mathbf{v}_4 \rightarrow \mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_6 \rightarrow \mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_4$

- Se o setor $K = 1$:

$$t_1 = -\frac{3v_l^* T}{2E} + \frac{3T}{2}, \quad (6.19)$$

$$t_3 = \frac{3v_g^* T}{2E} - T, \quad (6.20)$$

$$t_7 = \frac{3}{2}(v_l^* - v_g^*)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (6.21)$$

- Se o setor $K = 2$:

$$t_1 = \frac{3}{2}(v_g^* - v_l^*)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (6.22)$$

$$t_5 = -\frac{3v_g^* T}{2E} + T, \quad (6.23)$$

$$t_7 = \frac{3v_l^* T}{2E} - \frac{T}{2}, \quad (6.24)$$

- Se o setor $K = 3$:

$$t_1 = \frac{3v_g^* T}{2E}, \quad (6.25)$$

$$t_2 = -\frac{3v_l^* T}{2E} + \frac{T}{2}, \quad (6.26)$$

$$t_5 = \frac{3}{2}(v_l^* - v_g^*)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (6.27)$$

- Se o setor $K = 4$:

$$t_2 = \frac{3}{2}(v_g^* - v_l^*)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (6.28)$$

$$t_5 = \frac{3v_l^* T}{2E} + \frac{T}{2}, \quad (6.29)$$

$$t_6 = -\frac{3v_g^* T}{2E}, \quad (6.30)$$

- Se o setor $K = 5$:

$$t_0 = -\frac{3v_l^* T}{2E} - \frac{T}{2}, \quad (6.31)$$

$$t_2 = \frac{3v_g^* T}{2E} + T, \quad (6.32)$$

$$t_6 = \frac{3}{2}(v_l^* - v_g^*)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (6.33)$$

- Se o setor $K = 6$:

$$t_0 = \frac{3}{2}(v_g^* - v_l^*)\frac{T}{E} + \frac{T}{2}, \quad (6.34)$$

$$t_4 = -\frac{3v_g^* T}{2E} - T, \quad (6.35)$$

$$t_6 = \frac{3v_l^* T}{2E} + \frac{3T}{2}. \quad (6.36)$$

6.4 CORRENTE DO MODO COMUM

O circuito equivalente monofásico na Fig. 102 considera os parâmetros dos transformadores e um modelo T foi usado. Analisando este circuito, as tensões v'_{bak} , v'_{ak} , v_{bak} e v_{ak} podem ser representadas por

$$\frac{v'_{bak}}{N_b} = Z_{tg}N_b i_{gk} + Z_{mb}(i_{bk} + N_b i_{gk}), \quad (6.37)$$

$$\frac{v'_{ak}}{N_a} = Z_{tl}N_a i_{lk} + Z_{ma}(i'_{ak} + N_a i_{lk}), \quad (6.38)$$

$$v_{bak} = Z_{tb}i_{bk} + Z_{mb}(i_{bk} + N_b i_{gk}), \quad (6.39)$$

$$v_{ak} = Z_{ta}i'_{ak} + Z_{ma}(i'_{ak} + N_a i_{lk}), \quad (6.40)$$

que fornece

$$v_{bak} = \frac{v'_{bak}}{N_b} + Z_{tb}i_{bk} - Z_{tg}N_b i_{gk}, \quad (6.41)$$

$$v_{ak} = \frac{v'_{ak}}{N_a} + Z_{ta}i'_{ak} - Z_{tl}N_a i_{lk}, \quad (6.42)$$

em que i_{bk} são as correntes internas do conversor, i'_{ak} são as correntes no transformador do lado da carga, Z_{tg} e Z_{tl} são a parcela de impedância do lado da rede e do lado da carga do transformador, Z_{tb} e Z_{ta} são a parcela de impedância de vazamento do lado do conversor do transformador, Z_{mb} e Z_{ma} são a impedância magnetização do transformador.

Para um sistema balanceado em que $\sum_{k=1}^3 i_{gk} = 0$, $\sum_{k=1}^3 i_{lk} = 0$ e $\sum_{k=1}^3 i'_{ak} = 0$ em (6.41) e (6.42), as seguintes expressões são obtidas

$$\sum_{k=1}^3 v_{bak} = \sum_{k=1}^3 \frac{v'_{bak}}{N_b} + Z_{tb}i_o, \quad (6.43)$$

$$\sum_{k=1}^3 v_{ak0} = \sum_{k=1}^3 \frac{v'_{ak}}{N_a} + 3v_{a0}, \quad (6.44)$$

em que $i_o = \sum_{k=1}^3 i_{bk}$ e $v_{ak} = v_{ak0} - v_{a0}$. Pode ser visto que a corrente de modo comum i_o pode circular pelo conversor. De (6.37) e (6.39), pode ser visto que quando $Z_{mb} \rightarrow \infty$ e $Z_{ma} \rightarrow \infty$, $i_{bk} = -N_b i_{gk}$ e $i'_{ak} = -N_a i_{lk}$.

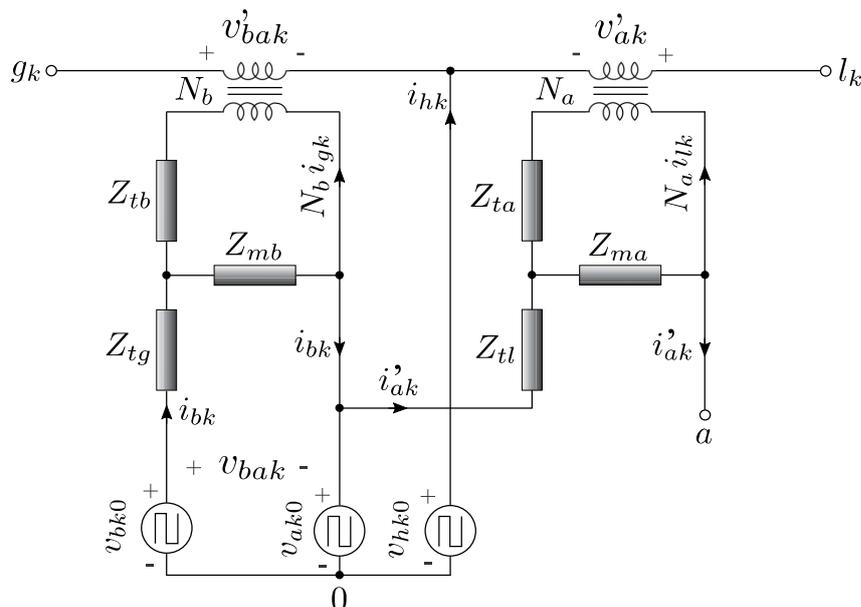


Figura 102 – Circuito equivalente monofásico.

A corrente de modo comum não é significativa ao usar transformadores com alta impedância de magnetização (Z_{mb} e Z_{ma}). Nos casos em que a impedância de magnetização é suficientemente menor, i_o será significativo. Existem duas opções na implementação sem modificar a estratégia de PWM desenvolvida: i) projetar transformadores com alta impedância de magnetização, ou ii) usar a topologia alternativa da Fig. 104 usando o conversor B com barramento separado.

