



**Universidade Federal de Campina
Grande**



Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE TOPOLOGIAS MULTINÍVEIS
COM INDUTORES ACOPLADOS E NÚMERO REDUZIDO DE
COMPONENTES**

Juliano Costa Leal da Silva

Campina Grande, Paraíba, Brasil.
Julho de 2015.

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE TOPOLOGIAS MULTINÍVEIS COM INDUTORES ACOPLADOS E NÚMERO REDUZIDO DE COMPONENTES

Juliano Costa Leal da Silva

Dissertação de mestrado apresentada à Coordenação do Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador:

Edison Roberto Cabral da Silva

Campina Grande, Paraíba, Brasil.

©Juliano Costa Leal da Silva, Julho de 2015.

*Toda nossa ciência, comparada com
a realidade, é primitiva e infantil e,
no entanto, é a coisa mais preciosa que temos
(Albert Einstein)*

DEDICATÓRIA

Dedico esta dissertação aos meus pais que deram a vida a seus filhos.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho de pesquisa não teria sido desenvolvido sem a ajuda de pessoas que contribuíram de alguma forma e à sua maneira, na sua elaboração.

Em primeiro lugar, gratidão por todos os momentos felizes e pelos momentos difíceis que me foi oferecido diante de minha curta experiência de vida neste mundo.

Agradecimentos sinceros aos meus pais, por tudo.

Ao meu irmão João Marcelo e à sua esposa Dayane pelo exemplo de valores raros nos dias em que vivemos.

A minha noiva e futura esposa, pelo amor, paciência e apoio em todos os momentos.

A minha família pelos momentos felizes.

Aos meus amigos que estão e sempre estiveram comigo nesta jornada.

Aos parceiros do LEIAM pela ajuda, compreensão e conselhos sinceros.

Aos amigos de trabalho do IFRN pela recepção calorosa nos meus primeiros dias em Mossoró.

Aos professores Cursino, Talvanes e Montiê pelas recomendações.

Ao orientador Edison Roberto por sua orientação na pesquisa e na vida.

Ao CNPq, FINEP e a FAPESQ-PB pelo suporte financeiro para a realização desta pesquisa.

A todos aqueles que, direta ou indiretamente, cooperaram com este trabalho, sobretudo àqueles que foram capazes de um gesto de compreensão e solidariedade, e marcaram de maneira especial para a concretização dos resultados obtidos.

RESUMO

Este trabalho estuda a redução no número total dos componentes em quatro estruturas de conversores multiníveis. Isto possibilita a simplificação da estratégia de modulação utilizada para o controle das chaves, redução do custo e diminuição das perdas elétricas totais destes conversores. São discutidos um total de oito inversores multiníveis monofásicos, sendo quatro destes já conhecidos na literatura, chamados de convencionais, e os outros quatro que são propostos a partir da redução do número de chaves dos convencionais, utilizando indutores acoplados magneticamente entre braços unidirecionais complementares. Para cada conversor proposto é discutido sua operação e a estratégia de modulação utilizada. Em termos quantitativos, os inversores que utilizaram acoplamento indutivo obtiveram melhor relação entre o número de níveis da tensão de saída pelo número de chaves da topologia, melhor desempenho harmônico e menor nível de perdas elétricas nos semicondutores. Por outro lado, para a correta operação destes conversores, houve a necessidade de acrescentar um nível contínuo na tensão de referência de cada braço de modo que os diodos nos braços unidirecionais pudessem conduzir quando sua chave complementar fosse bloqueada. Deve-se ressaltar, ainda, que a redução dos semicondutores e acréscimo de um elemento magnético em um conversor multinível só é válida quando algum dos parâmetros de peso, volume e/ou custo total do conversor for inferior aos conversores multiníveis tradicionais e as relevâncias destes parâmetros devem estar especificadas no projeto do conversor, de acordo com a sua aplicação específica. Para efeito de validação dos conversores propostos, são apresentados os resultados de simulação obtidos além de alguns dos testes experimentais realizados no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) pertencente à Universidade Federal de Campina Grande (UFCG).

ABSTRACT

This work studies the reduction of the total number of components in four multilevel converters structures. This enables the simplification of modulation strategy used to control the switches, reducing the cost of these converters, besides contributing to the reduction of total electrical losses. They are discussed a total of eight single-phase multilevel inverters, four of these are already known in the literature, called conventional and the other four are proposed with the reduction of the conventional switches, using inductors magnetically coupled between unidirectional complementary legs. For each proposed converter it is discussed the operation and modulation strategy employed. In quantitative terms, the inverters using the inductive coupling obtained better relationship between the number of levels of the output voltage and the number of topology switches, better harmonic performance and lower level of electrical losses in semiconductors. Moreover, for the correct operation of these converters, it was necessary to add a offset reference voltage in each leg so that the diodes in the legs could conduct when a complementary switch is turned off. Also, it should be noted that the reduction of semiconductors and magnetic element added in a multilevel converter is only valid when any of the parameters of weight, volume and/or total cost of converter is lower than the traditional multilevel converters and the relevance of these parameters must be specified in converter design, according to its specific application. To validate the proposed converters it's presented the obtained simulation results and some of the experimental tests performed in the Laboratory of Industrial Electronics and Machinery Drive (LEIAM) belonging to the Federal University of Campina Grande (UFCG).

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1: Inversores de três níveis.....	10
Fig. 1.2: Exemplo de inversores multiníveis conectados em cascata.....	11
Fig. 1.3: Outras configurações de inversores multiníveis.....	11
Fig. 1.4: Técnicas capacitivas para o aumento do número de níveis da tensão de saída.....	12
Fig. 1.5: Redução da ponte H em meia ponte através de indutores acoplados magneticamente.....	12
Fig. 1.6: Inversor com número reduzido de componentes.....	13
Fig. 1.7: Braços conectados através de indutores acoplados discutidos em [11] e [34].....	14
Fig. 1.8: Estrutura de uma fase do conversor trifásico discutido em [13].....	15
Fig. 1.9: Células básicas unidirecionais.....	16
Fig. 1.10: Redução da Ponte H convencional com destaque das células P e N.....	17
Fig. 1.11: Estados de chaveamento para o inversor em ponte H convencional conectado em paralelo por indutores acoplados proposto em [35].....	18
Fig. 1.12: Evolução da ligação em paralelo de braços de conversores multiníveis unidirecionais usando acoplamento de indutores para NPC (a), (b) e FC (c), (d).....	19
Fig. 1.13: Circuitos equivalentes dos indutores acoplados a partir da conexão como autotransformador.....	21
Fig. 1.14: Modelos equivalentes baseados nos parâmetros de dispersão L_k e de magnetização L_M	21
Fig. 1.15: Modelo simplificado dos indutores acoplados magneticamente.....	23
Fig. 1.16: Modelos de modo comum (a) e modo diferencial (b).....	23
Fig. 2.1: Inversor 2L3L-NPC proposto em [40].....	31
Fig. 2.2: Estratégia de modulação PWM para o Inversor 2L3L-NPC.....	32
Fig. 2.3: IHR-NPC-4N: Inversor Híbrido Reduzido tipo NPC de quatro níveis.....	33
Fig. 2.4: Modos de operação para o IHR-NPC-4N.....	34
Fig. 2.5: Modelo simplificado do conversor proposto.....	34
Fig. 2.6: Estratégia de modulação PWM para o IHR-NPC-4N.....	36
Fig. 2.7: Tensões de referência, portadoras e pulsos de chaveamento para o IHR-NPC-4N.....	37
Fig. 2.8: Inversor 2L3L-FC proposto em [41].....	38
Fig. 2.9: Estratégia de modulação PWM para o 2L3L-FC.....	39
Fig. 2.10: IHR-FC-4N: Inversor Híbrido Reduzido tipo FC de quatro níveis.....	40
Fig. 2.11: Modos de operação do IHR-FC-4N.....	41
Fig. 2.12: Estratégia de modulação PWM para IHR-FC-4N.....	43
Fig. 2.13: Tensões de referência, portadoras e pulsos de chaveamento para IHR-FC-4N.....	43
Fig. 3.1: Conversor de 5 níveis com braços NPC conectados em ponte.....	46
Fig. 3.2: Estratégia de modulação LSPWM do IR-NPC-5N proposto em [33].....	47
Fig. 3.3: IHR-NPC-5N: Inversor de cinco níveis com braços complementares tipo NPC e meia ponte.....	48
Fig. 3.4: Modos de operação do IHR-NPC-5N.....	49
Fig. 3.5: Estratégia de modulação LSPWM para o IHR-NPC-5N.....	51
Fig. 3.6: Tensões de referência, portadoras e pulsos de chaveamento para IHR-NPC-5N.....	51
Fig. 3.7: Conversor de 5 níveis com braços FC conectados em paralelo.....	52
Fig. 3.8: Estratégia de modulação PSPWM do IR-FC-5N proposta em [33].....	53
Fig. 3.9: IHR-FC-5N Inversor de cinco níveis com braços complementares tipo FC e meia ponte conectados com acoplamento indutivo.....	53
Fig. 3.10: Modos de operação do IHR-FC-5N.....	55
Fig. 3.11: Estratégia de modulação PSPWM para o IHR-FC-5N.....	56
Fig. 3.12: Tensões de referência, portadoras e pulsos de chaveamento para IHR-FC-5N.....	56
Fig. 4.1: Comparativo $WTHD \times m_a$ para as topologias propostas e as topologias convencionais.....	61
Fig. 4.2: Comparativo de perdas elétricas (em watts) considerando a mesma frequência de chaveamento média na saída para todos os conversores.....	63
Fig. 5.1: Fotografia da estrutura de potência utilizada nos testes experimentais.....	70
Fig. 5.2: Fotografia com detalhe do DSP TMS320F28335 utilizado no controle dos IGBTs.....	70
Fig. 5.3: Resultados de simulação- IHR-NPC-4N para $f_c = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente.....	71
Fig. 5.4: Resultados de simulação \times validação experimental-IHR-NPC-4N para $f_c = 10$ kHz.....	72
Fig. 5.5: Resultados de simulação- IHR-FC-4N, para $f_s = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente.....	73
Fig. 5.6: Resultados de simulação \times validação experimental-IHR-FC-4N para $f_c = 10$ kHz.....	75
Fig. 5.7: Resultados de simulação- IHR-NPC-5N, para $f_c = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente.....	76

Fig. 5.8: Sinais de gatilho das chaves S_{a1}, S_{a2} e S_{b1} para um ciclo de tensão da rede.....	76
Fig. 5.9: Resultados de simulação- IHR-FC-5N, para $f_c = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente.	77
Fig. 5.10: Sinais de gatilho das chaves S_{a1}, S_{a2} e S_{b1} para um ciclo de tensão da rede.....	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o 2L3L-NPC.	31
Tabela 2.2: Estados de chaveamento do conversor IHR-NPC-4N.....	35
Tabela 2.3: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o 2L3L-FC	39
Tabela 2.4: Estados de chaveamento do conversor IHR-FC-4N.	42
Tabela 3.1: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o IR-NPC-5N	47
Tabela 3.2: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o IHR-NPC-5N. ..	49
Tabela 3.3: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o IR-FC-5N.....	52
Tabela 3.4: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o IHR-FC-5N.	55
Tabela 4.1: Número de componentes dos inversores de 4 níveis.	59
Tabela 4.2: Número de componentes dos inversores de 5 níveis.	59
Tabela 4.3: THD dos conversores propostos para $m_a = 0,95$	60
Tabela 4.4: Resumo das máximas ondulações das correntes de modo comum nos indutores acoplados. ...	66
Tabela 5.1: Parâmetros de operação dos conversores propostos para uma potência de saída de 1,5kW....	69

LISTA DE ABREVIACÕES

CC	corrente contínua
CA	corrente alternada
NPC	conversor com grampeamento do neutro (<i>Neutral Point Clamped</i>)
FC	conversor com capacitor flutuante (<i>Flying Capacitor</i>)
CFBC	conversor Ponte H em Cascata (<i>Cascated Full Bridge Converter</i>)
MMC	conversor multinível modular (<i>Multimodular Multilevel Converter</i>)
ANPC/FC	conversor híbrido NPC com FC
IGBT	transistor bipolar de porta isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
PWM	modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
LSPWM	modulação por largura de pulso com deslocamento em nível das portadoras (<i>Level Shift PWM</i>)
PSPWM	modulação por largura de pulso com deslocamento em fase das portadoras (<i>Phase Shift PWM</i>)
THD	distorção harmônica total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
WTHD	distorção harmônica total ponderada (<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>)
MC	modo comum
MD	modo diferencial
RMS	valor médio quadrático ou valor eficaz (<i>Root Mean Square</i>)
FINEP	Financiadora de Estudos e Projetos
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
FAPESP	Fundação de Apoio à Pesquisa do Estado da Paraíba

LISTA DE SÍMBOLOS

V, V_1, V_2, V_3, V_4	tensões do barramento
L, L_A, L_B	indutâncias próprias dos indutores acoplados
R, R_A, R_B	resistências dos enrolamentos dos indutores acoplados
N, N_A, N_B	relação de espiras do transformador utilizado como indutores acoplados
M	indutância mútua
L_k, L_{kA}, L_{kB}	indutâncias de dispersão do transformador
L_M	indutância de magnetização do transformador
L_t	indutância total
k	fator de acoplamento magnético
V_{mc}	tensão de modo comum
V_{md}	tensão de modo diferencial
v_A, v_B	tensão de polo dos braços a e b com relação ao ponto central do barramento
i_{mc}	corrente de modo comum
i_{md}	corrente de modo diferencial
i_A, i_B	corrente de circulação no enrolamentos a e b dos indutores
$i_{A,pico}, i_{B,pico}$	correntes de pico das correntes de circulação no enrolamentos a e b dos indutores
V_o	tensão de saída do conversor
L_o	indutância de saída do conversor (carga)
R_o	resistência de saída do conversor (carga)
i_o	corrente de saída do conversor
$i_{o,pico}$	valor de pico da corrente de saída do conversor
$S_{a,i}, S_{a,j}$	chaves IGBTs dos braços a e b, respectivamente
$s_{a,i}, s_{b,j}$	funções de chaveamento das chaves IGBTs correspondentes
$D_{a,i}, D_{b,j}$	diodos dos braços a e b, respectivamente
f_c	frequência de chaveamento da portadora
$f_{c,m}$	frequência de chaveamento média
v_A^*, v_B^*	tensões de referência dos braços a e b, respectivamente

V_a^*, V_b^* novas tensões de referência dos braços a e b , respectivamente

V_o^* tensões de referência da saída

V_{md}^* tensão de referência de modo diferencial

m_o offset para controle do modo de condução crítica da corrente nos enrolamentos dos indutores acoplados.

V_{t1}, V_{t2}, V_{t3} portadoras triangulares

$C_{a,i}, C_{b,j}$ capacitores flutuantes dos braços a e b , respectivamente

P_1, P_2 estados positivos da tensão de saída

N_1, N_2 estados negativos da tensão de saída

O_1, O_2, O_3 estados nulos da tensão de saída

$i_{mc,max}$ valor de pico corrente de modo comum

$\Delta i_{mc,max}$ valor máximo da ondulação (*ripple*) da corrente de modo comum

$\Delta i_{o,max}$ valor máximo da ondulação (*ripple*) da corrente de saída

$\Delta v_{AB,max}$ valor máximo da ondulação (*ripple*) da tensão entre os braços

φ defasagem em graus entre as portadoras

n número de níveis da tensão de saída dos conversores multiníveis

ω_0 frequência angular fundamental (60 Hz) em rad/s

SUMÁRIO

1	Introdução	8
1.1	Apresentação do tema	8
1.2	Estado da arte	13
1.3	Papel dos indutores acoplados magneticamente	20
1.4	Organização do trabalho	26
1.5	Publicações.....	27
2	Inversores de quatro níveis.....	30
2.1	IHR-NPC-4N: Inversor híbrido reduzido do tipo NPC de 4 níveis	30
2.1.1	Inversor 2L3L-NPC.....	30
2.1.2	Descrição e operação do conversor proposto	32
2.1.3	Estratégia de modulação PWM proposta.....	35
2.2	IHR-FC-4N: Inversor híbrido reduzido do tipo FC de 4 níveis	38
2.2.1	Inversor 2L3L-FC	38
2.2.2	Descrição e operação do conversor proposto	39
2.2.3	Estratégia de modulação PWM proposta.....	42
2.3	Conclusão.....	44
3	Inversores de cinco níveis	45
3.1	IHR-NPC-5N: Inversor híbrido reduzido do tipo NPC de 5 níveis	45
3.1.1	IR-NPC-5N: Inversor reduzido NPC de 5 Níveis	46
3.1.2	Descrição e operação do conversor proposto	48
3.1.3	Estratégia de modulação PWM proposta.....	50
3.2	IHR-FC-5N: Inversor híbrido reduzido do tipo FC de 5 níveis.	51
3.2.1	IR-FC-5N: Inversor Reduzido FC de 5 níveis	52
3.2.2	Descrição e operação do conversor proposto	53
3.2.3	Estratégia de modulação PWM proposta.....	55
3.3	Conclusão.....	57
4	Estudo comparativo e considerações de projeto.....	58
4.1	Número de componentes e tempo morto	58
4.2	Distorção harmônica.....	60
4.3	Perdas elétricas	62
4.4	Considerações para projeto e dimensionamento dos indutores acoplados	64
4.5	Dimensionamento das indutâncias próprias.....	65
4.5.1	IHR-NPC-4N e IHR-FC-4N	67
4.5.2	IHR-NPC-5N e IHR-FC-5N	67
4.7	Conclusão.....	68
5	Resultados de simulação e validação experimental.....	69
5.1	IHR-NPC-4N.....	71

5.2	IHR-FC-4N	73
5.3	IHR-NPC-5N.....	75
5.4	IHR-FC-5N	77
5.5	Conclusão.....	78
6	Conclusão e trabalhos futuros	79
	Referências Bibliográficas	80

1 INTRODUÇÃO

A evolução no modo de acionamento das máquinas elétricas na área da eletrônica de potência tem sido bem acentuada nos últimos anos. Grande parte deste crescimento vem sendo impulsionado, principalmente, pela necessidade de conversão das outras fontes de energias não convencionais em energia elétrica, bem como nas pesquisas relacionadas aos veículos elétricos. Especificamente, no que diz respeito à energia solar e à energia eólica, em ambos os casos, esses sistemas de geração são conectadas ao sistema elétrico de potência através de conversores que transferem a energia elétrica gerada, seja CA (Corrente Alternada) ou CC (Corrente Contínua), em eletricidade com características próprias para o consumo. No que concerne aos veículos elétricos, têm sido bastante relevantes os estudos direcionados para o uso de conversores mais eficientes na conversão da energia CC proveniente do conjunto de baterias em CA para o acionamento específico dos motores elétricos. Neste capítulo é feita uma introdução ao tema da pesquisa como motivação ao estudo dos conversores multiníveis que serão abordados nos capítulos seguintes.