6.5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O diagrama de blocos de controle pode ser visto na Fig. 103. v_c é controlado usando um controlador do tipo PI, cuja saída fornece a amplitude de referência da corrente da rede I_g^* . Para ter o controle do fator de potência, as correntes de referência instantânea i_{gk}^* devem ser sincronizadas com e_{gk} , isso é obtido por meio dos blocos PLL e $Syn-g$. O ângulo de saída $\theta_{e_{gk}}$ do bloco PLL indica a fase instantânea da tensão e_{gk} . A partir do ângulo de sincronização e da amplitude I_g^* , as correntes i_{gk}^* são geradas a partir do bloco $Syn-g$. Desta forma, a potência reativa e a demanda harmônica da carga são compensadas. O controlador R_g é responsável por definir a tensão de referência v_{gk}^* . O bloco $Syn-l$ gera v_{lk}^* sincronizado com v_{gk} .

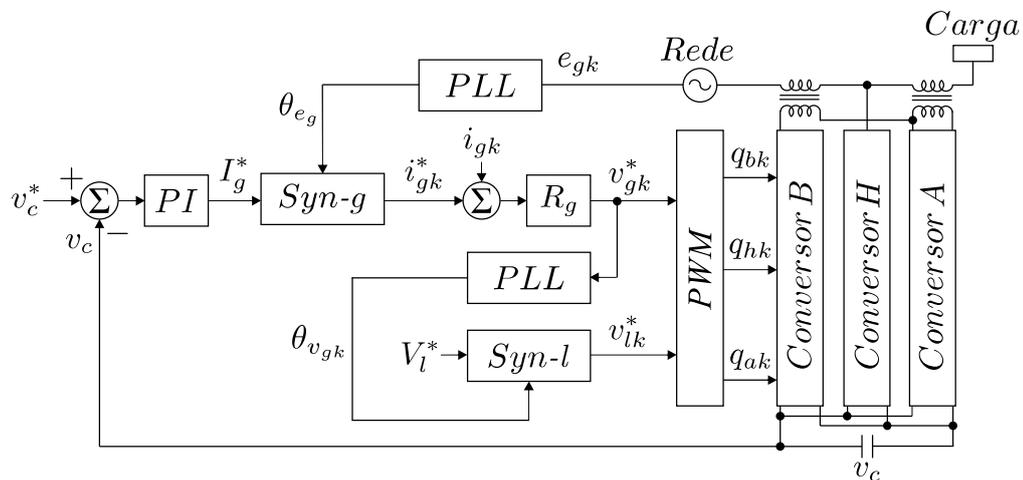


Figura 103 – Diagrama de blocos de controle.

6.6 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

A análise das distorções harmônicas nas tensões e correntes foi feita através de comparações de THD (distorção harmônica total) e WTHD (distorção harmônica total ponderada) entre a topologia apresentada no capítulo anterior e a topologia proposta neste capítulo.

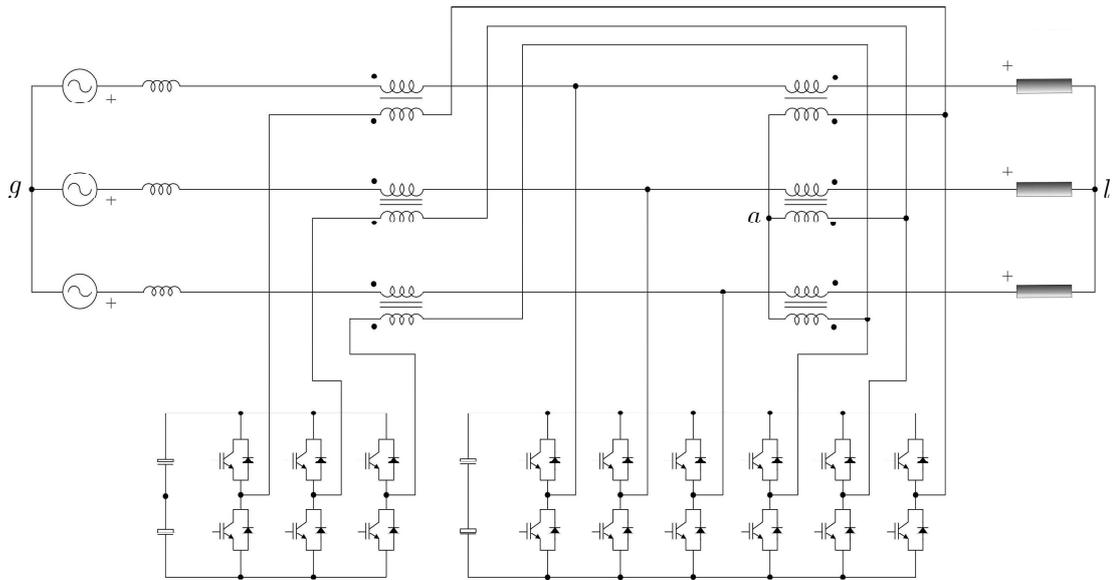


Figura 104 – Exemplo de configuração alternativa com dois barramentos.

As Tabelas 51 - 56 apresentam as comparações de WTHD e THD entre a configuração apresentada no capítulo anterior e a topologia proposta para diferentes operações. Tabelas 51 e 54 apresentam os resultados para o sistema operando sem distúrbios. As tabelas 52 e 55 apresentam os resultados para o sistema operando com uma queda de tensão de 20% na fonte de alimentação e as Tabelas 53 e 56 apresenta os resultados para o sistema operando com um aumento de tensão de 30% na fonte de alimentação. A frequência f_s foi fixada em 10 kHz .

Tabela 51 – Comparação de WTHD entre a topologia o capítulo anterior e a topologia proposta.

UAPF	WTHD v_g	WTHD v_l
Topologia do capítulo anterior	0,22%	0,12%
Topologia proposta	0,16%	0,12%

Tabela 52 – Comparação de WTHD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com uma queda de tensão de 20%.

UAPF	WTHD v_g	WTHD v_l
Topologia do capítulo anterior	0,28%	0,12%
Topologia proposta	0,20%	0,12%

Pode-se observar que resultados semelhantes de THD e WTHD foram obtidos para

Tabela 53 – Comparação de WTHD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com um aumento de tensão de 30%.

UAPF	WTHD v_g	WTHD v_l
Topologia do capítulo anterior	0,19%	0,12%
Topologia proposta	0,14%	0,12%

Tabela 54 – Comparação de THD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta.

UAPF	THD i_g	THD i_l
Topologia do capítulo anterior	1,87%	13,58%
Topologia proposta	1,31%	13,57%

Tabela 55 – Comparação de THD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com uma queda de tensão de 20%.

UAPF	THD i_g	THD i_l
Topologia do capítulo anterior	1,95%	13,58%
Topologia proposta	1,42%	13,57%

Tabela 56 – Comparação de THD entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com um aumento de tensão de 30%.

UAPF	THD i_g	THD i_l
Topologia do capítulo anterior	1,73%	13,58%
Topologia proposta	1,21%	13,57%

o lado da carga, isso ocorre porque a topologia proposta mantém a mesma quantidade de níveis simetricamente espaçados (13 níveis) que a topologia apresentada no capítulo anterior. No lado da rede, houve uma redução de 26,32% no WTHD para o sistema operando sem perturbações, houve uma redução de 20,43% no WTHD para o sistema operando com uma queda de tensão de 20% e houve uma redução de 30,43% para o sistema operando com um aumento de tensão de 30%. Essas reduções são devidas ao aumento nos níveis de tensão de 9 a 17 em relação à topologia discutida no capítulo anterior.

6.7 PERDAS NOS SEMICONDUTORES

Para as comparações de perdas nos semicondutores, uma estimativa foi obtida do modelo de regressão por testes experimentais, como apresentado nos capítulos anteriores e em [Cavalcanti et al. 2003] e [Dias et al. 2009]. O modelo de perdas inclui: perdas por condução do IGBT e do diodo, perdas de ativação de IGBT, perdas de desligamento de IGBT e energia de desligamento de diodo. Chaves tipo SEMIKRON IGBT são usadas nos testes experimentais.

As Tabelas 57 - 59 mostram as comparações das perdas de semicondutores entre a topologia apresentada no capítulo anterior e a topologia proposta. Analisando as perdas de semicondutores, as perdas de comutação (P_{sw}) diminuíram 53,15%, as perdas de condução (P_{cd}) diminuíram 44,47%, e as perdas totais (P_t) diminuíram 47,40% comparando com a configuração apresentada no capítulo anterior e o sistema operando sem distúrbios de tensão. Para o sistema operando com uma queda de tensão de 20%, P_{sw} diminuiu 50%, P_{cd} diminuiu 38,86% e P_t diminuiu 42,44%. Para o sistema operando com um aumento de tensão de 30%, P_{sw} diminuiu 52,69%, P_{cd} diminuiu 45,14% e P_t diminuiu 47,76%.

Tabela 57 – Comparação das perdas totais de semicondutores entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta.

UAPF	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
Topologia do capítulo anterior	16,33	32,02	48,35
Topologia proposta	7,65	17,78	25,43

Tabela 58 – Comparação de perdas de semicondutores totais entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com uma queda de tensão de 20%.

UAPF	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
Topologia do capítulo anterior	14,22	30,03	44,25
Topologia proposta	7,11	18,36	25,47

Tabela 59 – Comparação de perdas de semicondutores totais entre a topologia do capítulo anterior e a topologia proposta operando com um aumento de tensão de 30%.

UAPF	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_t (W)
Topologia do capítulo anterior	20,63	38,92	59,55
Topologia proposta	9,76	21,35	31,11

6.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados das simulações foram obtidos para uma sobretensão de 30% na fonte de alimentação e usando os parâmetros da Tabela 60. Fig. 105 apresenta os resultados da simulação para topologia proposta.

A Fig. 105(a) mostra a tensão da fonte de alimentação e_{g1} em fase com a corrente correspondente i_{g1} , deixando clara a compensação reativa. Em outras palavras, a fonte primária está fornecendo energia com fator de potência unitário. A Fig. 105(b) apresenta a tensão no barramento v_c controlada em 125 V, mostrando o bom desempenho da estratégia de controle adotada. A Fig. 105(c) mostra a tensão do lado da rede v_{g1} (parte superior) e tensão de carga v_{l1} (parte inferior) para $N_a = N_b = 1/2$. Pode-se observar o aumento do número de níveis de 9 para 17 na tensão do lado da rede, com relação à topologia apresentada no capítulo anterior. Fig. 105(d) mostra a compensação harmônica de corrente, em que o conversor paralelo fornece os harmônicos para manter a forma de onda da corrente da rede senoidal, i_{l1} pode ser vista na parte superior, i_{h1} no meio e i_{g1} na parte inferior.

Tabela 60 – Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor	Descrição
e_{gk}	110 V	valor de pico, é considerada a ausência de afundamentos/sobretensões
S_l	1,5 kVA	potência aparente da carga
f_{pt}	0,8	fator de potência da carga (indutiva)
r_g	0,05 Ω	resistência no lado da rede
l_g	2 mH	indutância no lado da rede
N_a	1/2	relação de espiras do transformador no lado da carga
N_b	1/2	relação de espiras do transformador no lado da rede
v_c^*	126 V	tensão no barramento
C	4400 μF	capacitância em cada capacitor no barramento

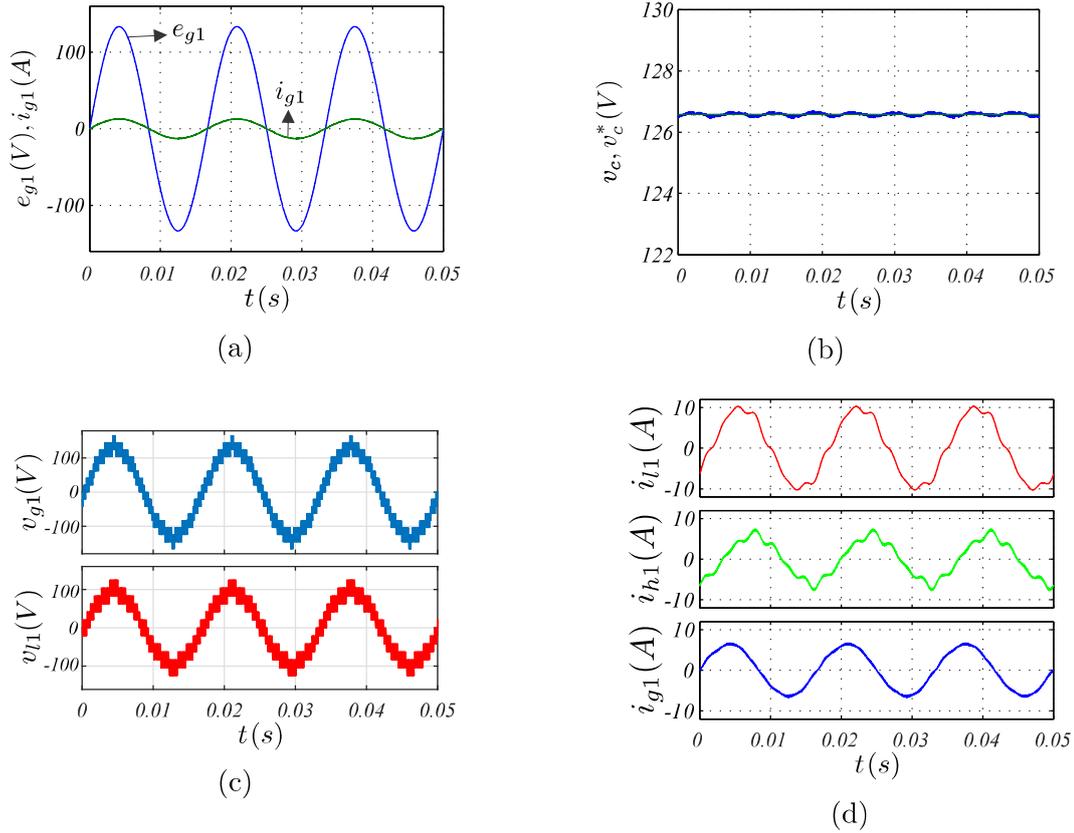


Figura 105 – Resultados de simulação para a topologia proposta. (a) e_{g1} e i_{g1} na rede. (b) v_c . (c) v_{g1} e v_{l1} . (d) i_{g1} , i_{h1} e i_{l1} .

6.9 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para os resultados experimentais, foram utilizados os parâmetros da Tabela 61. Os resultados experimentais obtidos podem ser vistos na Fig. 106. Fig. 106(a) mostra a tensão da fonte de alimentação primária (e_{g1}) em fase com a corrente i_{g1} , mostrando a compensação da potência reativa. Também é apresentada a tensão no barramento e a corrente na carga, mostrando a compensação dos harmônicos da corrente. A Fig. 106(b) mostra as tensões de polo do conversor. A Fig. 106(c) mostra as tensões v_{g1} e v_{l1} . Analisando estes resultados, podemos ver que as técnicas de controle e PWM são executadas adequadamente.