1.1 APRESENTAÇÃO DO TEMA

No cenário atual, vem crescendo a pesquisa e aplicação de conversores estáticos que controlam o fluxo de potência entre geradores distribuídos e os pontos de consumo. Além do seu uso na integração das fontes alternativas de energias com a rede elétrica, no acionamento de máquinas e nos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica; estes conversores são aplicados, também, em baixa potência, como por exemplo, nas fontes chaveadas de computadores.

No que concerne aos conversores multiníveis, estes são capazes de possibilitar a geração de uma forma de onda em degraus, diferentemente dos conversores tradicionais de dois níveis. Isto faz com que o sinal de saída tenha menores variações entre os níveis adjacentes e isso é refletido em um melhor desempenho harmônico. Entretanto, para que seja possível essa geração em vários níveis, é necessário aumentar o número de

semicondutores e como consequência, há um aumento na complexidade do conversor e no algoritmo de controle.

Para solucionar este problema, a redução no número de componentes em conversores multiníveis tornou-se uma área fundamental de investigação. Neste contexto estão os conversores multiníveis com número reduzido de dispositivos semicondutores. A redução do número de dispositivos, supracitados, reduz o custo do projeto, simplifica a estratégia de modulação e sua implementação via *hardware*, além de reduzir as perdas globais de condução e chaveamento destes elementos sem modificar, no entanto, o resultado desejado da forma de onda e dos níveis de potência na saída.

Por outro lado, para realizar a redução nos semicondutores, além de serem feitas mudanças na estratégia de modulação, em alguns casos é necessário incluir componentes armazenadores de energia tais como indutores ou capacitores.

No contexto dos conversores multiníveis, atualmente existem algumas topologias convencionais, dentre os quais se podem citar:

- i. Conversor com Grampeamento do Neutro (NPC – do inglês *Neutral Point Clamped*);

Introduzido em [1] o NPC de três níveis (Fig. 1.1(a)) é basicamente composto de quatro chaves ativas e dois diodos para o grampeamento do neutro sendo o nível zero obtido na condução destes diodos. Neste conversor cada dispositivo de potência bloqueia apenas metade da tensão total do barramento, permitindo que a transferência de potência do conversor seja maior, caso sejam utilizados chaves e diodos com o mesmo material semicondutor.

- ii. Conversor com Capacitores Flutuantes (FC – do inglês *Flying Capacitor Converter*);

O FC (Fig. 1.1(b)) foi introduzido em [2] e apresentado como uma alternativa ao conversor tipo NPC de três níveis, sendo os diodos substituídos por capacitores. Neste caso, o nível zero é obtido através da conexão da carga ao terminal positivo ou negativo do capacitor flutuante, sendo a tensão do capacitor flutuante subtraída da tensão do barramento, gerando o nível nulo de tensão.

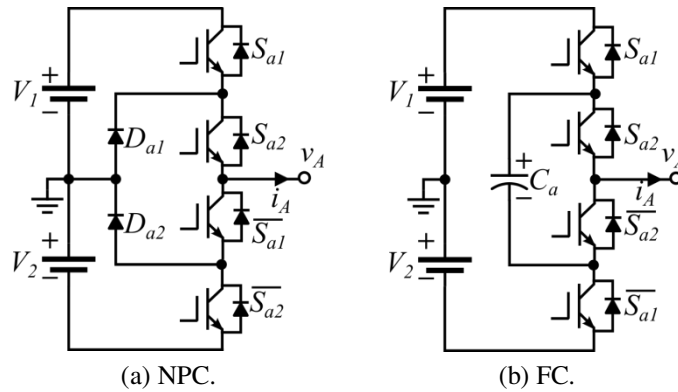


Fig. 1.1: Inversores de três níveis.

- iii. Conversor Ponte H em Cascata (CFBC – do inglês Cascaded Full Bridge Converter).

O CFBC [3] é formado pela conexão em série de dois ou mais inversores em Ponte H monofásicos. Cada ponte H corresponde à conexão de dois braços tipo fonte de tensão de dois níveis, onde a tensão de linha é a saída do conversor. Além disso, um conversor monofásico em ponte H é capaz de gerar três níveis diferentes de tensão, lembrando que as chaves em cada braço são complementares para evitar curto-circuito do barramento CC. Na Fig. 1.2(a) estão ilustrados dois inversores monofásicos em Ponte H conectados em série, gerando um conversor em Ponte H de cinco níveis.

- iv. Conversores Multiníveis Modulares (MMC- do inglês Multimodular Multilevel Converters)

Recentemente, estudos têm sido direcionados para o MMC, introduzido em [5] e indicado na Fig. 1.2(b). O Conversor Multinível Modular consiste em células com capacitores de armazenamento individuais, chamadas de sub-módulos na literatura técnica. Estes sub-módulos são conectados em cascata para constituir um braço do conversor sem a necessidade de componentes adicionais entre si. Ou seja, esta estrutura tem a vantagem de ser modular e pode ser facilmente aumentada. Isto não é possível com as topologias tipo NPC e capacitor flutuante. Além disso, cada sub-módulo utiliza menos componentes do que a ponte H. Devido ao barramento CC, não há necessidade de fontes externas adicionais para alimentar cada sub-módulo. Os diferentes níveis de tensão e de potência são obtidos a partir de um número de sub-módulos em que apenas alguns são chaveados por determinação do controle.

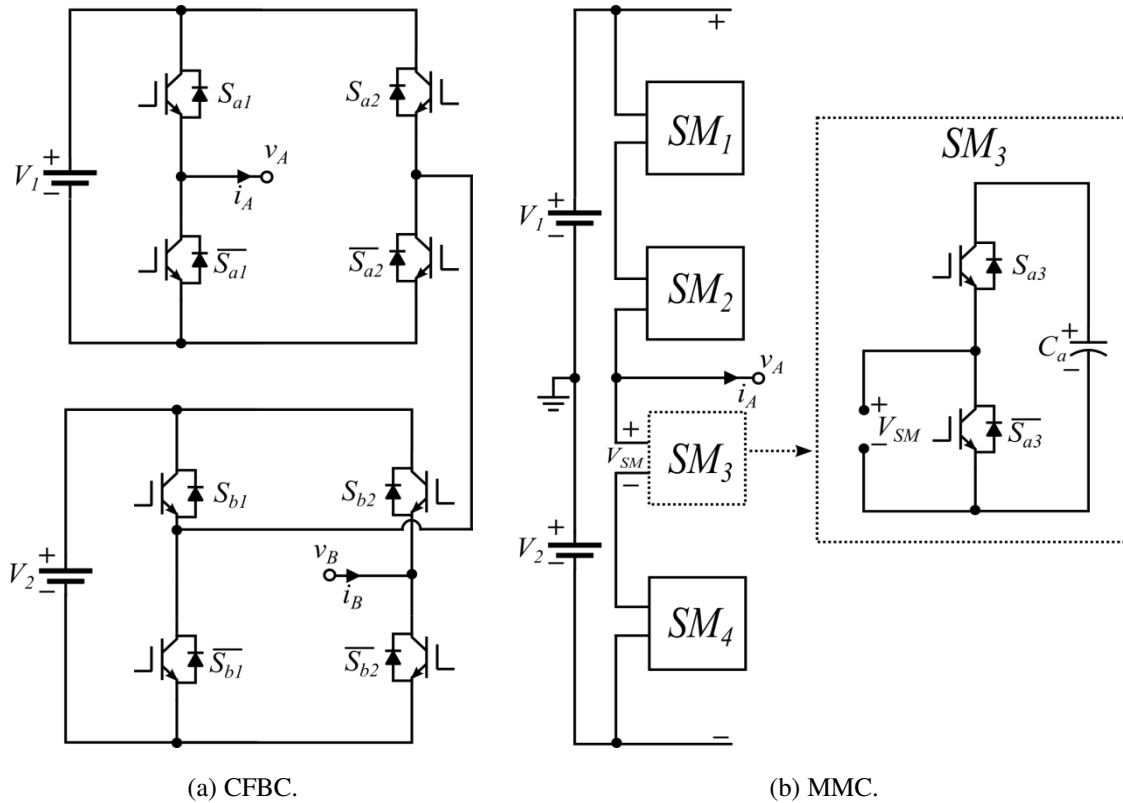


Fig. 1.2: Exemplo de inversores multiníveis conectados em cascata.

Outras topologias menos conhecidas também foram concebidas ao longo dos últimos trinta anos. É o caso da topologia que tem sido chamada ultimamente de “aninhada” (do inglês *nested*). Esta topologia foi desenvolvida em sua forma generalizada com tiristores, no ano de 1983 [6] e retomada por [46] com IGBTs (Fig. 1.3(a)). Outras topologias são combinações dos diferentes tipos mencionados acima, como por exemplo, o inversor ANPC/FC [7] indicado na (Fig. 1.3(b)), ou os conversores conhecidos como “híbridos” [8] e [9], que têm estruturas de conversores diferentes em cada braço - a exemplo do inversor formado pela conexão de um braço de 3 níveis NPC e uma ponte H, indicado na Fig. 1.4(a).

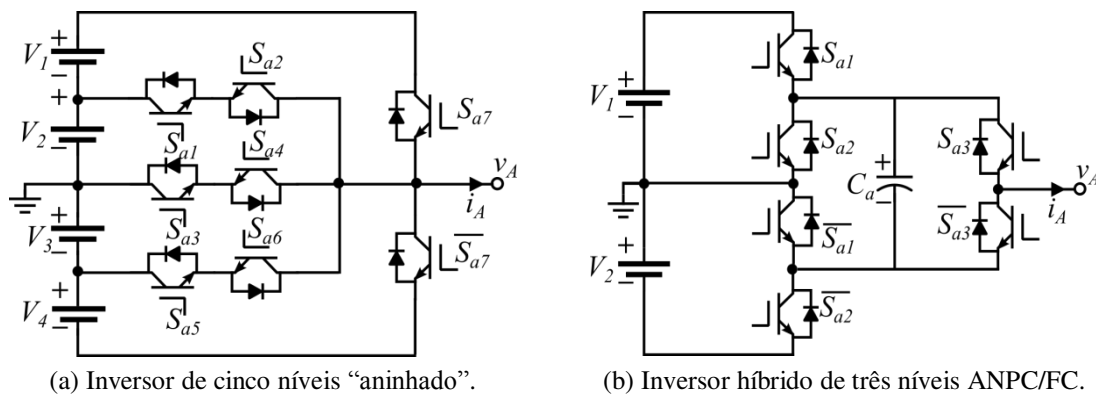


Fig. 1.3: Outras configurações de inversores multiníveis.

Por outro lado, dentre estes conversores híbridos, existem várias possibilidades de geração de níveis mais elevados, através da conexão em série ou paralelo de estruturas de ordem menos elevada. Uma possibilidade, por exemplo, contém um capacitor armazenador (Fig. 1.4(a)), com sete níveis na tensão de saída [10]. Já a Fig. 1.4(b), ilustra outro exemplo de elevação do número de níveis, a partir de uma ponte H, e que neste caso, possui quatro níveis [47].

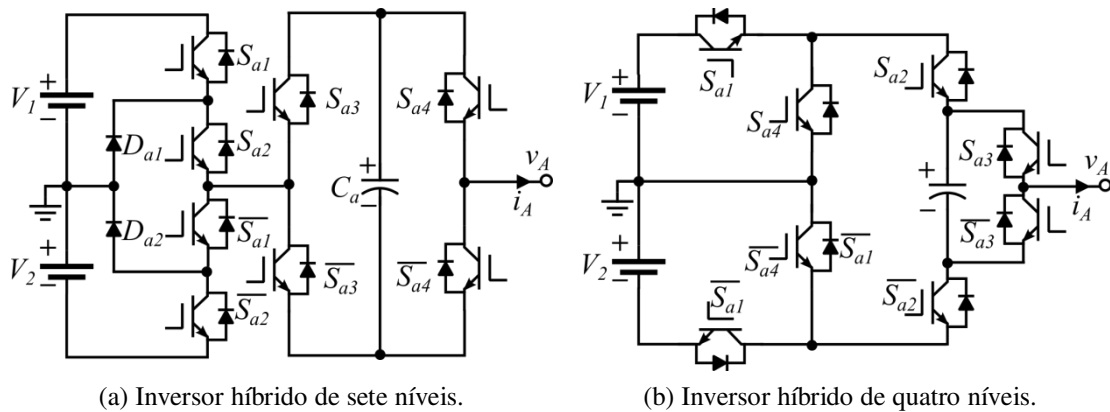


Fig. 1.4: Técnicas capacitivas para o aumento do número de níveis da tensão de saída.

Recentemente, foi reavivado o interesse em um inversor desenvolvido em 1985 utilizando indutores acoplados [11]. Eles têm sido utilizados em aplicações de média e baixa potência [12-17]. O uso do acoplamento indutivo permite a simplificação de uma ponte H monofásica (Fig. 1.5(a)) a uma meia ponte, sendo a carga conectada ao terminal central dos indutores acoplados (Fig. 1.5(b)).

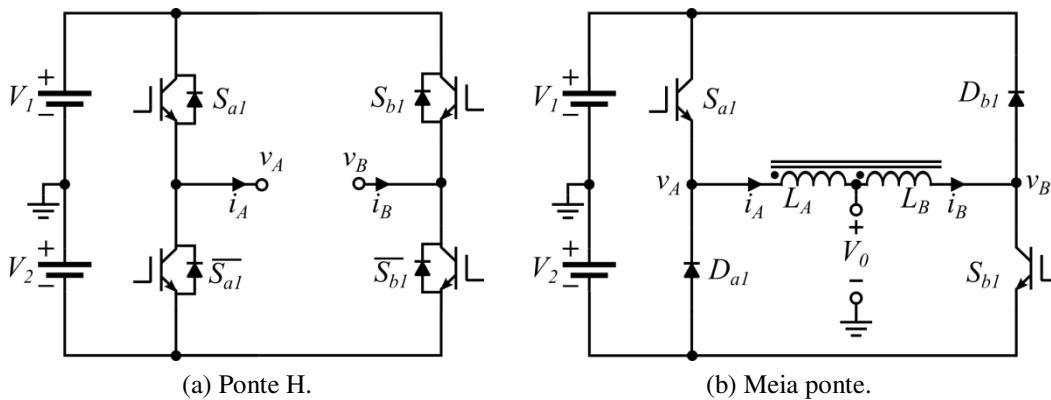


Fig. 1.5: Redução da ponte H em meia ponte através de indutores acoplados magneticamente.

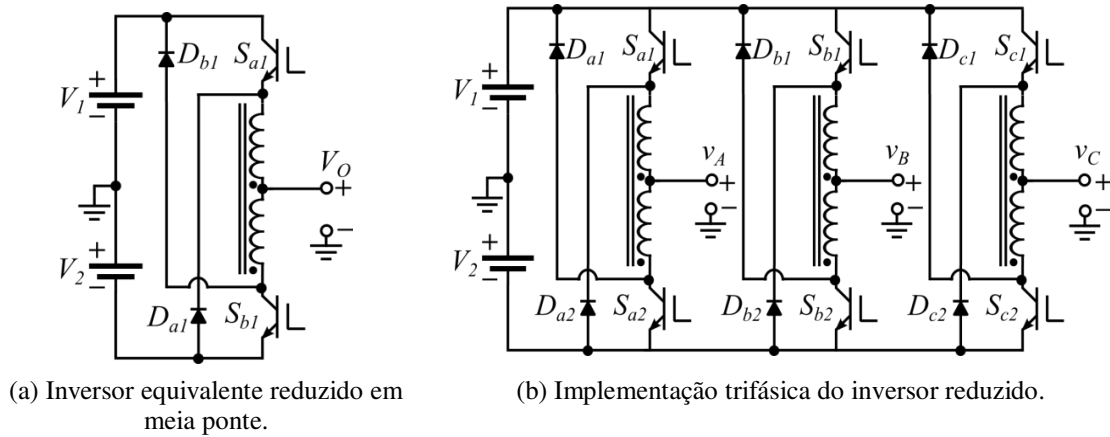


Fig. 1.6: Inversor com número reduzido de componentes.