6.10 CONCLUSÃO

Neste capítulo, uma topologia de filtro de potência ativa universal foi desenvolvida usando três conversores trifásicos, totalizando nove braços, e comparada com a topologia apresentada no capítulo anterior. O FAP universal proposto apresenta uma estrutura série-

Tabela 61 – Parâmetros experimentais.

Parâmetro	Valor	Descrição
e_{gk}	100 V	valor de pico, é considerada a ausência de afundamentos/sobretensões
S_l	1 kVA	potência aparente na carga
f_{pl}	0,8	fator de potência na carga (indutiva)
r_g	0,05 Ω	resistência no lado da rede
l_g	2 mH	indutância no lado da rede
N_a	1/2	relação de espiras no lado da carga
N_b	1/2	relação de espiras no lado da rede
v_c^*	100 V	tensão no barramento
C	4400 μF	capacitância de cada capacitor no barramento

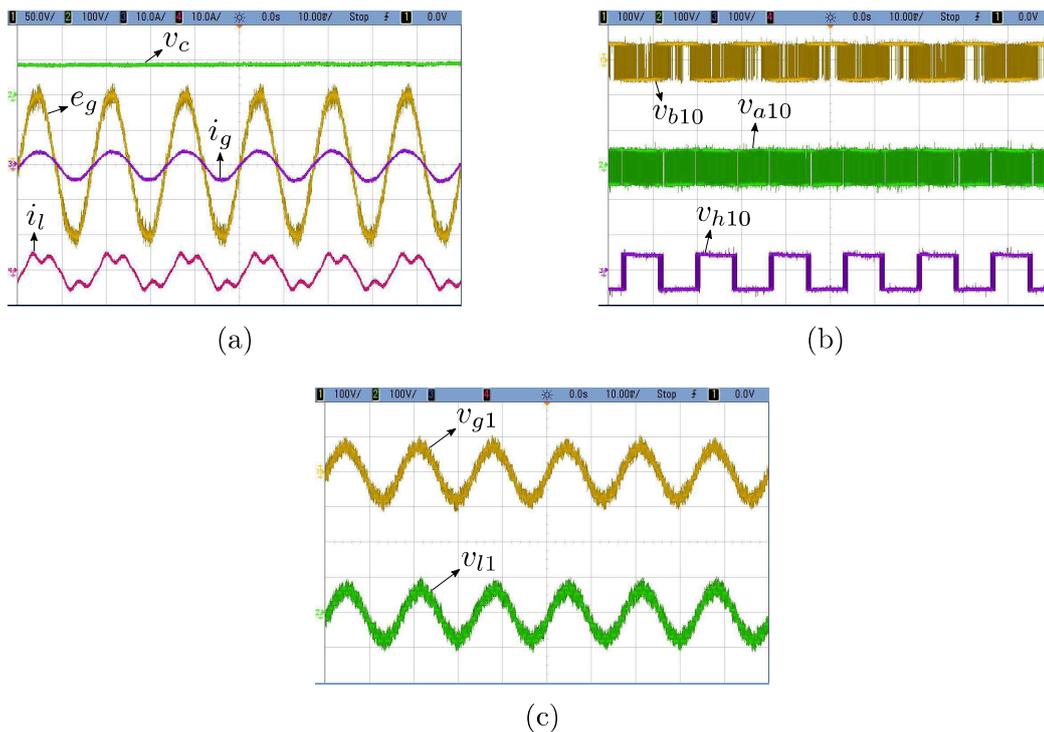


Figura 106 – Resultados experimentais para a topologia proposta. (a) e_{g1} e i_{g1} . (b) Tensões de polo no conversor. (c) v_{g1} e v_{l1} .

paralelo-série e é adequado para uso em compensações de afundamentos/sobretensões, bem como compensação de potência reativa e redução de distorções harmônicas.

Ao comparar o THD das correntes e o WTHD das tensões, observou-se uma melhoria de desempenho da topologia proposta em relação àquela apresentada no capítulo anterior.

Isso se deve à melhora na forma de onda da tensão da rede que passou de 9 para 17 níveis simetricamente espaçados, reduzindo as distorções harmônicas do sistema.

Analisando as perdas de semicondutores, observou-se também uma redução significativa ao comparar as duas topologias operando com a mesma quantidade de componentes e com o mesmo dimensionamento.

Um fator importante a ser considerado é a corrente de modo comum, que está presente na topologia proposta e não aparece na topologia apresentada no capítulo anterior. Para que esta corrente seja compensada sem a necessidade de modificar a estratégia SV-PWM utilizada, é necessário o uso de transformadores com alta impedância de magnetização. Outra alternativa é separar o barramento do conversor trifásico B, eliminando a corrente de modo comum.

Simulação e resultados experimentais foram apresentados, validando o modelo apresentado, bem como estratégias de SV-PWM e controle.

7 CONCLUSÕES

Nesse trabalho, treze estruturas baseadas na compensação estática para sistemas monofásicos e trifásicos foram propostas com o objetivo de atenuar distúrbios causados pelo uso de cargas não-lineares, assim como perturbações na rede (afundamento/sobretensão e harmônicos).

As quatro primeiras topologias propostas foram compostas por um filtro ativo de potência universal utilizando dois transformadores, um conectado no lado da rede e outro no lado da carga. Elas se destacaram devido à redução do THD e WTHD do sistema, redução nas perdas dos semicondutores e pela quantidade de níveis que as tensões v_g e v_l alcançaram devido à estratégia SV-PWM utilizada. As topologias estudadas utilizaram quatro, cinco, seis e sete braços, e mesmo apresentando componentes a mais que a topologia convencional de quatro braços, apresentaram ótimos desempenhos. A redução de THD e WTHD permitiu que as topologias propostas operassem com chaves com frequência de chaveamento menores que a convencional de quatro braços, além de uma menor tensão de barramento. Resultados de simulação, experimentais e comparações foram feitas entre as topologias propostas e a convencional de quatro braços, mostrando que as topologias propostas são viáveis e consistentes.

Em seguida foram apresentadas de estruturas monofásicas utilizando um único transformador de isolamento, uma delas com cinco braços, duas com quatro braços e três com três braços. A topologia de cinco braços foi comparada com a convencional de quatro braços e apresentou uma redução no THD da corrente e no WTHD da tensão. Operando com o mesmo THD que a topologia convencional de quatro braços, a topologia de cinco braços apresentou uma redução nas perdas dos semicondutores e com a vantagem de operar com uma frequência de chaveamento 60% menor, além de uma redução na potência do transformador. As topologias de quatro braços também apresentaram menores THD e WTHD em comparação com a configuração convencional de quatro braços. Para as topologias de quatro braços propostas operarem com a mesma THD que o FAP convencional, a frequência média de chaveamento foi reduzida aproximadamente em 30%, fazendo com que as topologias propostas sejam atrativas em casos em que uma redução no THD seja necessária, bem como nos casos em que é necessário operar com menor frequência média de chaveamento sem comprometer a THD. As topologias propostas de quatro braços apresentaram a vantagem de poder serem projetadas com chaves de frequência menor que