Outra forma de visualizar a redução da ponte H em meia ponte pode ser verificada na Fig. 1.6(a). Esta redução possibilita a implementação de uma estrutura trifásica, utilizando um único barramento CC (Fig. 1.6(b)). Além disso, o uso dos indutores acoplados pode ser justificado pela redução custo nestes conversores. Por estas razões, estas estruturas que utilizam o princípio de acoplamento indutivo serão tratados com mais detalhes na próxima seção.

1.2 ESTADO DA ARTE

De acordo com [18] as primeiras aplicações do uso de acoplamento magnético data dos anos 1920. Dois indutores acoplados eram utilizados para criar dois caminhos diferentes de circulação de corrente pela carga. Mais tarde, o acoplamento foi aplicado em conversores CC/CC na constituição do filtro LCL. Nas últimas décadas, as pesquisas com acoplamento magnético cobrem várias sub-áreas da eletrônica de potência, incluindo também os conversores CA/CC e CC/CA com níveis de tensão variando de 1 V [19] até 10 kV [20] e com níveis de potência variando de 10 W [21] até 60 MW [20], [22].

Em termos gerais, as principais razões encontradas na literatura que justificam o uso dos indutores acoplados na eletrônica de potência se devem às seguintes características:

- Melhora na resposta do transiente de tensão na saída do conversor [19] [23] e [24].
- Redução da ondulação (do inglês *ripple*) de pico a pico da corrente de saída [23], [25] e [26];

- Redução do volume, peso e dos custos totais do conversor [27] e [28];
- Aumento do número de níveis na tensão de saída do conversor e consequente redução do conteúdo harmônico da tensão de saída. [14] [19] e [29];
- Aumento da densidade de potência do sistema em alta frequência [30], [31] e [32];
- Redução do número de componentes que compõem o conversor [23], [27], [29] e [33].

Especificamente, em aplicações com inversores, nos trabalhos apresentados por [11] e [34] são utilizados indutores acoplados entre dois braços de dois níveis. Além de aumentar a capacidade de corrente na carga, devido à redução na sua ondulação, esta técnica também reduz o seu conteúdo harmônico pelo aumento no número de níveis na saída com uma frequência média na carga igual ao dobro da frequência de chaveamento e como consequência há uma redução do estresse de corrente nos dispositivos de potência. Em [11] é apresentado um inversor trifásico utilizando este princípio, conforme a conexão em paralelo de três braços em meia ponte como o indicado Fig. 1.7(a) e controle via modulação PWM senoidal. Em [34] foram discutidas aplicações do acoplamento na conexão em paralelo de dispositivos de potência em inversores de três níveis NPC. Ainda em [34] são utilizados dois braços de três níveis conectados por indutores acoplados, como indicado na Fig. 1.7(b). Deste modo, esta técnica de conexão entre os braços pode ser generalizada para um número maior de conversores, incluído a sua configuração trifásica.

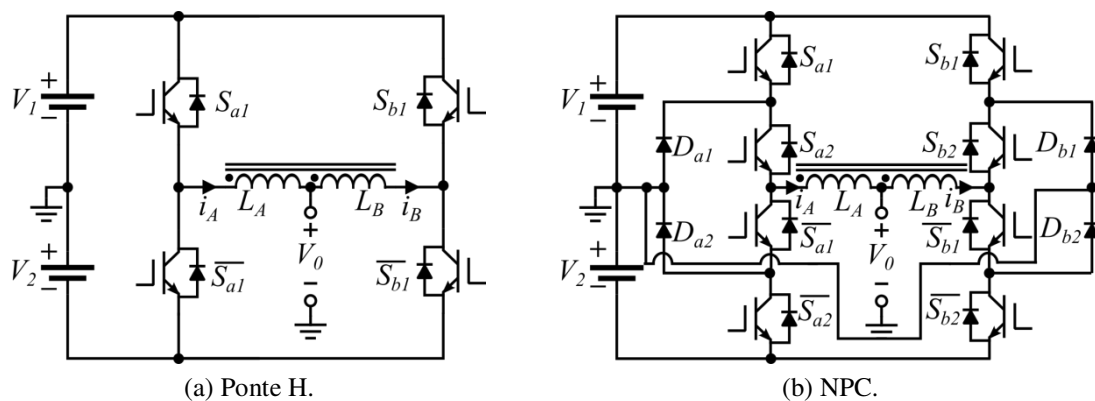


Fig. 1.7: Braços conectados através de indutores acoplados discutidos em [11] e [34].

Já o trabalho discutido em [10] propõe uma estratégia de modulação de modo a usar o acoplamento dos indutores para o cancelamento de harmônicos específicos na tensão de saída de inversores multiníveis.

Partindo para publicações mais recentes, em [13] é discutida a aplicação de uma célula de chaveamento de quatro estados. Esta célula é aplicada no inversor trifásico convencional no qual o ponto central de cada braço deste conversor é conectado em cada enrolamento de um indutor trifásico acoplado entre as fases a e b , formando uma única fase (Fig. 1.8) do novo conversor trifásico que tem sete níveis na tensão de linha. Este conversor tem distorção harmônica reduzida devido ao aumento no número de níveis na tensão de saída e pode ser generalizado para $2n - 1$ fases. Além disso, a frequência média do sinal de tensão na carga, definida como sendo o valor médio das transições em alta frequência que ocorrem em um período da rede, aparece como o triplo da frequência de chaveamento e como consequência, há uma redução no tamanho do filtro de saída. Outro fator importante é a redução das perdas nas chaves, pela divisão equilibrada das correntes de cada fase em cada braço do conversor e pela redução na sua ondulação de chaveamento, devido ao acoplamento entre os indutores na saída.

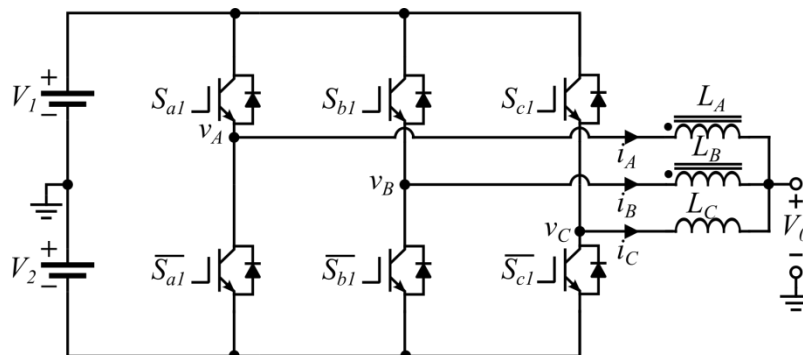


Fig. 1.8: Estrutura de uma fase do conversor trifásico discutido em [13].

Em [14] foi proposto o aumento do número de níveis na tensão de saída em um inversor com o uso de indutores acoplados. Também foi discutida a melhor disposição física dos indutores acoplados a partir da análise do circuito magnético considerando os enrolamentos sobre o núcleo do transformador utilizado para tal fim. Ainda em [14], fica determinada a disposição do núcleo magnético no formato tipo “E” pois nesta disposição os enrolamentos do indutor ficam fortemente acoplados, com baixa indutância de dispersão na sua aplicação específica.

Em [35] foram discutidas topologias de inversores multiníveis usando indutores acoplados entre as chaves superiores e inferiores de cada braço do inversor e demonstrando a redução do número de semicondutores e aumento no número de níveis na tensão de saída. As topologias aí propostas usam um menor filtro na saída, menor número de chaves e não necessitam de tempo morto no comando do chaveamento, pois

a condição de condução/bloqueio dos diodos depende somente do sentido da corrente. No entanto, uma limitação desses conversores está no fato de garantir que os diodos de roda livre sempre conduzam quando a chave ativa a que estão associados é desligada. A consequência dessa limitação faz com que o controle das chaves ativas seja tal que incorpore intencionalmente uma corrente contínua nas correntes de cada braço do inversor, para forçar a condução dos diodos [33].

Em [15] também foi discutido um inversor de cinco níveis a capacitor flutuante, baseado na conexão em paralelo de braços unidirecionais de três níveis por meio de indutores acoplados. Neste conversor específico foi utilizada a estratégia de modulação por defasagem da portadora. Neste caso, a frequência de chaveamento média na saída é o dobro da frequência da portadora, o que também contribui para redução na indutância do filtro de saída. Ainda em [15] e também em [36], foi realizada uma síntese para a obtenção de topologias com acoplamento a partir da conexão em paralelo de células básicas unidirecionais ditas *positivas*, ou do *tipo P* com *negativas*, ou do *tipo N*, como indicado na Fig. 1.9(a) e na Fig. 1.9(b).

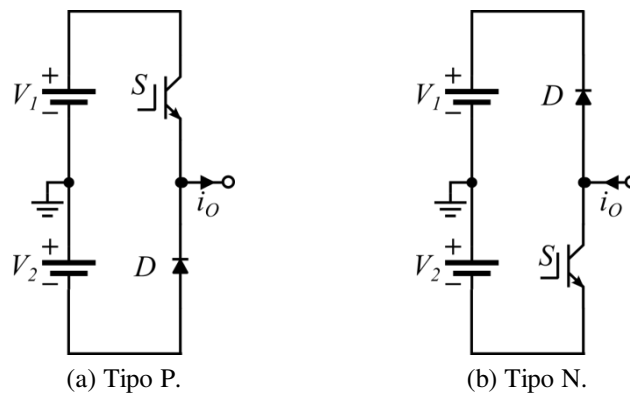


Fig. 1.9: Células básicas unidirecionais.

A partir da conexão em série e/ou paralelo das células básicas unidirecionais P e N da Fig. 1.9, é possível generalizar uma estratégia para obter conversores multiníveis com número reduzido de semicondutores, a partir do acoplamento entre os indutores que fazem a conexão entre os dois tipos de células. Por exemplo, para um braço de dois níveis é necessário apenas uma célula básica unidirecional que será do tipo P ou do tipo N de acordo com a sua posição no conversor, devido à característica unidirecional dos braços. Para um braço de três níveis são necessárias duas células que devem ser do mesmo tipo P ou do tipo N. Então, de modo genérico, para um braço de n níveis, são necessárias $n-1$ células unidirecionais do mesmo tipo. A partir das referências estudadas foi possível verificar que as tentativas de redução usando os elementos magnéticos se

limitam às aplicações reconhecidamente mais tradicionais, especialmente as do tipo ponte H, NPC e FC.

Na Fig. 1.10 aparece o inversor em ponte H com redução no número de chaves semicondutoras pelo uso do acoplamento entre dois braços, semelhante ao da Fig. 1.5(b) com destaque para as células do tipo P e N.

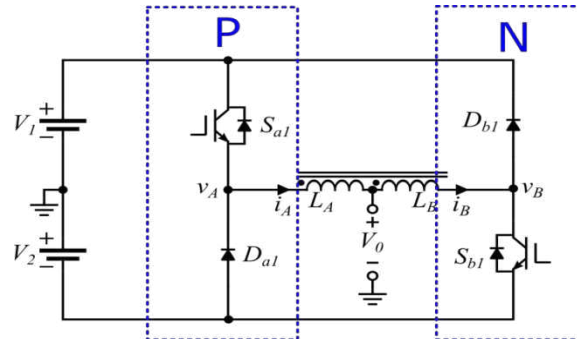


Fig. 1.10: Redução da Ponte H convencional com destaque das células P e N.

Em contraposição à meia ponte convencional de dois níveis, para a meia ponte com acoplamento indutivo é possível gerar os três níveis distintos de tensão na saída do terminal central dos indutores com apenas duas chaves ativas, S_{a1} e S_{b1} , devido à derivação no ponto intermediário dos enrolamentos com relação à referência ou ponto central do barramento, como será discutido mais adiante na seção 1.3. Considerando, na operação do conversor, que este trabalha com uma tensão de barramento simétrica, ou seja, $V_1 = V_2 = V$, são indicados, a seguir, os modos de operação do inversor (Fig. 1.11).

Modo 1 $\{00\}$ – O bloqueio de ambas as chaves faz com que apenas dos diodos conduzam e a tensão $v_A = -V$ e $v_B = +V$ e portanto, $V_o = 0$ volts. (Fig. 1.11(a)).

Modo 2 $\{01\}$ – O disparo de apenas S_{b1} faz com que a tensão $v_A = -V$ e $v_B = -V$ sendo $V_o = -V$ volts. (Fig. 1.11(b)).

Modo 3 $\{10\}$ – O disparo de apenas S_{a1} faz com que a tensão $v_A = +V$ e $v_B = +V$ sendo $V_o = +V$ volts. (Fig. 1.11(c)).

Modo 4 $\{11\}$ – O disparo de ambas as chaves faz com que a tensão $v_A = +V$ e $v_B = -V$ sendo $V_o = 0$ volts. (Fig. 1.11(d)).

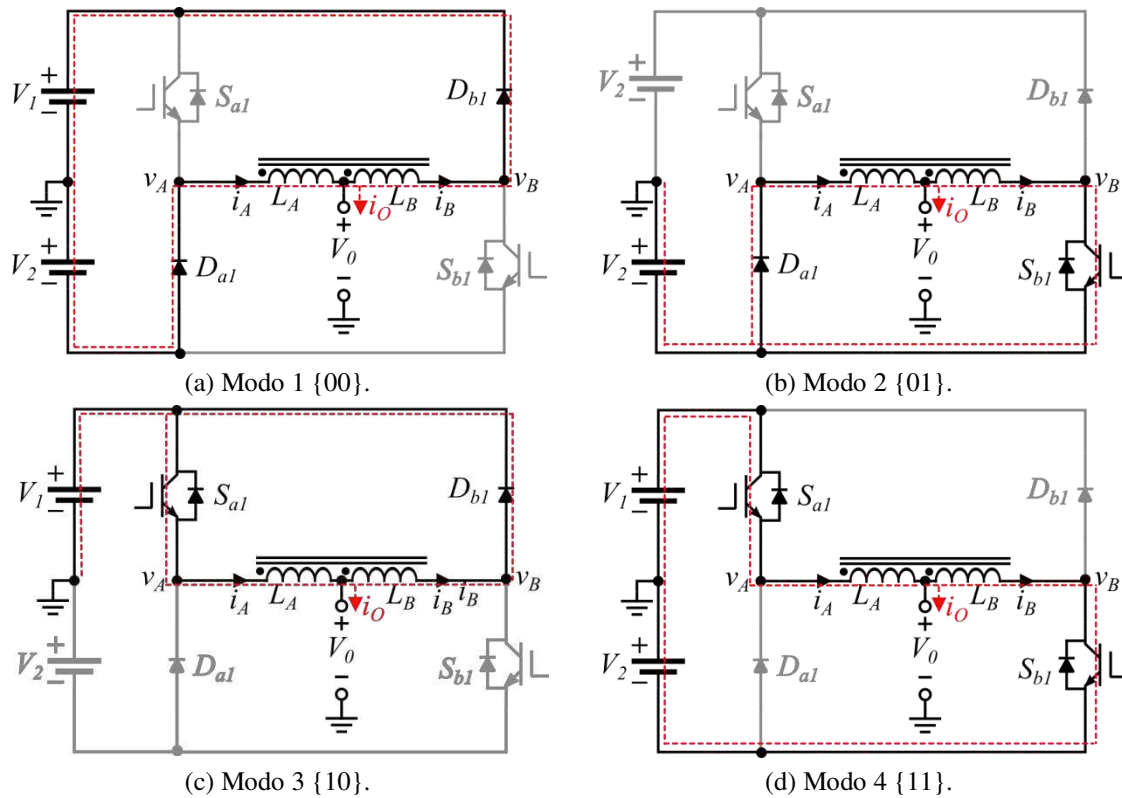


Fig. 1.11: Estados de chaveamento para o inversor em ponte H convencional conectado em paralelo por indutores acoplados proposto em [35].

Portanto, para este conversor, a relação entre $\frac{n^\circ \text{ de níveis}}{n^\circ \text{ de chaves ativas}} = 3/2$ ao passo que para a Ponte H, a relação $\frac{n^\circ \text{ de níveis}}{n^\circ \text{ de chaves ativas}} = 3/4$, no entanto, a tensão de saída para o inversor com acoplamento é, no máximo, a metade da tensão do barramento.

Em [35], [37] também foi apresentado o modelo do circuito equivalente do inversor em ponte H da Fig. 1.10, considerando as indutâncias de dispersão e de magnetização no modelo das indutâncias acopladas.