as chaves usadas na topologia convencional de quatro braços, mantendo a mesma THD e praticamente as mesmas perdas nos semicondutores. Já as topologias propostas de três braços foram estudadas para aplicações 2:1, ou seja, a tensão de entrada é o dobro da tensão de saída, e uma das estruturas estudada foi para aplicações 1:1. Essas estruturas foram comparadas tanto com a convencional de quatro braços quanto com a convencional de três braços. Comparando-se os valores de THD e WTHD, observou-se uma melhora no desempenho das topologias propostas em relação às topologias convencionais. Isso se deve à melhoria na forma de onda da tensão da rede com cinco níveis simetricamente espaçados, reduzindo as distorções harmônicas do sistema e também devido ao baixo índice de modulação na tensão da carga presente nas topologias convencionais. Já analisando as perdas nos semicondutores, observou-se uma redução significativa ao comparar as topologias propostas de três braços operando com a mesma quantidade de componentes da topologia convencional 3B e com menos componentes que a topologia convencional 4B. Os resultados mostram que as topologias de cinco, quatro e três braços propostas são consistentes com os resultados de simulação e viáveis para implementação, mostrando um bom desempenho das estratégias de controle e de SV-PWM utilizadas.

Em sequência, com o intuito de melhorar o FAP universal convencional de quatro braços, sem custos elevados na melhoria, foi estudada uma topologia baseada em conversores CA/CC/CA com oito chaves controladas com a adição de um braço com diodos que aumenta o número de níveis na tensão do conversor, reduzindo as distorções harmônicas, a frequência média de chaveamento e as perdas de chaveamento. Para um funcionamento adequado do sistema proposto, uma estratégia de SV-PWM e de controle tiveram que ser desenvolvidas para se reduzir a distorção da passagem pelo zero causada pelo uso do braço com diodos. Além da topologia ter apresentado reduções no THD e no WTHD, foi observada uma redução na frequência média de chaveamento quando a média dos WTHDs das topologias convencional e proposta foram igualadas. Também notou-se uma redução significativa nas perdas de chaveamento que influenciaram na redução das perdas totais do sistema. Resultados experimentais foram apresentados, mostrando que são compatíveis com os resultados obtidos em simulação.

Por fim, foram estudadas duas topologias trifásicas utilizando nove braços, sendo adaptações de estruturas monofásicas estudadas anteriormente. Os FAPs universais apresentados possuem três conversores trifásicos compartilhando um único barramento formando uma conexão do tipo série-paralelo-série. A primeira topologia foi analisada para 5 casos diferentes (diferentes relações de espiras dos transformadores), o caso 5 foi o que apre-

sentou os melhores resultados, com uma tensão no lado da rede v_{g1} com 9 níveis e uma tensão na carga v_{l1} com 13 níveis. A topologia operando com o caso 5 foi comparada com a segunda topologia de nove braços proposta. A nova topologia, ao ser comparada com a topologia anterior, apresentou o THD das correntes e o WTHD das tensões com melhores desempenhos. Isso se deve à melhora na forma de onda da tensão da rede que passou de 9 para 17 níveis simetricamente espaçados, reduzindo as distorções harmônicas do sistema. Analisando as perdas de semicondutores, observou-se também uma redução significativa ao comparar as duas topologias operando com a mesma quantidade de componentes e com o mesmo dimensionamento. Algo que deve ser destacado é com relação a corrente de modo comum que está presente na segunda topologia e não está presente na primeira. Para que esta corrente seja compensada sem a necessidade de modificar a estratégia SV-PWM utilizada, é necessário o uso de transformadores com alta impedância de magnetização. Outra alternativa é separar o barramento do conversor trifásico B, eliminando a corrente de modo comum. Simulação e resultados experimentais para ambas topologias trifásicas foram apresentados, validando os modelos apresentados, bem como estratégias de SV-PWM e controle.

Referências

- AKAGI, H. New trends in active filters for improving power quality. In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 417–425 vol.1. Citado na página 3.
- ALAEI, R.; KHAJEHODDIN, S. A.; XU, W. A bidirectional ac/ac multilevel converter. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2610–2615. ISSN 2329-3721. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 11.
- BENTO, A. A.; SILVA, E. R. da; PRAGA, P. Integrated one-cycle control for three-leg universal active power filter. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 3974–3980. Citado 3 vezes nas páginas 4, 5 e 108.
- BHATTACHARYA, S.; TESHNIZI, H. M.; PARKHIDEH, B. An universal active power filter controller system. In: IEEE. *Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE*. [S.l.], 2009. p. 1–8. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 108.
- BORISOV, K.; GINN, H. L.; TRZYNADLOWSKI, A. M. Attenuation of electromagnetic interference in a shunt active power filter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 22, n. 5, p. 1912–1918, 2007. Citado na página 3.
- BROECK, H. van der; WYK, J. V. A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-20, n. 2, p. 309–320, March 1984. ISSN 0093-9994. Citado 4 vezes nas páginas 19, 38, 112 e 127.
- CAVALCANTI, M. et al. A feasible loss model for igbt in soft-switching inverters. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 4, p. 1845–1850 vol.4. ISSN 0275-9306. Citado 3 vezes nas páginas 27, 116 e 135.
- CHUNHU, S. et al. Active power filter design based on dual-dsp. In: *Electricity Distribution (CICED), 2014 China International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 333–335. Citado na página 3.
- CORREA, J. M. et al. A single phase high frequency ac microgrid with an unified power quality conditioner. In: *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 956–962 vol.2. Citado na página 2.
- DAS, J. Passive filters-potentialities and limitations. In: IEEE. *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2003. Conference Record of the 2003 Annual*. [S.l.], 2003. p. 187–197. Citado na página 1.
- DIAS, J. A. A. et al. Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igbt dual module losses reduction. In: *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1155–1162. ISSN 2175-8603. Citado 3 vezes nas páginas 27, 117 e 135.

- DJEGHLOUD, H. et al. Laboratory implementation of a hybrid series active power filter system part ii: Series active filter designing. In: *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1047–1052. Citado na página 3.
- EAKBURANAWAT, J. et al. A simple control scheme of single phase universal active filter for power quality improvement. In: *TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. C, p. 248–251 Vol. 3. Citado na página 4.
- Fukuda, S.; Yoda, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for pwm invertors]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 3, p. 888–895, May 2001. ISSN 0093-9994. Citado na página 3.
- GYUGYI, L.; STRYCUDA, E. C. Active ac power filters. *IEEE Industrial applications Society Annual Meeting.*, IEEE, 1976. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 3.
- HABIBULLIN, M. et al. Active power filter with common dc link for compensation of harmonic distortion in power grids. In: *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1345–1349. Citado na página 3.
- HAGH, M. T.; SABAHI, M. A single phase unified power quality conditioner (upqc). In: *2016 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4. Citado na página 2.
- HOLTZ, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1194–1214, Aug 1994. ISSN 0018-9219. Citado 4 vezes nas páginas 19, 38, 112 e 127.
- HUANG, H. et al. The study of active power filter using a universal harmonic detection method. In: *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 591–595. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 108.
- JACOBINA, C. et al. Three-phase series active power filter without dc voltage source. In: *IEEE. Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 880–884. Citado na página 3.
- JACOBINA, C.; OLIVEIRA, T.; SILVA, E. da. Control of the single-phase three-leg ac/ac converter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 2, p. 467–476, April 2006. ISSN 0278-0046. Citado 6 vezes nas páginas 2, 11, 23, 38, 60 e 97.
- JACOBINA, C. B. et al. Current control of unbalanced electrical systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 3, p. 517–525, Jun 2001. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 23, 60 e 97.
- JACOBINA, C. B. et al. Ac-ac single-phase dc-link converter with four controlled switches. In: *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1927–1932. ISSN 1048-2334. Citado 3 vezes nas páginas 2, 11 e 92.
- JACOBS, J. et al. Rapid prototyping tools for power electronic systems: demonstration with shunt active power filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 2, p. 500–507, March 2004. ISSN 0885-8993. Citado na página 3.