Em [38] é feito uma síntese de estudos realizados no projeto e modelagem de indutores acoplados magneticamente bem como as condições que devem ser satisfeitas para evitar a saturação do núcleo nestes indutores com alto fator de acoplamento magnético ($k \approx 1$).

A redução no número de componentes com o uso de indutores acoplados já foi discutido em [35]. Entretanto, o procedimento seguido para se chegar a esta redução não é evidente e só é discutido em [33]. Além disso, outra observação importante é o fato demonstrado de que é possível remover os diodos em antiparalelo das chaves, pois a condução de corrente é unidirecional nos enrolamentos do indutor que estão conectados nos braços do conversor, como pode ser visto pelos sentidos de i_A e i_B na Fig. 1.11.

Em [33] e em [36] foram apresentados alguns conversores multiníveis baseados na redução de componentes e aumento no número de níveis dos inversores, NPC e FC a partir da conexão em paralelo de pares de braços unidirecionais complementares com acoplamento conforme indicados na Fig. 1.12.

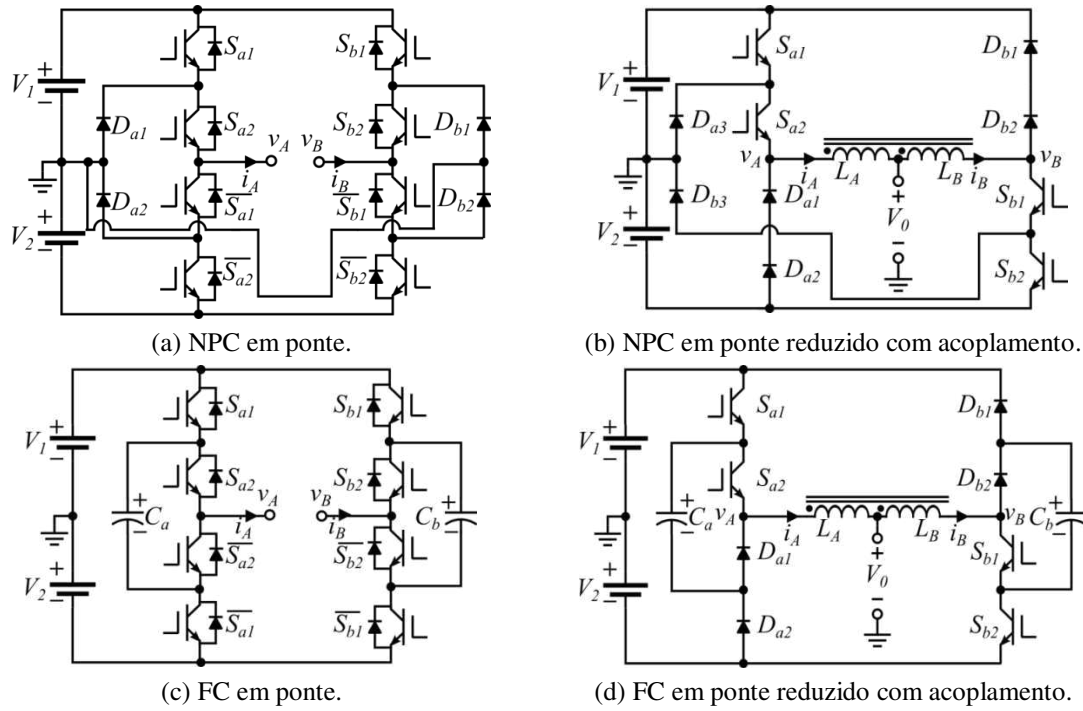


Fig. 1.12: Evolução da ligação em paralelo de braços de conversores multiníveis unidirecionais usando acoplamento de indutores para NPC (a), (b) e FC (c), (d).

Para solucionar a limitação da condução contínua observada em [35], em [39] foi discutida uma estratégia de modulação capaz de manter as correntes i_A e i_B sempre circulando nos enrolamentos do indutor acoplado.

Por sua vez, os conversores híbridos, formados à partir da ligação de braços unidirecionais de dois ou três níveis como em [40] e [41] entram neste cenário como alternativa para garantir a redução no número de componentes total da estrutura além de manter as mesmas tensões de bloqueio em cada chave. Em [40] o conversor é baseado na estrutura do tipo NPC e em [41] na do tipo FC.

Este trabalho especifica algumas características especiais de conversores híbridos que, a partir da sua conexão em paralelo de braços do tipo P e do tipo N interligados através dos indutores, permite a obtenção de multiníveis com a redução no número de dispositivos semicondutores de modo ainda maior que as topologias citadas anteriormente. Deste modo, esta pesquisa propõe o estudo e a implementação de inversores monofásicos multiníveis e híbridos, com o número reduzido de componentes.

Apesar de ser clara a generalização destes conversores em estruturas trifásicas, este modo de operação não será tratado especificadamente nesta dissertação.

1.3 PAPEL DOS INDUTORES ACOPLADOS MAGNETICAMENTE

Como verificado na seção anterior, a integração do acoplamento magnético em estruturas de conversores têm algumas vantagens com relação ao uso de indutores individuais. Alguns trabalhos encontrados na literatura e que têm sido referenciados em pesquisas mais atuais como em [33], [35] e [38] tratam dos indutores acoplados como elementos de projeto que trabalham com dois modelos que podem ser equacionados de modo desacoplados por aplicação direta do princípio da superposição. Em [38], por exemplo, existe um modelo com as grandezas ditas *Transversais* e outro com as grandezas *Longitudinais*. Por outro lado, em [33], [35], bem como neste trabalho, os dois modelos desacoplados recebem a nomenclatura de *Modo Comum* e *Modo Diferencial*, respectivamente.

Antes da definição dos modelos desacoplados, serão feitas algumas considerações pertinentes aos indutores acoplados que serão integrados aos conversores.

Primeiro, deve se ressaltar a diferença entre o termo “indutor acoplado” e “transformador”, apesar de ambos terem mesmos princípios neste trabalho, o termo transformador nos remete aos elementos magnéticos que trabalham apenas com o princípio da indução eletromagnética segundo a *Lei de Faraday*, ou seja, não há fluxo de energia elétrica direta entre os enrolamentos do primário e o do secundário. Por outro lado, no caso dos indutores acoplados, como há uma conexão física entre os enrolamentos do primário e do secundário, há um fluxo de corrente elétrica entre ambos, sendo que, neste caso, além do princípio da indução eletromagnética, há tensões e correntes geradas por este fluxo direto de corrente.

Em primeiro lugar, foi feita uma definição de parâmetros com base na conexão elétrica do transformador como um autotransformador e seu modelo simplificado de relutâncias, conforme a Fig. 1.13.

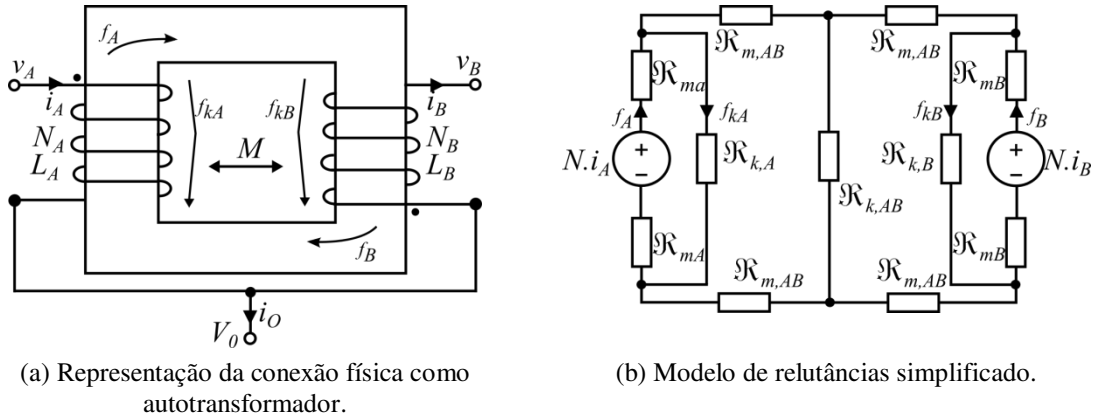


Fig. 1.13: Circuitos equivalentes dos indutores acoplados a partir da conexão como autotransformador.

Como a intenção é gerar um sinal de tensão de saída V_O simétrico, então os indutores acoplados devem ter as mesmas características elétricas e magnéticas, ou seja, $L_A = L_B = L$, as relações de espiras $N_A = N_B = N$ e as resistências dos enrolamentos $R_A = R_B = R$.

Deste modo, as indutâncias de magnetização L_M e de dispersão $L_{kA} = L_{kB} = L_k$, podem ser distribuídas simetricamente com relação ao primário e ao secundário de acordo com o modelo elétrico do transformador (Fig. 1.14(a)).

Em [38] é discutido um circuito equivalente ao da Fig. 1.14(a). Considerando as possíveis simplificações e as simetrias entre os enrolamentos dos indutores acoplados na configuração como autotransformador, um circuito equivalente ainda mais simplificado pode ser deduzido sendo indicado na Fig. 1.14(b).

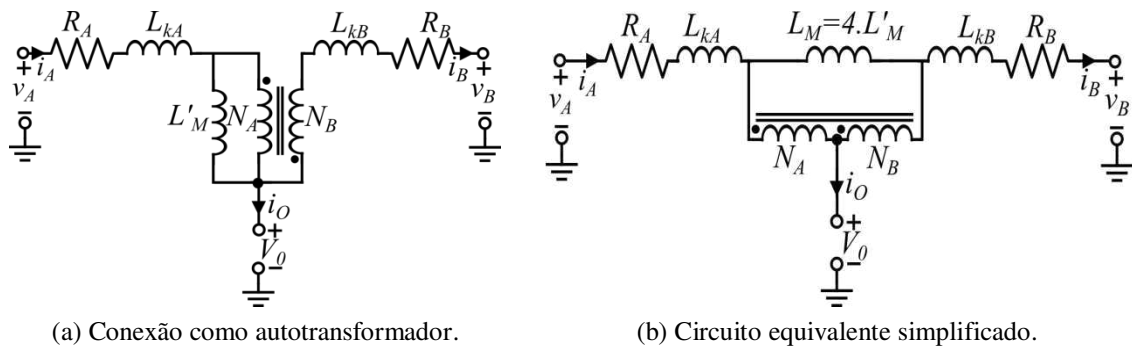


Fig. 1.14: Modelos equivalentes baseados nos parâmetros de dispersão L_k e de magnetização L_M .

A partir dos modelos obtidos em função dos parâmetros de dispersão e magnetização da Fig. 1.14 buscou-se, então, definir os parâmetros dos indutores de acordo com um modelo genérico em função das indutâncias próprias (L_A e L_B) e mútua (M) como aparece de modo similar ao verificado em [33] e [35].

A indutância mútua M é definida segundo a Eq. (1.1)

$$M = k\sqrt{L_A L_B} \quad (1.1)$$

Sendo o fator de acoplamento, $k \in [0,1]$ e L_A e L_B as indutâncias próprias.

Considerando as condições de simetria entre o primário e o secundário, M deve ter alto fator de acoplamento, ou seja, $k \approx 1$. A partir desta consideração e da Eq (1.1) fica determinado que $M \approx L$, ou seja, a indutância mútua deve ser aproximadamente igual à própria.

Somada à condição de alto fator de acoplamento citada anteriormente, e considerando a operação ideal do transformador, deve se ter em conta que $L_M \rightarrow \infty$ e, para isso, $L \rightarrow \infty$, ou seja, as indutâncias próprias dos enrolamentos $L_A = L_B \rightarrow \infty$. Desse modo, para que haja perfeito acoplamento, $k \approx 1$ e $M \approx L \rightarrow \infty$.

Por outro lado, existe uma e/ou outra condição que devem ser satisfeitas para que o valor de L seja alto o suficiente. Na primeira condição, o material magnético deve ter alta permeabilidade, ou seja, $\mu \rightarrow \infty$. Entretanto, neste caso, se houverem diferenças significativas nas correntes i_a e i_b dos enrolamentos, pode ser mais fácil saturar o núcleo. Outra condição que poderia ser satisfeita, seria aumentar a área de seção transversal magnética A_e , ou aumentar o número de espiras N . Entretanto, nessas condições haveria um acréscimo nas perdas elétricas nos enrolamentos bem como o aumento no tamanho/volume e peso dos indutores, inviabilizando o projeto do conversor.

Além disso, mesmo que na prática se consiga fazer com que $k \approx 1$, o crescimento de L também implicará no crescimento de L_k , o que significa que a indutância própria L não pode ser aumentada sem interferir de modo negativo na dinâmica da tensão de saída V_O , como será visto mais adiante no modelo desacoplado da Fig. 1.15.

No caso em questão, para considerações práticas, deverá ser considerada a influência da dispersão L_k na geração dos sinais de tensão da saída a partir de um modelo genérico simplificado dos indutores acoplados, [33]. Assim, como em [33] e [35], e nesta pesquisa, o modelo simplificado (Fig. 1.15) pode ainda ser separado nos dois modelos desacoplados de *Modo Comum* (Fig. 1.16(a)) e *Modo Diferencial* (Fig. 1.16(b)), respectivamente.

Nestas representações, o circuito do autotransformador simplificado da Fig. 1.14(b). aparece modelado como indutores acoplados magneticamente na Fig. 1.15. Neste modelo, v_A e v_B (tensões entre os pontos A e B para a referência do conversor) são as tensões de polo em cada braço do conversor, V_O a tensão de saída do conversor

(tensão entre o ponto central do autotransformador para a referência do conversor), M a indutância mútua considerada aproximadamente igual à própria L , i_a e i_b as correntes de circulação entre os braços a e b , L_k as indutâncias de dispersão e R as resistências dos enrolamentos. Nos modelos da Fig. 1.16, verifica-se que a tensão de saída V_O é transparente a M e é influenciada somente pelos efeitos de dispersão e perdas dos enrolamentos. Por outro lado, como será visto adiante, a corrente de modo comum i_{mc} que deve ser contínua entre os enrolamentos dos indutores, depende dos parâmetros L_k , M e R , conforme a Fig. 1.16(b).

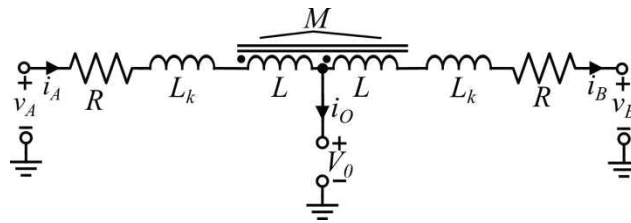


Fig. 1.15: Modelo simplificado dos indutores acoplados magneticamente.

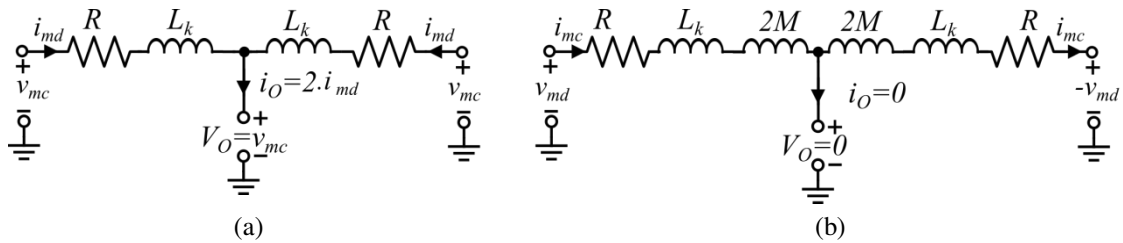


Fig. 1.16: Modelos de modo comum (a) e modo diferencial (b).

A partir da identificação de parâmetros e comparação das propriedades elétricas entre o modelo da Fig. 1.14(b) e o da Fig. 1.15 ficam determinadas as Eqs. (1.2) e (1.3), que relacionam as indutâncias de dispersão e magnetização do modelo do transformador, com as indutâncias próprias e mútuas do modelo dos indutores acoplados.

$$L_k = L(1 - k) \quad (1.2)$$

$$L_M = 4kL \quad (1.3)$$

A partir das Eqs. (1.2) e (1.3), para a operação ideal do conversor, $k \approx 1$ e $M \approx L$, então a indutância de dispersão deve ser aproximadamente nula e a indutância de magnetização deve ser aproximadamente o quádruplo da indutância própria dos enrolamentos.

A tensão de Modo Comum, V_{mc} , é função das tensões de polo v_A e v_B , segundo a Eq. (1.4), e deve-se observar que todas as equações deste capítulo são funções da variável tempo t .

$$V_{mc} = \frac{v_A + v_B}{2} \quad (1.4)$$

Um requerimento básico de operação de conversores com acoplamento indutivo consiste em garantir corrente fluindo continuamente através destes elementos magnéticos. Isto é necessário para que os diodos de roda livre ajam como chaves complementares quando a chave ativa a que estão associados seja desligada. Apenas seguindo esta condição, além da simetria entre os enrolamentos, fará com que as tensões de polo v_A e v_B sejam geradas corretamente. Como consequência desta restrição, as chaves ativas devem ser controladas de modo que possam incorporar intencionalmente uma corrente de polarização com valor médio maior que zero nas correntes dos enrolamentos i_A e i_B [33].

Considerando o critério de condução dos diodos, os enrolamentos conduzem as correntes i_A e i_B que, por sua vez, conduzem uma corrente contínua de modo comum, i_{mc} , de valor médio igual à metade da corrente de pico das correntes i_A e i_B conforme a Eq. (1.5)

$$i_{mc} = \frac{i_{A,pico}}{2} = \frac{i_{B,pico}}{2} = \frac{i_A + i_B}{2} \quad (1.5)$$

Essa corrente deve estar no modo de condução contínua, isto é, a corrente é sempre maior que zero e de sentido positivo como indicado na Fig. 1.16(b).

A tensão de Modo Diferencial, V_{md} , está relacionada com a diferença das tensões de polo v_A e v_B , de acordo com a Eq.(1.6):

$$V_{md} = \frac{v_A - v_B}{2}. \quad (1.6)$$

A corrente diferencial como aparece na Eq.(1.7).

$$i_{md} = \frac{i_A - i_B}{2}. \quad (1.7)$$

Colocando as tensões de polo v_A , v_B e as correntes i_A e i_B em função das tensões de modo comum e diferencial, obtém-se as Eqs. (1.8), (1.9), (1.10) e (1.11).

$$v_A = V_{mc} + V_{md} \quad (1.8)$$

$$v_B = V_{mc} - V_{md} \quad (1.9)$$

$$i_A = i_{mc} + i_{md} \quad (1.10)$$

$$i_B = i_{mc} - i_{md} \quad (1.11)$$

Pela Lei de Kirchof das Correntes-LKC no modelo da Fig. 1.16, a corrente de saída é obtida diretamente pela subtração de i_A e i_B segundo a Eq.(1.12):

$$i_o = i_a - i_b = 2i_{dm}. \quad (1.12)$$

Como demonstrado em [33], aplicando a Lei de Kirchof das Tensões - LKT nos circuitos da Fig. 1.16 obtém-se um par de equações dinâmicas desacopladas para as correntes de modo comum - Eq.(1.13) e diferencial - Eq. (1.14).

$$V_{mc} = V_o + Ri_{md} + L_k \frac{di_{md}}{dt} \quad (1.13)$$

$$V_{md} = Ri_{mc} + (L_k + 2M) \frac{di_{mc}}{dt} \quad (1.14)$$

Estas equações também são as definições dos circuitos equivalentes das Fig. 1.16(a) e Fig. 1.16(b), respectivamente. Além disso, caso R e L_k sejam pequenos, então da Eq. (1.13):

$$V_{mc} \approx V_o, \quad (1.15)$$

e da Eq. (1.4):

$$V_{mc} \approx V_o \approx \frac{v_A + v_B}{2}. \quad (1.16)$$

Conforme a Eq. (1.16), demonstra-se a propriedade dos indutores acoplados na geração de outros níveis de tensão a partir da combinação dos níveis das tensões de polo v_A e v_B . Para o caso específico dos conversores deste trabalho, como os indutores são considerados simétricos, a tensão de saída é a média aritmética das tensões de polo.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O texto deste trabalho de pesquisa está dividido em 6 capítulos e segue-se uma breve descrição de cada uma deles.

O Cap. 1 introduz o tema da conversão multinível, mostrando as possibilidades de aplicação do acoplamento indutivo em conversores multinível com a redução no número de semicondutores de potência, fazendo uma revisão bibliográfica e finalizando com o papel dos indutores acoplados nos conversores propostos.

No Cap. 2 será feita uma análise dos conversores de quatro níveis. Nas seções 2.1 e 2.2 serão discutidos o modelo, os possíveis estados de chaveamento, e a estratégia PWM utilizada para os dois conversores propostos. Vale salientar que um conversor é baseado na estrutura NPC e aqui chamado de “Inversor Híbrido Reduzido tipo NPC de quatro níveis” (IHR-NPC-4N) e outro baseado na estrutura FC e aqui chamado de “Inversor Híbrido Reduzido tipo FC de quatro níveis” (IHR-FC-4N). Além disso, os conversores convencionais que servirão como referências nas comparações dos dois conversores propostos serão brevemente tratados.

No Cap. 3, serão discutidos os conversores de cinco níveis, também baseados em estruturas NPC e FC. Nas seções 3.1 e 3.2 serão discutidos seu regime de operação, os possíveis estados de chaveamento e a estratégia PWM utilizada. São chamados de “Inversor Híbrido Reduzido tipo NPC de cinco níveis” (IHR-NPC-5N) e “Inversor Híbrido Reduzido tipo FC de cinco níveis” (IHR-FC-5N). De modo similar aos de quatro níveis, os conversores convencionais servirão como referências nas comparações dos dois conversores propostos e serão brevemente discutidos.

No Cap. 4 serão dispostas as comparações das estruturas propostas em relação às convencionais segundo parâmetros como: número de componentes, análise da Distorção Harmônica Total – THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*) da corrente de saída, Distorção Harmônica Ponderada- *WTHD* (do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*) da tensão de saída e as perdas elétricas nos semicondutores para cada conversor. Acrescentando as considerações sobre o projeto dos indutores acoplados magneticamente para as quatro estruturas propostas.

No Cap. 5 serão analisados os resultados de simulação e as validações experimentais obtidos para os conversores propostos.

No Capítulo 6 concluem-se os estudos realizados nesta dissertação. Neste capítulo também serão apontados os direcionamentos para os trabalhos futuros como forma de aprimoramento da pesquisa realizada.

1.5 PUBLICAÇÕES

Durante o desenvolvimento do trabalho, foram publicados dois artigos em congressos científicos.

O “Inversor Híbrido Reduzido tipo NPC de quatro níveis” (IHR-NPC-4N) foi discutido no artigo publicado nos anais do XX Congresso Brasileiro de Automática, 2014 (XX CBA), [48].

O “Inversor Híbrido Reduzido tipo FC de quatro níveis” (IHR-FC-4N) foi apresentado na conferência *IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, (INDUSCON, 2014), [49].

2 INVERSORES DE QUATRO NÍVEIS

Este capítulo estuda dois novos inversores que trabalham com quatro níveis na tensão de saída. Na Seção 2.1, o primeiro conversor proposto - IHR-NPC-4N tem dois braços, sendo um de dois níveis e o outro de três níveis do tipo grampeamento do neutro. Na seção 2.2, a segunda topologia proposta - IHR-FC-4N também tem um braço de dois níveis e outro de três níveis, entretanto, este braço é do tipo capacitor flutuante. As topologias propostas foram baseadas na redução total do número de componentes do *Inversor 2L3L-NPC* [40] e do *Inversor 2L3L-FC* [41] tratados nas subseções 2.1.1 e 2.2.2, respectivamente. Para ambos os conversores propostos, serão estudados seu modo de operação e a estratégia de modulação utilizada.

2.1 IHR-NPC-4N: INVERSOR HÍBRIDO REDUZIDO DO TIPO NPC DE 4 NÍVEIS

O conversor proposto tem um braço de dois níveis e um braço de três níveis tipo NPC, conectados através de indutores acoplados magneticamente. Nesta seção serão tratados os modos de operação e a estratégia de modulação do conversor, a partir da sua função de chaveamento. Entretanto, antes disto, o *Inversor 2L3L-NPC* será brevemente discutido.

2.1.1 INVERSOR 2L3L-NPC

Este conversor (Fig. 2.1) proposto originariamente em [40] é composto por seis chaves controladas, dois diodos de grampeamento (D_{b1} e D_{b2}) e quatro fontes CC (V_1 , V_2 , V_3 e V_4). O conversor opera com tensão de saída em quatro níveis sendo necessário fazer com que $V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = V$.

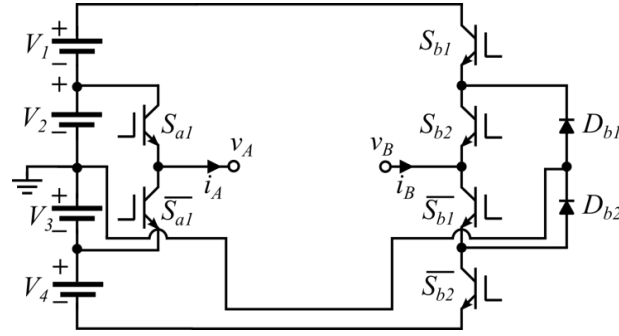


Fig. 2.1: Inversor 2L3L-NPC proposto em [40].

A tensão na carga, V_O , é dada segundo a Eq. (2.1).

$$V_O = v_A - v_B \quad (2.1)$$

Sendo a tensão de polo v_A segundo as operações da Eq. (2.2).

$$v_A = V \text{ se } s_3 = 1 \quad (2.2)$$

$$v_A = -V \text{ se } s_3 = 0$$

E a tensão de polo v_B segundo (2.3).

$$v_B = +2V \text{ se } s_1 = s_2 = 1$$

$$v_B = 0 \text{ se } \bar{s}_1 = s_2 = 1 \quad (2.3)$$

$$v_B = -2V \text{ se } s_1 = s_2 = 0$$

Com s_j ($i = a, b$) e ($j = 1, 2, 3$) representando os estados de condução das chaves, sendo $s_{ij} = 1$ para a chave S_{ij} ligada e $s_{ij} = 0$ para a chave S_{ij} desligada. Considerando todos os estados de chaveamento utilizados, o conversor tem a tensão de saída de acordo com a Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o 2L3L-NPC.

Modo	Estado	s_{a1}	s_{b1}	s_{b2}	v_A	v_B	V_O
1	P_1	1	0	0	$+V$	$-2V$	$+3V$
2	P_2	0	0	0	$-V$	$-2V$	$+V$
3		1	0	1	$+V$	0	
4	N_1	1	1	1	$+V$	$+2V$	$-V$
5		0	0	1	$-V$	0	
6	N_2	0	1	1	$-V$	$+2V$	$-3V$

A estratégia de modulação PWM aplicada ao conversor é a combinação de duas estratégias de modulação, sendo uma aplicada ao braço de dois níveis e a outra aplicada ao braço de três níveis [40]. No braço de dois níveis, apenas uma portadora é utilizada

ao passo que no braço de três níveis são necessárias duas portadoras, sendo as tensões de referência conforme a Eq. (2.4).

$$v_A^* = \frac{V_o^*}{2}$$

$$v_B^* = -\frac{V_o^*}{2}$$
(2.4)

Na Fig. 2.2 está o esquema de comando simplificado.

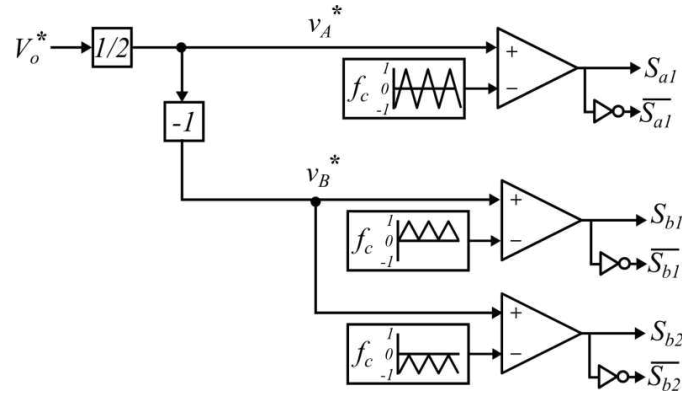


Fig. 2.2: Estratégia de modulação PWM para o Inversor 2L3L-NPC.

2.1.2 DESCRIÇÃO E OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

A topologia IHR-NPC-4N (Fig. 2.3), diferentemente do *Inversor 2L3L*, pode ser vista como uma meia ponte de quatro níveis. Os elementos que constituem o inversor são: três chaves ativas e unidirecionais (S_{a1} , S_{b1} e S_{b2}), quatro diodos (D_{a1} , D_{b1} , D_{b2} e D_{b3}), dois indutores acoplados magneticamente (L_a e L_b) e quatro fontes CC fornecendo as tensões V_1 , V_2 , V_3 e V_4 . A chave S_{a1} e o diodo D_{a1} são usados na composição do braço de dois níveis, enquanto que as chaves S_{b1} e S_{b2} , os diodos D_{b1} e D_{b2} e o diodo de grampeamento do neutro D_{b3} compõem o braço de três níveis. Lembrando que os diodos D_{b1} e D_{b2} podem ser substituídos por um único diodo, entretanto, optou-se por utilizá-los para manter a simetria com relação à tensão de bloqueio no braço de três níveis. Ainda, é necessário que $V_1=V_2=V_3=V_4=V$ para garantir que todas as chaves ativas operem sob a mesma tensão de bloqueio e uma tensão de saída simétrica.

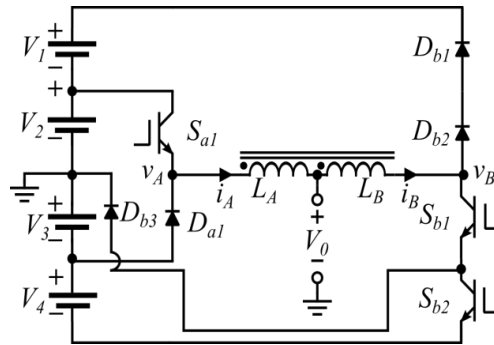


Fig. 2.3: IHR-NPC-4N: Inversor Híbrido Reduzido tipo NPC de quatro níveis.

Os modos de operação do inversor são definidos a partir das possibilidades do estado de chaveamento (eliminando os estados não utilizados) e do efeito indutivo na geração de níveis na tensão de saída conforme os circuitos equivalentes da Fig. 2.4 e descritos a seguir:

Modo 1 {100} – O disparo de S_{a1} faz com que o diodo D_{a1} fique inversamente polarizado e que as correntes i_A e i_B circulem pela chave S_{a1} e pelos diodos D_{b1} e D_{b2} , respectivamente. A tensão v_{AB} é igual a $-V$;

Modo 2 {000} – As três chaves estão desligadas, as correntes nos enrolamentos i_A e i_B , circulam apenas através dos diodos e a tensão v_{AB} igual a $-3V$;

Modo 3 {110} – O disparo de S_{a1} e S_{b1} faz com que a correntes i_A circule por S_{a1} e i_B circule por S_{b1} e pelo diodo D_{b3} . Os diodos D_{b1} e D_{b2} ficam em estado de bloqueio e v_{AB} é igual a $+V$;

Modo 4 {111} – Com o disparo das três chaves S_{a1} , S_{b1} e S_{b2} as correntes nos enrolamentos i_A e i_B circulam apenas através das três chaves e a tensão v_{AB} é igual a $+3V$;

Modo 5 {010} – O disparo de apenas S_{b1} permite que somente os diodos D_{a1} e D_{b3} conduzam, e a tensão v_{AB} é igual a $-V$;

Modo 6 {011} – Neste modo só S_{b1} e S_{b2} são disparadas, as correntes nos enrolamentos i_A e i_B circulam, respectivamente, por D_{a1} , S_{b1} e S_{b2} . A tensão v_{AB} é igual a $+V$;

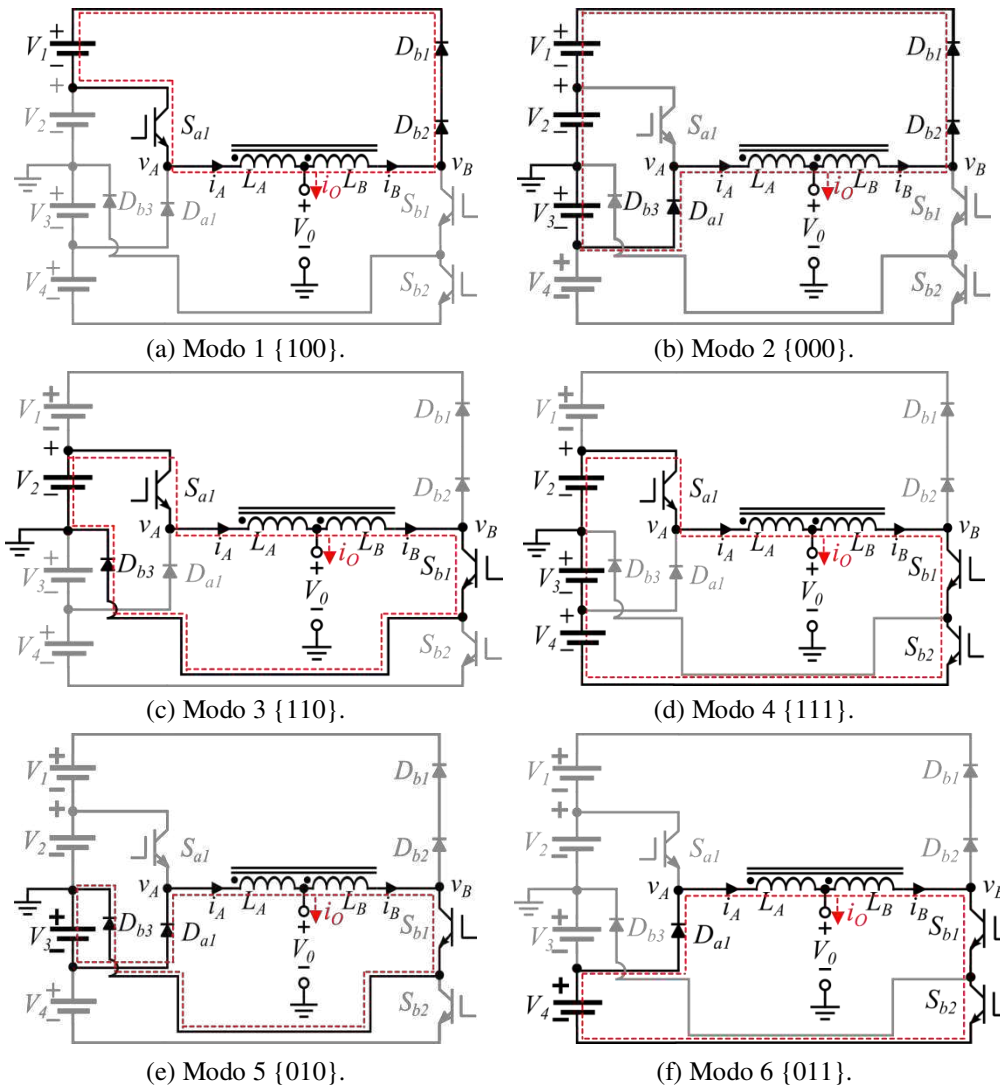


Fig. 2.4: Modos de operação para o IHR-NPC-4N.