- KARANKI, S. B. et al. A modified three-phase four-wire upqc topology with reduced dc-link voltage rating. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3555–3566, Sept 2013. ISSN 0278-0046. Citado na página 2.
- KAZEMI, A.; SARLAK, M.; BARKHORDARY, M. An adaptive noise canceling method for single-phase unified power quality conditioner. In: *2006 1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6. Citado na página 2.
- KESLER, M.; OZDEMIR, E. Synchronous-reference-frame-based control method for upqc under unbalanced and distorted load conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 9, p. 3967–3975, Sept 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 2.
- KETZER, M.; JACOBINA, C. B. Multivariable load current sensorless controller for universal active power filter. *Power Electronics, IET*, v. 7, n. 7, p. 1777–1786, July 2014. ISSN 1755-4535. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- KHADKIKAR, V. Enhancing electric power quality using upqc: A comprehensive overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 5, p. 2284–2297, May 2012. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 92.
- KHADKIKAR, V. et al. Power quality enhancement utilising single-phase unified power quality conditioner: digital signal processor-based experimental validation. *IET Power Electronics*, v. 4, n. 3, p. 323–331, March 2011. ISSN 1755-4535. Citado na página 2.
- KOLHATKAR, Y.; DAS, S. Experimental investigation of a single-phase upqc with minimum va loading. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 1, p. 373–380, Jan 2007. ISSN 0885-8977. Citado na página 2.
- KOMURCUGIL, H.; KUKRER, O. A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a lyapunov function. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 53, n. 1, p. 305–312, 2006. Citado na página 3.
- LAMICH, M. et al. Control of a three phase four wires shunt hybrid filter. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2008. p. 2247–2252. Citado na página 3.
- Leal Serafim Rodrigues, P.; Brandão Jacobina, C.; de Freitas, N. B. Single-phase universal active power filter based on ac–dc–ac converter with eight controlled switches. *IET Power Electronics*, v. 12, n. 5, p. 1131–1140, 2019. ISSN 1755-4535. Citado na página 9.
- LEE, T. et al. Hybrid active filter with variable conductance for harmonic resonance suppression in industrial power systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 62, n. 2, p. 746–756, Feb 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 3.
- MAIA, A. C. N.; JACOBINA, C. B. Single-phase ac–dc–ac topology for grid overvoltage and voltage harmonic mitigation. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 12, p. 1626–1637, 2017. ISSN 1755-4535. Citado 3 vezes nas páginas 2, 11 e 92.
- MAIA, A. C. N.; JACOBINA, C. B.; CARLOS, G. A. A. A new three-phase ac-dc-ac multilevel converter based on cascaded three-leg converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 11.

- MANNEN, T.; FUJITA, H. Shunt active power filter based on source current detection with a fast transient response. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 5639–5646. Citado na página 3.
- MARCU, M. et al. Simulation of power active filter using instantaneous reactive power theory. In: *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2014 IEEE 16th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 581–585. Citado na página 3.
- MOHAN, N. et al. Active filters for ac harmonic suppression. *IEEE/PES Winter Meeting, A77026-8.*, IEEE, 1977. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 3.
- MUNOZ, J. A. et al. Design of a discrete-time linear control strategy for a multicell upqc. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 10, p. 3797–3807, Oct 2012. ISSN 0278-0046. Citado na página 2.
- NASIRI, A.; EMADI, A. Different topologies for single-phase unified power quality conditioners. In: *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 976–981 vol.2. Citado na página 2.
- PENG, F. Z.; SU, G. J.; FARQUHARSON, G. A. A series lc filter for harmonic compensation of ac drives. *Proc. of the IEEE Power Electr. Specia. Conf. - PESC'99*, IEEE, 1999. Citado na página 1.
- POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. *Caracterização e compensação de harmônicos e reativos de cargas não-lineares residenciais e comerciais*. v. 11, n1, p. 9-16. [S.l.: s.n.], 2006. Citado na página 1.
- QUEIROZ, A. d. P. D. et al. Single-phase ac-dc-ac multilevel converter for grid overvoltage based on an h-bridge connected in series to the five-leg converter. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 667–674. Citado 3 vezes nas páginas 2, 11 e 92.
- RAJASREE, R.; PREMALATHA, S. Unified power quality conditioner (upqc) control using feed forward (ff)/ feed back (fb) controller. In: *2011 International Conference on Computer, Communication and Electrical Technology (ICCCET)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 364–369. Citado na página 2.
- RAMLAN, N. et al. A single phase hybrid active power filter using unified constant-frequency integration control. In: *Energy Conversion (CENCON), 2014 IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 310–315. Citado na página 3.
- REYES, J. R.; ESPINOZA, J. R.; SEPULVEDA, C. A. Operating region of single-phase upqcs. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1726–1731. ISSN 0275-9306. Citado na página 2.
- RIBEIRO, E.; BARBI, I. Harmonic voltage reduction using a series active filter under different load conditions. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 5, p. 1394–1402, Sept 2006. ISSN 0885-8993. Citado na página 3.
- RIBEIRO, R. L. de A.; AZEVEDO, C. C. de; SOUSA, R. M. de. A robust adaptive control strategy of active power filters for power-factor correction, harmonic compensation, and balancing of nonlinear loads. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 27, n. 2, p. 718–730, 2012. Citado na página 3.

- RODRIGUES, P. et al. One and two dc-links universal active power filter without series isolation transformer. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1997–2004. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 108.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B. Single-phase six-switch universal active power filter. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 3175–3182. ISSN 2329-3748. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 38.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B. Three-leg single-phase universal active power filter. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 3961–3968. ISSN 2329-3748. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 38.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B.; Carlos, G. A. d. A. Universal active power filters based on nine-leg converter. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 3838–3845. ISSN 2329-3721. Citado 2 vezes nas páginas 108 e 124.
- Rodrigues, P. L. S.; Jacobina, C. B.; Correa, M. B. R. Multilevel nine-leg converter universal active power filter. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 124.
- RODRIGUES, P. L. S.; JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R. Single-phase universal active power filter based on ac/ac converters. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8. Citado 3 vezes nas páginas 9, 36 e 37.
- RODRIGUES, P. L. S. et al. Single-phase universal active power filter based on four-leg ac/dc/ac converters. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2954–2961. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 38.
- Rodrigues, P. L. S. et al. Universal active power filter based on three three-leg converters and a single dc-link. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. Citado na página 9.
- Rodrigues, P. L. S. et al. Single-phase universal active power filter based on four-leg ac–dc–ac converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 2, p. 1639–1648, March 2019. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 38.
- RODRIGUES, P. L. S. et al. Single-phase universal active power filter with five-leg ac/dc/ac converter. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1057–1064. Citado 5 vezes nas páginas 9, 38, 66, 92 e 93.
- RONG, Y. et al. Output feedback control of single-phase upqc based on a novel model. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 24, n. 3, p. 1586–1597, July 2009. ISSN 0885-8977. Citado na página 2.
- RYOO, H.-J. et al. Digital-controlled single-phase unified power quality conditioner nonlinear and voltage sensitive load. In: *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 24–29 Vol. 1. Citado na página 2.
- SAHRAOUI, K. et al. Fault tolerant control of redundant topology of pwm ac-dc-ac converter supplying an electromechanical drive. In: *2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 374–380. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 11.