O modelo do conversor pode ser simplificado como indicado na Fig. 2.5, sendo que as tensões em cada braço do conversor v_A e v_B , para os modos utilizados, são definidas na Eq. (2.5).

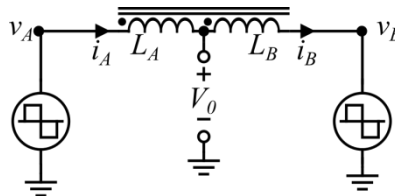


Fig. 2.5: Modelo simplificado do conversor proposto.

$$\begin{aligned}
 v_A &= V(2S_{a1} - 1) \\
 v_B &= -2V(S_{b1} + S_{b2} - 1)
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

As chaves S_{a1} , S_{b1} e S_{b2} podem assumir os valores 0 ou 1, correspondentes ao estado de bloqueio ou condução, das chaves, respectivamente.

Segundo a Eq. (2.5) e considerando o papel dos indutores acoplados, a tensão de saída V_O (Eq. (2.6)) tem quatro níveis (Tabela 2.2) e dada segundo a Eq. (1.16).

$$V_O = V(S_{a1} - S_{b1} - S_{b2} + \frac{1}{2}) \quad (2.6)$$

Tabela 2.2: Estados de chaveamento do conversor IHR-NPC-4N.

Modo	Estado	s_{a1}	s_{b1}	s_{b2}	v_A	v_B	V_O
1	P_1	1	0	0	$+V$	$+2V$	$+\frac{3V}{2}$
2	P_2	0	0	0	$-V$	$+2V$	$+\frac{V}{2}$
3		1	1	0	$+V$	0	
4	N_1	1	1	1	$+V$	$-2V$	$-\frac{V}{2}$
5		0	1	0	$-V$	0	
6	N_2	0	1	1	$-V$	$-2V$	$-\frac{3V}{2}$

2.1.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PWM PROPOSTA

A geração de um número maior de níveis na tensão de saída para um mesmo número de chaves controladas ativamente é umas das vantagens associadas ao uso dos indutores acoplados. Entretanto, isto só pode ser alcançado forçando a condução contínua da corrente através dos indutores. Este requerimento faz com que a estratégia de modulação proposta garanta esta condição de operação. Além disso, a realização da estratégia de modulação deve ser, tal que o conversor tenha o melhor desempenho na redução de harmônicos. Para o conversor proposto de $n = 4$ níveis, são necessárias $n-1 = 3$ portadoras. Neste caso, o braço de dois níveis é controlado via modulação senoidal com uma portadora, enquanto que no braço tipo NPC a comparação é feita com duas portadoras defasadas em nível, estratégia conhecida como modulação por deslocamento em nível das portadoras (LSPWM, do inglês *Level Shift PWM*). As principais vantagens associadas a esta estratégia de modulação é o fato de ser de fácil implementação experimental, permitir as mesmas tensões de bloqueio nas chaves, como verificado nas validações do Cap.5 e garantir um bom desempenho harmônico na tensão de saída.

A partir do modelo do conversor, a tensão de referência pode ser definida como a tensão senoidal desejada na saída. Definindo a tensão de referência na Eq. (2.7) fica, então, determinada a tensão desejada na carga.

$$V_o^* = m_a \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (2.7)$$

Segundo a Eq. (1.11) a tensão de referência desejada na carga é a média aritmética das tensões de referência v_A^* e v_B^* , então,

$$V_o^* = \frac{v_A^* + v_B^*}{2},$$

ou seja, basta fazer:

$$V_o^* = v_A^* = v_B^* \quad (2.8)$$

Em princípio, a tensão de polarização (Eq. (2.7)), que determina a corrente circulante entre os dois enrolamentos, deve garantir a condução contínua desta corrente. Em [33] a solução proposta faz com que um offset m_o seja somado na tensão de polo de referência do braço a e que o mesmo offset m_o seja subtraído da tensão de polo de referência do braço b . Considerando esta condição fica determinada a Eq. (2.9) a partir da Eq.(1.6).

$$V_{md}^* = \frac{(V_o^* + m_o) - (V_o^* - m_o)}{2} = m_o \quad (2.9)$$

Em outras palavras, a tensão em *modo diferencial* tem um valor médio diferente de zero, que gera uma corrente contínua de modo comum, forçando a condução dos diodos e garantindo a correta operação do conversor. O esquema da estratégia de modulação está indicado na Fig. 2.6.

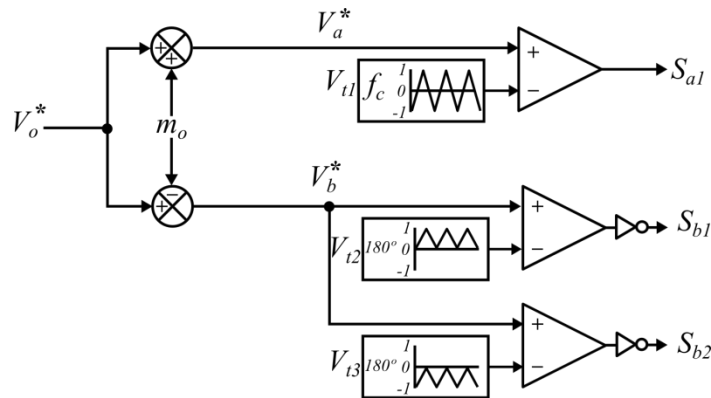


Fig. 2.6: Estratégia de modulação PWM para o IHR-NPC-4N.

As novas tensões de referência $V_a^* = v_A^* + m_o$ e $V_b^* = v_B^* - m_o$; as portadoras: V_{t1} , V_{t2} e V_{t3} , e os pulsos de chaveamento de S_{a1} , S_{b1} e S_{b2} estão indicados em detalhes na Fig. 2.7.

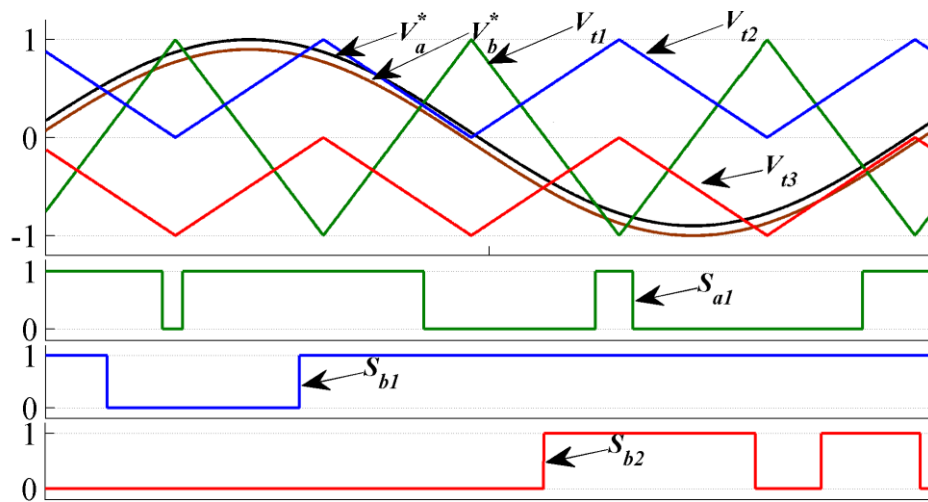


Fig. 2.7: Tensões de referência, portadoras e pulsos de chaveamento para o IHR-NPC-4N.

2.2 IHR-FC-4N: INVERSOR HÍBRIDO REDUZIDO DO TIPO FC DE 4 NÍVEIS

O conversor proposto, baseado no *Inversor 2L3L-FC*, tem um braço de dois níveis e um braço de três níveis tipo FC, também conectados através de indutores acoplados magneticamente. Nesta seção serão tratados os modos de operação e a estratégia de modulação do conversor, a partir da sua função de chaveamento. Em primeiro lugar, o *Inversor 2L3L-FC* será brevemente discutido.

2.2.1 INVERSOR 2L3L-FC

Este conversor, proposto em [41], é parecido ao *Inversor 2L3L-NPC*, sendo que, neste caso, o braço de três níveis agora é do tipo Capacitor Flutuante (Fig. 2.8).

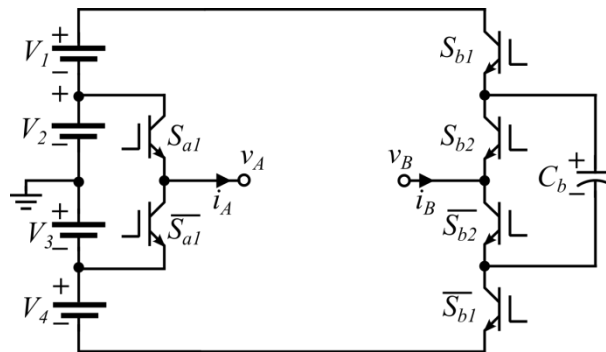


Fig. 2.8: Inversor 2L3L-FC proposto em [41].

O inversor é composto por seis chaves controladas, um capacitor flutuante e três fontes CC isoladas. Este conversor também opera com tensão de saída em quatro níveis sendo necessário fazer com que $V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = V$ e $V_{Cb} = 2V$.

A operação do conversor é similar a do tipo NPC, sendo a tensão na carga V_O conforme a Eq. (2.1), as tensões de polo v_A e v_B segundo as Eqs. (2.2) e (2.3), respectivamente.

Com s_j ($i = a, b$) e ($j = 1, 2, 3$) representando os estados de condução das chaves, sendo $s_{ij} = 1$ para a chave S_{ij} ligada e $s_{ij} = 0$ para a chave S_{ij} desligada. Considerando todos os estados de chaveamento possíveis, o conversor tem quatro níveis distintos da tensão de saída de acordo com a Tabela 2.3.

Tabela 2.3: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o 2L3L-FC

Modo	Estado	s_{a1}	s_{b1}	s_{b2}	v_A	v_B	$V_O = v_{AB}$
1	P_1	1	0	0	$+V$	$-2V$	$+3V$
2	P_2	0	0	0	$-V$	$-2V$	$+V$
3		1	1	0	$+V$	0	
4		1	0	1	$+V$	0	
5	N_1	1	1	1	$+V$	$+2V$	$-V$
6		0	1	0	$-V$	0	
7		0	0	1	$-V$	0	
8	N_2	0	1	1	$-V$	$+2V$	$-3V$

A estratégia de modulação *PWM* aplicada ao conversor também é a combinação de duas estratégias de modulação [41]. No braço de dois níveis, apenas uma portadora é utilizada ao passo que no braço de três níveis são necessárias duas portadoras, sendo as tensões de referência segundo a Eq. (2.10).

$$v_A^* = \frac{2V_o^*}{3} \tag{2.10}$$

$$v_B^* = -\frac{V_o^*}{3}$$

O esquema de comando simplificado para este conversor aparece na Fig. 2.9.

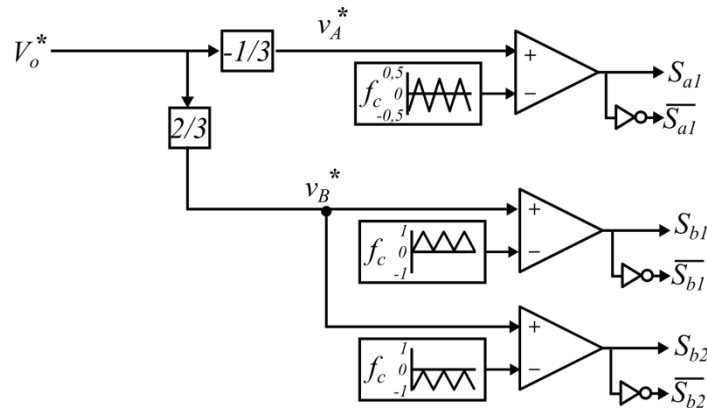


Fig. 2.9: Estratégia de modulação *PWM* para o 2L3L-FC.

2.2.2 DESCRIÇÃO E OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

O inversor é constituído por três chaves ativas e unidirecionais (S_{a1} , S_{b1} e S_{b2}), três diodos (D_{a1} , D_{b1} e D_{b2}), um capacitor flutuante (C_b), dois indutores acoplados magneticamente (L_a e L_b) e quatro fontes CC isoladas (V_1 , V_2 , V_3 e V_4) conforme a Fig. 2.10 a chave S_{a1} e o diodo D_{a1} são usados na composição do braço de dois níveis,

enquanto que as chaves S_{b1} e S_{b2} os diodos D_{b1} e D_{b2} e o capacitor flutuante C_b compõem o braço de três níveis. É necessário que $V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = V$ para garantir que todas as chaves ativas operem sob a mesma tensão de bloqueio e uma tensão de saída simétrica. Ainda é possível usar apenas uma fonte na entrada e realizar uma estratégia de controle destas tensões individuais do barramento utilizando conversores CC/CC como em [42], mas, esta operação não é discutida neste trabalho.

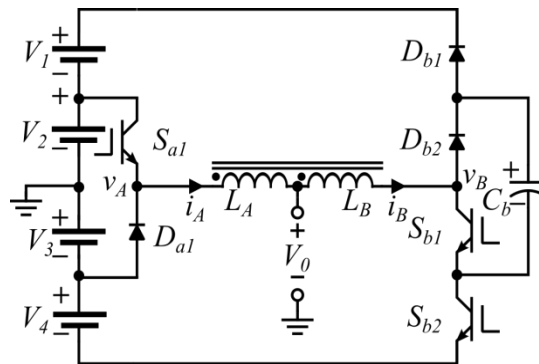


Fig. 2.10: IHR-FC-4N: Inversor Híbrido Reduzido tipo FC de quatro níveis.

Considerando a primeira condição dos quatro níveis na tensão de saída, os modos de operação do inversor são definidos a partir das possibilidades do estado de chaveamento, conforme os circuitos equivalentes da Fig. 2.11 e descritos a seguir:

Modo 1{100}: O disparo de S_{a1} faz com que o diodo D_{a1} fique inversamente polarizado e que as correntes i_A e i_B circulem pela chave S_{a1} e pelos diodos D_{b1} e D_{b2} , respectivamente, a tensão v_{AB} é igual a $-V$;

Modo 2{000}: As três chaves estão desligadas, as correntes nos enrolamentos i_A e i_B circulam apenas através dos diodos, a tensão v_{AB} é igual a $-3V$;

Modo 3{110}: O disparo de S_{a1} e S_{b1} faz com que a corrente i_a circule por S_{a1} e a corrente i_b circule por S_{b1} e pelo capacitor C_b , o diodo D_{b2} fica em estado de bloqueio e v_{AB} é igual a $+V$;

Modo 4 {101}: O disparo de S_{a1} e S_{b2} faz com que a corrente i_a circule por S_{a1} e a corrente i_b circule por D_{b2} pelo capacitor C_b e pela chave S_{b2} , respectivamente, o diodo D_{b1} fica em estado de bloqueio e v_{AB} é igual a $+V$;

Modo 5 {111}: Com o disparo das três chaves S_{a1} , S_{b1} e S_{b2} as correntes nos enrolamentos i_a e i_b circulam apenas através das três chaves e a tensão v_{AB} é igual a $+3V$;

Modo 6 {010}: O disparo de apenas S_{b1} permite que somente os diodos D_{a1} e D_{b1} conduzam e a tensão v_{AB} seja igual a $-V$;

Modo 7 {001}: O disparo de apenas S_{b2} permite que somente os diodos D_{a1} e D_{b2} conduzam; e a tensão v_{AB} é igual a $-V$;

Modo 8 {011}: Neste modo só S_{b1} e S_{b2} são disparadas, as correntes nos enrolamentos a e b circulando, respectivamente, por D_{a1} , S_{b1} e S_{b2} , a tensão v_{AB} é igual a $+V$.

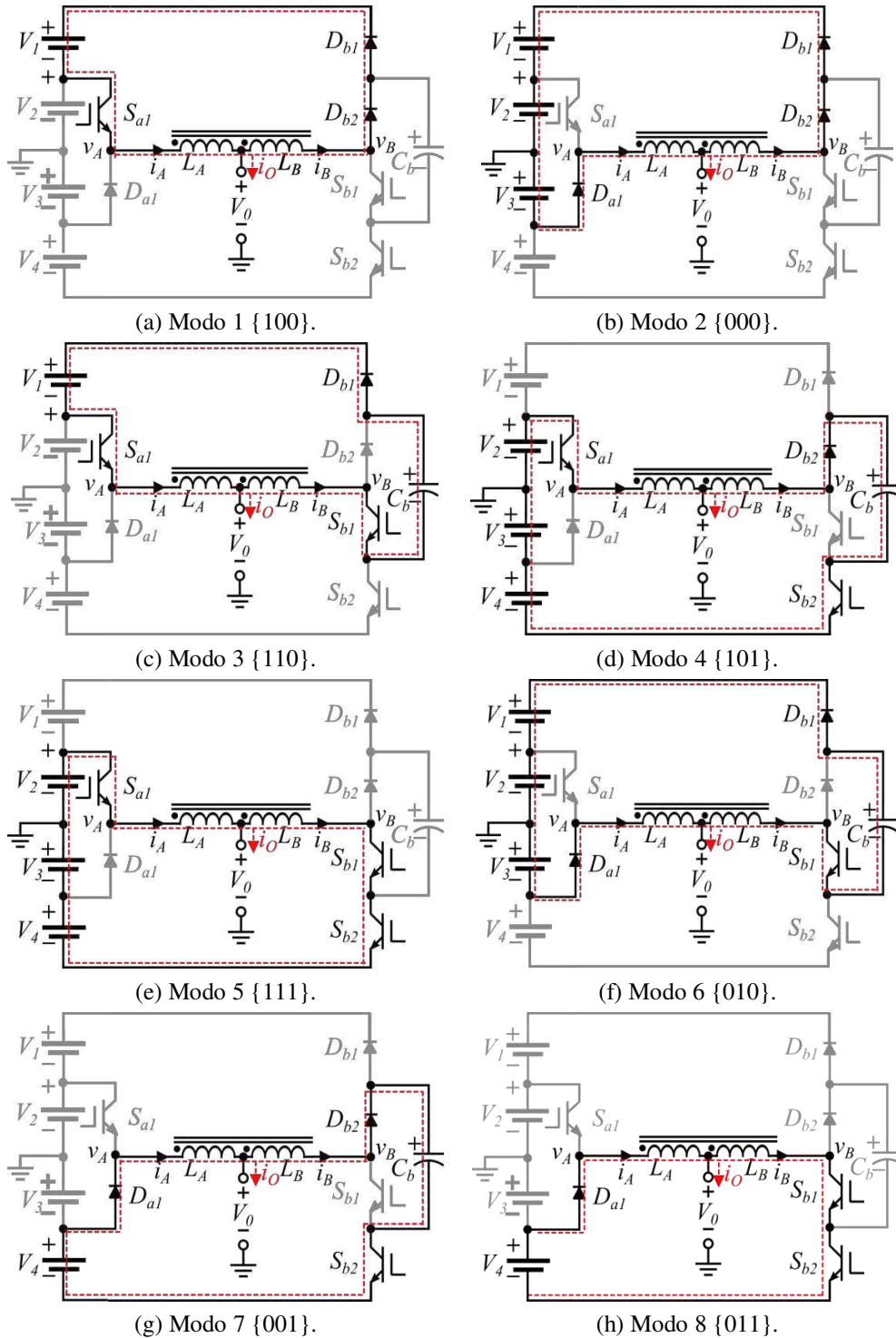


Fig. 2.11: Modos de operação do IHR-FC-4N.

As tensões em cada braço do conversor v_A e v_B , para os modos utilizados são definidas segundo a Eq. (2.5) e a tensão de saída V_O segundo a Eq. (2.6).

Considerando todos os modos de operação indicados na Fig. 2.11 a tensão de saída tem quatro níveis (Tabela 2.4). Além disso, os Modos 2, 3 e 4 são redundantes e geram uma tensão de saída igual a $+V/2$, já os Modos 5, 6 e 7 também são redundantes e resultam em uma tensão na carga V_O igual a $-V/2$. Importante observar que IHR-FC-4N tem oito modos possíveis de chaveamento, ao passo que IHR-NPC-4N tem seis estados possíveis. Isto faz com que este conversor tenha um maior grau de liberdade com relação ao IHR-NPC-4N, e pode facilitar a sua operação de acordo com a estratégia de modulação escolhida, além de equilibrar os estresses nas chaves, pois será possível definir, de acordo com a conveniência, os diferentes modos de operação para a obtenção dos estados desejados.

Tabela 2.4: Estados de chaveamento do conversor IHR-FC-4N.

Modo	Estado	s_{a1}	s_{b1}	s_{b2}	v_A	v_B	V_O
1	P_1	1	0	0	$+V$	$+2V$	$+\frac{3V}{2}$
2	P_2	0	0	0	$-V$	$+2V$	$+\frac{V}{2}$
3		1	1	0	$+V$	0	
4		1	0	1	$+V$	0	
5	N_1	1	1	1	$+V$	$-2V$	$-\frac{V}{2}$
6		0	1	0	$-V$	0	
7		0	0	1	$-V$	0	
8	N_2	0	1	1	$-V$	$-2V$	$-\frac{3V}{2}$

2.2.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PWM PROPOSTA

Além de garantir a condução dos diodos, a estratégia escolhida também deve garantir o balanceamento da tensão no capacitor flutuante C_b . A modulação por deslocamento de fase das portadoras (PSPWM, do inglês *Phase Shift PWM*) garante que o tempo de carregamento seja igual ao tempo de descarregamento do capacitor flutuante em um ciclo da tensão da rede, [43] e [44]. Ou seja, os estados 1, 2, 5 e 8 são aplicados, sequencialmente, durante a mesma duração de tempo e garantem o equilíbrio da tensão em C_b . Para o conversor proposto de $n = 4$ níveis, são necessárias $n - 1 = 3$ portadoras, sendo a defasagem (φ) entre cada portadora, segundo a Eq. (2.11).

$$\varphi = \frac{360^\circ}{(n-1)} = 120^\circ \quad (2.11)$$

A partir do modelo do conversor (Fig. 2.5), a tensão de referência pode ser definida como a tensão senoidal desejada na saída. Definindo a tensão de referência como na Eq. (2.7), fica determinada a tensão desejada na carga, e as tensões de polo de referência dos braços a e b são determinadas segundo a Eq.(2.8). Aplicando o offset m_o às tensões de referência dos braços a e b , como na Eq. (2.9), ocorre a condição de condução contínua da corrente nos enrolamentos dos indutores para correta condução dos diodos.

Na Fig. 2.12 está ilustrado o esquema da estratégia de modulação utilizada.

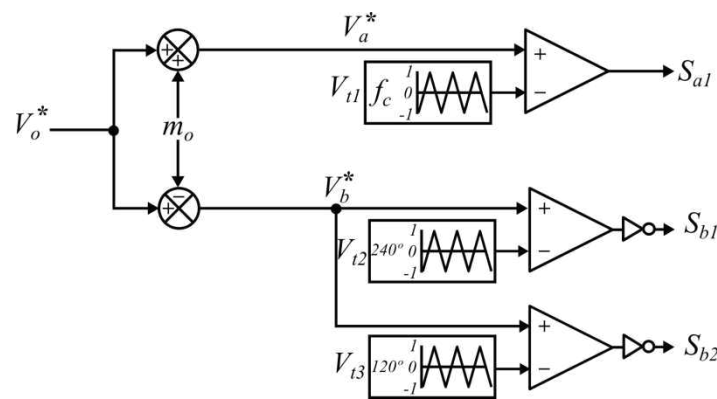


Fig. 2.12: Estratégia de modulação PWM para IHR-FC-4N.

De acordo com a Fig. 2.12 os estados de chaveamento de S_{a1} , S_{b1} e S_{b2} são obtidos pela comparação das novas tensões de referência $V_a^* = v_A^* + m_o$ e $V_b^* = v_B^* - m_o$ com três portadoras, V_{t1} , V_{t2} e V_{t3} , defasadas de 120° , como indicado na Fig. 2.13.

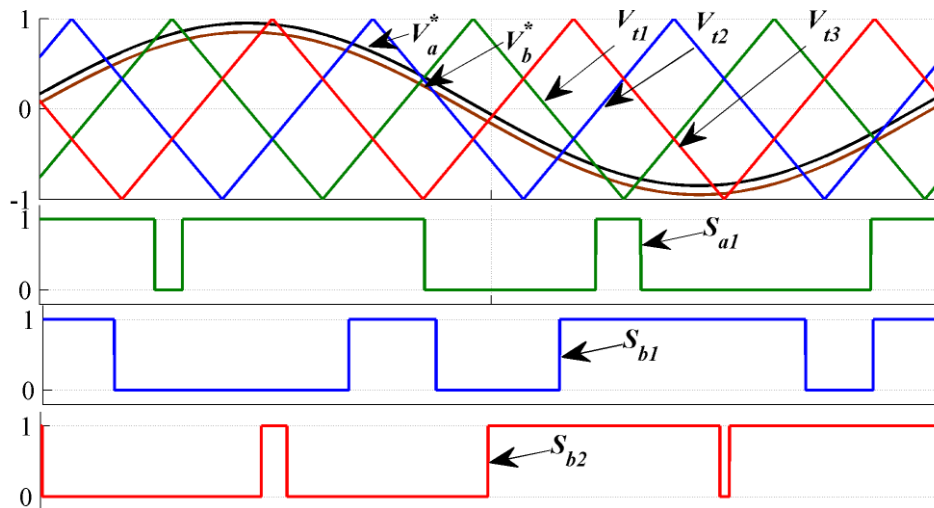


Fig. 2.13: Tensões de referência, portadoras e pulsos de chaveamento para IHR-FC-4N.

As principais vantagens associadas a esta estratégia de modulação é o fato de ser de fácil implementação, garantir o equilíbrio da tensão no capacitor flutuante por utilizar o mesmo tempos de carregamento/descarregamento e provocar os mesmos estresses de tensão nas chaves, verificados nos resultados do Cap.5.

2.3 CONCLUSÃO

Ambos os conversores apresentaram significativa redução no número de semicondutores, com relação aos conversores convencionais. Em termos quantitativos, os inversores que utilizaram acoplamento indutivo, obtiveram melhor relação entre o número de níveis da tensão de saída pelo número de chaves da topologia.

Por outro lado, para a correta operação destes conversores houve a necessidade de acrescentar um nível CC na tensão de referência de cada braço para satisfazer a condição de condução dos diodos. Como desvantagem desta técnica está o fato de que é um procedimento heurístico e de malha aberta, que não administra adequadamente este requerimento, principalmente em condições de transitório de carga.

De acordo com as estratégias de modulação escolhidas, o sinal de tensão da saída para o IHR-NPC-4N tem uma frequência média igual ao dobro da frequência de chaveamento f_c ao passo que o IHR-FC-4N tem uma frequência média igual ao triplo da frequência de chaveamento. Além disso, o IHR-FC-4N tem um maior grau de liberdade pelo fato do IHR-NPC-4N ter dois estados não utilizados. Uma solução para aumentar o grau de liberdade do IHR-NPC-4N seria acrescentar uma chave a mais para o grampeamento do neutro no braço b , semelhante ao feito em [15].

3 INVERSORES DE CINCO NÍVEIS

Este capítulo propõe dois conversores que também fazem uso do acoplamento magnético associado à redução do número de chaves baseados nas estruturas introduzidas em [33]. A diferença está no fato destes conversores apresentarem uma redução ainda maior de semicondutores, ao custo de manter metade da tensão do barramento sobre a chave do braço de dois níveis, quando esta estiver bloqueada. Serão feitas considerações sobre cada topologia, a operação dos conversores e finalmente, serão discutidas as estratégias de modulação utilizadas em cada conversor.

A partir do princípio apresentado por [33] indicando uma sequência de etapas na redução de semicondutores nos braços dos conversores conectados em paralelo como uma Ponte H através dos indutores acoplados, nas subseções 3.1.1 e 3.2.1 serão apresentadas as topologias que servirão como base na comparação com os propostos.

O primeiro é composto por dois braços de três níveis NPC com menor número de semicondutores do que o NPC convencional e conectados em ponte H através dos indutores acoplados. Em [33] este conversor recebe o título de *Inversor Reduzido NPC de 5 níveis* (ou do inglês, *5L-RNPC- 5 Level Reduced NPC Inverter*). O segundo, do tipo FC, é chamado de *Inversor Reduzido FC de 5 níveis* (ou do inglês, *5L- RFC- 5 Level Reduced FC Inverter*).

Na seção 3.1 será estudado o *Inversor Híbrido Reduzido NPC de 5 níveis*, e na seção 3.2 o *Inversor Híbrido Reduzido FC de 5 níveis*.

3.1 IHR-NPC-5N: INVERSOR HÍBRIDO REDUZIDO DO TIPO NPC DE 5 NÍVEIS

Este conversor pode ser visto como uma simplificação do conversor apresentado em [33] e será discutido na seção 3.1.1. A topologia proposta possibilita a manutenção dos cinco níveis na tensão de saída, mesmo com a redução para um braço de dois níveis, devido ao efeito do acoplamento indutivo entre os braços. Neste caso, a tensão do

barramento é dividida em duas para o referencial da tensão de saída no grampeamento do neutro. Antes da análise do conversor proposto será discutida a operação do IR-NPC-5N.

3.1.1 IR-NPC-5N: INVERSOR REDUZIDO NPC DE 5 NÍVEIS

O conversor (Fig. 3.1) IR-NPC-5N é composto por: quatro chaves (S_{a1} , S_{a2} , S_{b1} e S_{b2}); quatro diodos (D_{a1} , D_{a2} , D_{b1} e D_{b2}) e dois diodos de grampeamento (D_{a3} e D_{b3}); dois indutores acoplados magneticamente; e duas fontes CC fornecendo as tensões V_1 e V_2 . É necessário que $V_1 = V_2 = V$ para garantir que todas as chaves ativas operem sob a mesma tensão de bloqueio e uma tensão de saída simétrica.

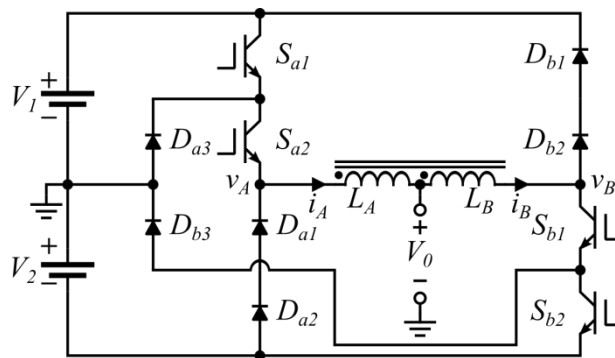


Fig. 3.1: Conversor de 5 níveis com braços NPC conectados em ponte.

As tensões de polo v_A definidas segundo as Eqs. (3.1)

$$\begin{aligned} v_A &= +2V \text{ se } s_{a1} = s_{a2} = 1 \\ v_A &= 0 \text{ se } s_{a1} = 0 \text{ e } s_{a2} = 1 \\ v_A &= -2V \text{ se } s_{a1} = s_{a2} = 0 \end{aligned} \quad (3.1)$$

E as tensões de polo v_B conforme as Eqs. (3.2)

$$\begin{aligned} v_B &= +2V \text{ se } s_{b1} = s_{b2} = 0 \\ v_B &= 0 \text{ se } s_{b1} = 1 \text{ e } s_{b2} = 0 \\ v_B &= -2V \text{ se } s_{b1} = s_{b2} = 1 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Com s_{ij} ($i = a, b$) e ($j = 1, 2, 3$) representando os estados de condução das chaves, sendo $s_{ij} = 1$ para a chave ligada S_{ij} e $s_{ij} = 0$ para a chave S_{ij} desligada. Considerando todos os estados de chaveamento, excluindo os estados não utilizados, o conversor apresenta os estados de chaveamento conforme a Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o IR-NPC-5N

Modo	Estado	s_{a1}	s_{a2}	s_{b1}	s_{b2}	v_A	v_B	V_O
1	P_1	1	1	0	0	$+V$	$+V$	$+V$
2	P_2	0	1	0	0	0	$+V$	$+\frac{V}{2}$
3		1	1	1	0	$+V$	0	
4	O_1	0	0	0	0	$-V$	$+V$	0
5		0	1	1	0	0	0	
6		1	1	1	1	$+V$	$-V$	
7	N_1	0	0	1	0	$-V$	0	$-\frac{V}{2}$
8		0	1	1	1	0	$-V$	
9	N_2	0	0	1	1	$-V$	$-V$	$-V$

Conforme os requisitos de condução dos diodos, a estratégia de modulação deve garantir a correta operação do conversor. Ainda segundo [33], a estratégia com melhor desempenho e que permite o cancelamento de determinados harmônicos na tensão de saída é a LSPWM.