- SANTOS, E. Cipriano dos et al. Single-phase to three-phase universal active power filter. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 1361–1371, 2011. Citado na página 4.
- SANTOS, W. et al. New configurations of single-phase universal active power filters with reduced number of electric power switches. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1032–1039. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- SANTOS, W. N. et al. The transformerless single-phase universal active power filter for harmonic and reactive power compensation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 7, p. 3563–3572, July 2014. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 108.
- SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation - considerations on basic design. *IEEE transactions Power app. Syst.* Citado 2 vezes nas páginas 1 e 3.
- SILVA, E. da et al. Single-phase uninterruptible power system topology concepts: Application to an universal active filter. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 3179–3185. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A universal active power filter for single-phase reactive power and harmonic compensation. In: *Power Quality '98*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 81–87. Citado na página 4.
- SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 3.
- TIAN, J.; CHEN, Q.; XIE, B. Series hybrid active power filter based on controllable harmonic impedance. *Power Electronics, IET*, IET, v. 5, n. 1, p. 142–148, 2012. Citado na página 3.
- XU, Q. et al. Analysis and control of m3c-based upqc for power quality improvement in medium/high-voltage power grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 12, p. 8182–8194, Dec 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 2.
- YI, H. et al. A source-current-detected shunt active power filter control scheme based on vector resonant controller. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 3, p. 1953–1965, May 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 3.

Apêndices

APÊNDICE A – Tabelas

Tabela 62 – Vetores de tensão instantâneos em função dos estados binários das chaves de potência para a topologia 4B2T operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$.

q_a	q_b	q_c	q_h	vetor	v_g	v_l
0	0	0	0	\mathbf{v}_0	0	0
0	0	0	1	\mathbf{v}_1	$-\frac{2v_c}{3}$	$-\frac{2v_c}{3}$
0	0	1	0	\mathbf{v}_2	$\frac{4v_c}{3}$	v_c
0	0	1	1	\mathbf{v}_3	$\frac{2v_c}{3}$	$\frac{v_c}{3}$
0	1	0	0	\mathbf{v}_4	$-\frac{2v_c}{3}$	0
0	1	0	1	\mathbf{v}_5	$-\frac{4v_c}{3}$	$-\frac{2v_c}{3}$
0	1	1	0	\mathbf{v}_6	$\frac{2v_c}{3}$	v_c
0	1	1	1	\mathbf{v}_7	0	$\frac{v_c}{3}$
1	0	0	0	\mathbf{v}_8	0	$-\frac{v_c}{3}$
1	0	0	1	\mathbf{v}_9	$-\frac{2v_c}{3}$	$-v_c$
1	0	1	0	\mathbf{v}_{10}	$\frac{4v_c}{3}$	$\frac{2v_c}{3}$
1	0	1	1	\mathbf{v}_{11}	$\frac{2v_c}{3}$	0
1	1	0	0	\mathbf{v}_{12}	$-\frac{2v_c}{3}$	$-\frac{v_c}{3}$
1	1	0	1	\mathbf{v}_{13}	$-\frac{4v_c}{3}$	$-v_c$
1	1	1	0	\mathbf{v}_{14}	$\frac{2v_c}{3}$	$\frac{2v_c}{3}$
1	1	1	1	\mathbf{v}_{15}	0	0

Tabela 63 – Vetores de tensão instantâneos em função dos estados binários das chaves de potência para a topologia 5B2T operando com $N_g = 1$ e $N_l = 1/2$.

q_a	q_b	q_c	q_d	q_h	vetor	v_g	v_l
0	0	0	0	0	\mathbf{v}_0	0	0
0	0	0	0	1	\mathbf{v}_1	$-\frac{2v_c}{3}$	$-\frac{2v_c}{3}$
0	0	0	1	0	\mathbf{v}_2	$-\frac{v_c}{3}$	0
0	0	0	1	1	\mathbf{v}_3	$-\frac{4v_c}{3}$	$-\frac{2v_c}{3}$
0	0	1	0	0	\mathbf{v}_4	0	$-\frac{2v_c}{3}$
0	0	1	0	1	\mathbf{v}_5	$-\frac{2v_c}{3}$	$-v_c$
0	0	1	1	0	\mathbf{v}_6	$-\frac{2v_c}{3}$	$-\frac{v_c}{3}$
0	0	1	1	1	\mathbf{v}_7	$-\frac{4v_c}{3}$	$-v_c$
0	1	0	0	0	\mathbf{v}_8	$\frac{2v_c}{3}$	$\frac{2v_c}{3}$
0	1	0	0	1	\mathbf{v}_9	0	0
0	1	0	1	0	\mathbf{v}_{10}	0	$\frac{2v_c}{3}$
0	1	0	1	1	\mathbf{v}_{11}	$-\frac{2v_c}{3}$	0
0	1	1	0	0	\mathbf{v}_{12}	$\frac{2v_c}{3}$	$\frac{v_c}{3}$
0	1	1	0	1	\mathbf{v}_{13}	0	$-\frac{v_c}{3}$
0	1	1	1	0	\mathbf{v}_{14}	0	$\frac{v_c}{3}$
0	1	1	1	1	\mathbf{v}_{15}	$-\frac{2v_c}{3}$	$-\frac{v_c}{3}$
1	0	0	0	0	\mathbf{v}_{16}	$\frac{2v_c}{3}$	$\frac{v_c}{3}$
1	0	0	0	1	\mathbf{v}_{17}	0	$-\frac{v_c}{3}$
1	0	0	1	0	\mathbf{v}_{18}	0	$\frac{v_c}{3}$
1	0	0	1	1	\mathbf{v}_{19}	$-\frac{2v_c}{3}$	$-\frac{v_c}{3}$
1	0	1	0	0	\mathbf{v}_{20}	$\frac{2v_c}{3}$	0
1	0	1	0	1	\mathbf{v}_{21}	0	$-\frac{2v_c}{3}$
1	0	1	1	0	\mathbf{v}_{22}	0	0
1	0	1	1	1	\mathbf{v}_{23}	$-\frac{2v_c}{3}$	$-\frac{2v_c}{3}$
1	1	0	0	0	\mathbf{v}_{24}	$\frac{4v_c}{3}$	v_c
1	1	0	0	1	\mathbf{v}_{25}	$\frac{2v_c}{3}$	$\frac{v_c}{3}$
1	1	0	1	0	\mathbf{v}_{26}	$\frac{2v_c}{3}$	v_c
1	1	0	1	1	\mathbf{v}_{27}	0	$\frac{v_c}{3}$
1	1	1	0	0	\mathbf{v}_{28}	$\frac{4v_c}{3}$	$\frac{2v_c}{3}$
1	1	1	0	1	\mathbf{v}_{29}	$\frac{2v_c}{3}$	0
1	1	1	1	0	\mathbf{v}_{30}	$\frac{2v_c}{3}$	$\frac{2v_c}{3}$
1	1	1	1	1	\mathbf{v}_{31}	0	0

Tabela 64 – Vetores de tensão em função dos estados binários das chaves de potência na topologia 5B1T operando com $N = 1/2$ e $N = 1/3$.

vetor	$[q_a \ q_b \ q_c \ q_d \ q_h]$	$N = 1/2$		$N = 1/3$	
		v_g	v_l	v_g	v_l
\mathbf{v}_0	[00000]	0	0	0	0
\mathbf{v}_1	[00001]	$-v_c$	$-v_c$	$-v_c$	$-v_c$
\mathbf{v}_2	[00010]	0	v_c	0	v_c
\mathbf{v}_3	[00011]	$-v_c$	0	$-v_c$	0
\mathbf{v}_4	[00100]	v_c	0	v_c	0
\mathbf{v}_5	[00101]	0	$-v_c$	0	$-v_c$
\mathbf{v}_6	[00110]	v_c	v_c	v_c	v_c
\mathbf{v}_7	[00111]	0	0	0	0
\mathbf{v}_8	[01000]	$-\frac{v_c}{2}$	0	$-\frac{v_c}{3}$	0
\mathbf{v}_9	[01001]	$-\frac{3v_c}{2}$	$-v_c$	$-\frac{4v_c}{3}$	$-v_c$
\mathbf{v}_{10}	[01010]	$-\frac{v_c}{2}$	v_c	$-\frac{v_c}{3}$	v_c
\mathbf{v}_{11}	[01011]	$-\frac{3v_c}{2}$	0	$-\frac{4v_c}{3}$	0
\mathbf{v}_{12}	[01100]	$\frac{v_c}{2}$	0	$\frac{2v_c}{3}$	0
\mathbf{v}_{13}	[01101]	$-\frac{v_c}{2}$	$-v_c$	$-\frac{v_c}{3}$	$-v_c$
\mathbf{v}_{14}	[01110]	$\frac{v_c}{2}$	v_c	$\frac{2v_c}{3}$	v_c
\mathbf{v}_{15}	[01111]	$-\frac{v_c}{2}$	0	$-\frac{v_c}{3}$	0
\mathbf{v}_{16}	[10000]	$\frac{v_c}{2}$	0	$\frac{v_c}{3}$	0
\mathbf{v}_{17}	[10001]	$-\frac{v_c}{2}$	$-v_c$	$-\frac{2v_c}{3}$	$-v_c$
\mathbf{v}_{18}	[10010]	$\frac{v_c}{2}$	v_c	$\frac{v_c}{3}$	v_c
\mathbf{v}_{19}	[10011]	$-\frac{v_c}{2}$	0	$-\frac{2v_c}{3}$	0
\mathbf{v}_{20}	[10100]	$\frac{3v_c}{2}$	0	$\frac{4v_c}{3}$	0
\mathbf{v}_{21}	[10101]	$\frac{v_c}{2}$	$-v_c$	$\frac{v_c}{3}$	$-v_c$
\mathbf{v}_{22}	[10110]	$\frac{3v_c}{2}$	v_c	$\frac{4v_c}{3}$	v_c
\mathbf{v}_{23}	[10111]	$\frac{v_c}{2}$	0	$\frac{v_c}{3}$	0
\mathbf{v}_{24}	[11000]	0	0	0	0
\mathbf{v}_{25}	[11001]	$-v_c$	$-v_c$	$-v_c$	$-v_c$
\mathbf{v}_{26}	[11010]	0	v_c	0	v_c
\mathbf{v}_{27}	[11011]	$-v_c$	0	$-v_c$	0
\mathbf{v}_{28}	[11100]	v_c	0	v_c	0
\mathbf{v}_{29}	[11101]	0	$-v_c$	0	$-v_c$
\mathbf{v}_{30}	[11110]	v_c	v_c	v_c	v_c
\mathbf{v}_{31}	[11111]	0	0	0	0

Tabela 65 – Vetores de tensão instantâneos em função dos estados das chaves de potência nas topologias 4B1T-H e 4B1T-B.

vetor	$[q_a \ q_b \ q_c \ q_h]$	4B1T-H		4B1T-B	
		v_g	v_l	v_g	v_l
\mathbf{v}_0	[0000]	0	0	0	0
\mathbf{v}_1	[0001]	$-\frac{3v_c}{2}$	$-v_c$	$-v_c$	$-v_c$
\mathbf{v}_2	[0010]	$\frac{v_c}{2}$	0	$-\frac{v_c}{2}$	0
\mathbf{v}_3	[0011]	$-v_c$	$-v_c$	$-\frac{3v_c}{2}$	$-v_c$
\mathbf{v}_4	[0100]	0	v_c	$\frac{v_c}{2}$	v_c
\mathbf{v}_5	[0101]	$-\frac{3v_c}{2}$	0	$-\frac{v_c}{2}$	0
\mathbf{v}_6	[0110]	$\frac{v_c}{2}$	v_c	0	v_c
\mathbf{v}_7	[0111]	$-v_c$	0	$-v_c$	0
\mathbf{v}_8	[1000]	v_c	0	v_c	0
\mathbf{v}_9	[1001]	$-\frac{v_c}{2}$	$-v_c$	0	$-v_c$
\mathbf{v}_{10}	[1010]	$\frac{3v_c}{2}$	0	$\frac{v_c}{2}$	0
\mathbf{v}_{11}	[1011]	0	$-v_c$	$-\frac{v_c}{2}$	$-v_c$
\mathbf{v}_{12}	[1100]	v_c	v_c	$\frac{3v_c}{2}$	v_c
\mathbf{v}_{13}	[1101]	$-\frac{v_c}{2}$	0	$\frac{v_c}{2}$	0
\mathbf{v}_{14}	[1110]	$\frac{3v_c}{2}$	v_c	v_c	v_c
\mathbf{v}_{15}	[1111]	0	0	0	0

Tabela 66 – Vetores de tensão em função do estado binário das chaves de potência para as topologias propostas de três braços.

q_a	q_b	q_h	vetor	v_g	v_l
0	0	0	\mathbf{v}_0	0	0
0	0	1	\mathbf{v}_1	$-v_c$	$-v_c$
0	1	0	\mathbf{v}_2	$2v_c$	v_c
0	1	1	\mathbf{v}_3	v_c	0
1	0	0	\mathbf{v}_4	$-v_c$	0
1	0	1	\mathbf{v}_5	$-2v_c$	$-v_c$
1	1	0	\mathbf{v}_6	v_c	v_c
1	1	1	\mathbf{v}_7	0	0

Tabela 67 – Vetores de tensão em função de estados binários das chaves de potência da topologia 3B1T-S.

q_a	q_b	q_h	vetor	v_g	v_l
0	0	0	\mathbf{v}_0	0	0
0	0	1	\mathbf{v}_1	$-v_c$	$-v_c$
0	1	0	\mathbf{v}_2	$0.5v_c$	v_c
0	1	1	\mathbf{v}_3	$-0.5v_c$	0
1	0	0	\mathbf{v}_4	$0.5v_c$	0
1	0	1	\mathbf{v}_5	$-0.5v_c$	$-v_c$
1	1	0	\mathbf{v}_6	v_c	v_c
1	1	1	\mathbf{v}_7	0	0