O esquema de comando simplificado aparece na Fig. 3.2. Os pulsos de chaveamento de S_{a1} e S_{a2} são obtidos pela comparação da tensão de polo de referência v_A^* com duas portadoras triangulares deslocadas em nível, enquanto que a tensão v_B^* será comparada com outras duas portadoras para definir o estado de chaveamento de S_{b1} e S_{b2} , respectivamente. Lembrando que o mesmo offset m_0 é utilizado para composição do controle em malha aberta requerido pela topologia.

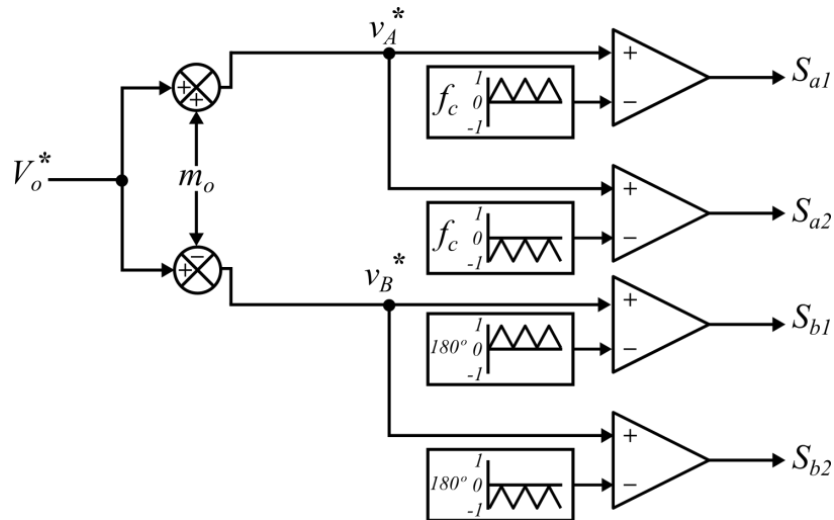


Fig. 3.2: Estratégia de modulação LSPWM do IR-NPC-5N proposto em [33].

3.1.2 DESCRIÇÃO E OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

O inversor proposto (Fig. 3.3) é constituído por três chaves ativas e unidirecionais em corrente (S_{a1} , S_{a2} e S_{b1}); três diodos (D_{a1} , D_{a2} e D_{b1}) e um diodo de grampeamento do neutro (D_{a3}); dois indutores acoplados magneticamente (L_A e L_B) e duas fontes CC isoladas (V_1 e V_2). A chave S_{b1} e o diodo D_{b1} são usados na composição do braço de dois níveis, enquanto que as chaves S_{a1} e S_{a2} , e os diodos D_{a1} , D_{a2} e D_{a3} compõem o braço de três níveis. Vale salientar ainda que D_{a1} e D_{a2} podem ser substituídos por um único diodo, pois ambos têm as mesmas condições de bloqueio/condução, entretanto, optou-se por seu uso pelo fato de manter a simetria da configuração NPC no braço de três níveis. Para garantir uma tensão de saída simétrica é necessário que $V_1 = V_2 = V$.

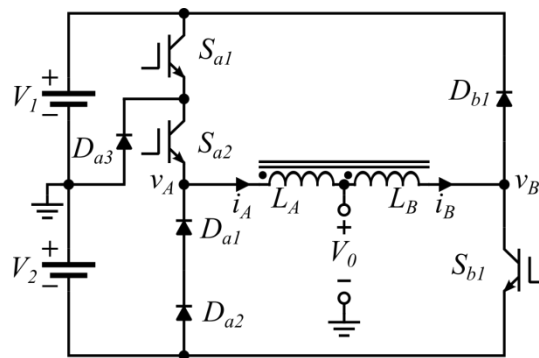


Fig. 3.3: IHR-NPC-5N: Inversor de cinco níveis com braços complementares tipo NPC e meia ponte.

Considerando a condição dos cinco níveis na tensão de saída, os modos de operação do inversor são definidos a partir das possibilidades do estado de chaveamento (Tabela 3.2), eliminando os estados não utilizados, conforme os circuitos equivalentes da Fig. 3.4 e descritos a seguir:

Modo 1 {110}: O disparo de S_{a1} e S_{a2} faz com que a corrente i_A circule por S_{a1} e S_{a2} e a corrente i_B circule por D_{b1} , e v_{AB} é igual a 0;

Modo 2 {010}: O disparo de apenas S_{a2} permite que somente os diodos D_{a3} e D_{b1} conduzam e a tensão v_{AB} seja igual a $-V$;

Modo 3 {000}: As três chaves estão desligadas, as correntes nos enrolamentos i_a e i_b circulam apenas através dos diodos, a tensão v_{AB} é igual a $-2V$;

Modo 4 {111}: Com o disparo das três chaves S_{a1} , S_{a2} e S_{b1} as correntes nos enrolamentos i_A e i_B circulam apenas através das três chaves e a tensão v_{AB} é igual a $+2V$;

Modo 5 {011}: Neste modo, só S_{a2} e S_{b1} são disparadas, as correntes nos enrolamentos a e b circulando, respectivamente, por D_{a3} e S_{b1} , a tensão v_{AB} é igual a $+V$;

Modo 6 {001}: O disparo de apenas S_{b1} permite que somente os diodos D_{a1} e D_{a2} conduzam, e a tensão v_{AB} é igual a 0.

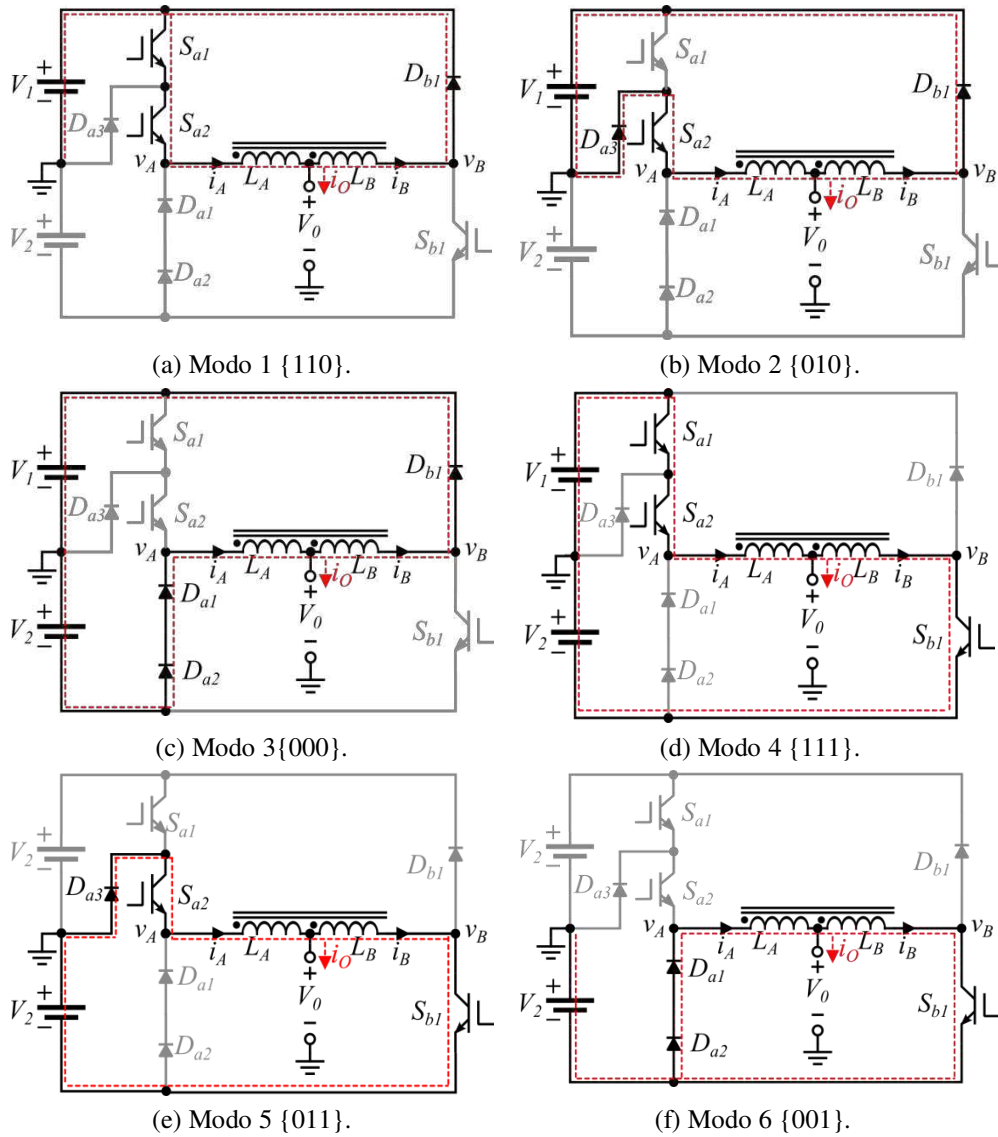


Fig. 3.4: Modos de operação do IHR-NPC-5N.

Tabela 3.2: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o IHR-NPC-5N.

Modo	Estado	s_{a1}	s_{a2}	s_{b1}	v_A	v_B	V_O
1	P_1	1	1	0	$+V$	$+V$	$+V$
2	P_2	0	1	0	0	$+V$	$+\frac{V}{2}$
3	O_1	0	0	0	$-V$	$+V$	0
4		1	1	1	$+V$	$-V$	
5	N_1	0	1	1	0	$-V$	$-\frac{V}{2}$
6	N_2	0	0	1	$-V$	$-V$	$-V$

Analicamente, o conversor pode ser simplificado pelas equações representativas das tensões em cada braço do conversor v_A e v_B , em função dos estados de chaveamento para os modos possíveis, definidas segundo as Eqs. (3.3) e (3.4) e a tensão de saída V_O segundo a Eq. (3.5)

$$v_A = V \cdot (s_{a1} + s_{a2} - 1) \quad (3.3)$$

$$v_B = V \cdot (1 - 2 \cdot s_{b1}) \quad (3.4)$$

$$V_O = \frac{V}{2} \cdot (s_{a1} + s_{a2} - 2 \cdot s_{b1}) \quad (3.5)$$

onde s_{a1} , s_{a2} e s_{b1} podem assumir os valores 0 ou 1, correspondentes ao estado de bloqueio ou condução, das chaves, respectivamente.

3.1.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PWM PROPOSTA

Segundo a Tabela 3.2, existem cinco níveis na tensão de saída que podem ser obtidos a partir da estratégia de modulação escolhida. Para este conversor, a estratégia desenvolvida foi baseada na divisão do conversor em dois estágios similar ao proposto em [36], onde o controle das chaves é realizado em alta e baixa frequência da seguinte forma: o primeiro estágio, de maior tensão sobre os semicondutores, é composto pelo braço b de dois níveis e trabalha em baixa frequência ($60,0 \text{ Hz}$); e o estágio de menor tensão constitui o braço a do tipo NPC e é controlado em alta frequência ($10,0 \text{ kHz}$).

Vale salientar ainda, que a condição de condução contínua é determinada por um m_o , calculado empiricamente, que somado à tensão de referência do braço a gera um nível CC nas correntes dos enrolamentos dos indutores acoplados, garantindo a sua operação de modo contínuo, similar aos conversores propostos no Cap. 2.

Por serem comutados de acordo com a frequência da rede, os sinais de chaveamento de S_{b1} no braço b são controlados apenas em função do sinal positivo ou negativo da tensão de referência v_B^* . Por sua vez, os sinais de chaveamento de S_{a1} e S_{a2} do braço a são gerados pela comparação da tensão de referência v_A^* com duas portadoras triangulares deslocadas em nível – *LSPWM* (Fig. 3.5).

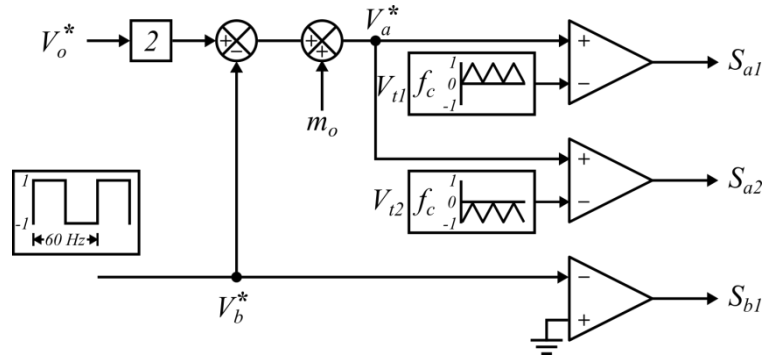


Fig. 3.5: Estratégia de modulação LSPWM para o IHR-NPC-5N.

Na Fig. 3.6 estão em detalhe as novas tensões de referência V_a^* e V_b^* , as portadoras V_{t1} e V_{t2} e os sinais de gatilho das chaves S_{a1} , S_{b1} e S_{b2} para um ciclo de tensão da rede.

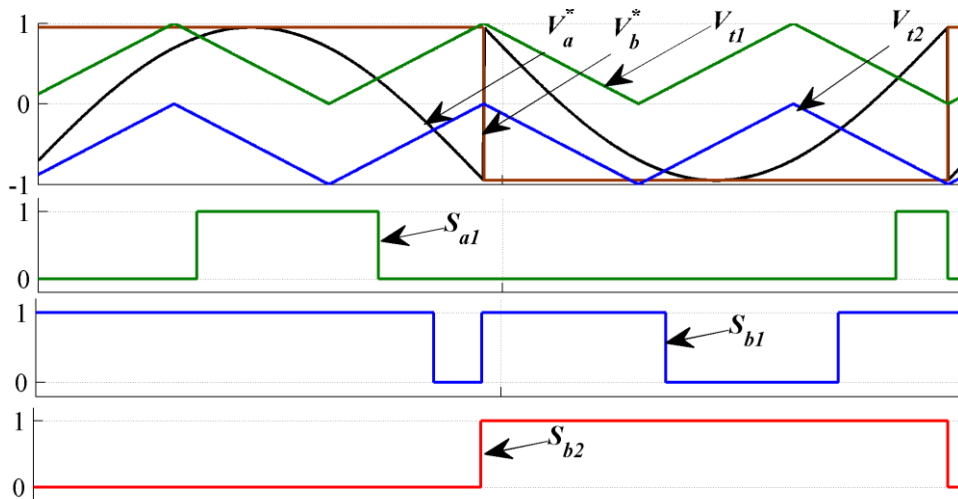


Fig. 3.6: Tensões de referência, portadoras e pulsos de chaveamento para IHR-NPC-5N.

3.2 IHR-FC-5N: INVERSOR HÍBRIDO REDUZIDO DO TIPO FC DE 5 NÍVEIS.

Nesta seção o mesmo princípio da redução foi utilizado, sendo que neste caso o braço de três níveis é do tipo FC. Antes de estudar o conversor proposto, o IR-FC-5N será brevemente discutido.

3.2.1 IR-FC-5N: INVERSOR REDUZIDO FC DE 5 NÍVEIS

O conversor (Fig. 3.7) é composto por quatro chaves (S_{a1} , S_{a2} , S_{b1} e S_{b2}); quatro diodos (D_{a1} , D_{a2} , D_{b1} e D_{b2}) e dois diodos de grampeamento (D_{a3} e D_{b3}); dois indutores acoplados magneticamente (L_A e L_B) e duas fontes CC fornecendo as tensões V_1 e V_2 . É necessário que $V_1 = V_2 = V$ para garantir que todas as chaves ativas operem sob a mesma tensão de bloqueio e uma tensão de saída simétrica.

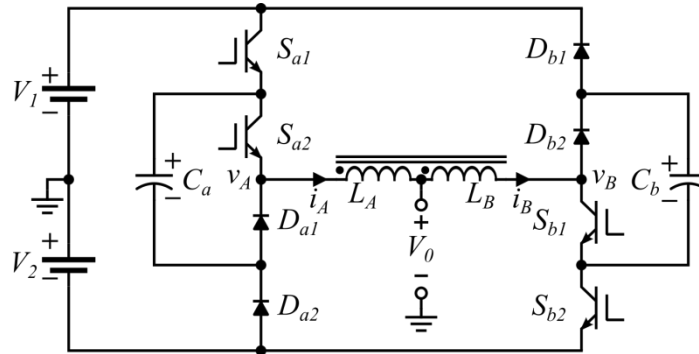


Fig. 3.7: Conversor de 5 níveis com braços FC conectados em paralelo.

A tensão de polo v_A segundo as Eqs (3.1) e a tensão de polo v_B segundo as Eqs (3.2). Com s_{ij} ($i = a, b$) e ($j = 1, 2, 3$) representando os estados de condução das chaves, sendo $s_{ij} = 1$ para a chave ligada S_{ij} e $s_{ij} = 0$ para a chave S_{ij} desligada. Considerando todos os estados de chaveamento, o conversor apresenta a tensão de saída de acordo com a Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o IR-FC-5N.

Modo	Estado	s_{a1}	s_{a2}	s_{b1}	s_{b2}	v_A	v_B	V_O
1	P_1	1	1	0	0	$+V$	$+V$	$+V$
2	P_2	0	1	0	0	0	$+V$	$+\frac{V}{2}$
3		1	1	1	0	$+V$	0	
4	O_1	0	0	0	0	$-V$	$+V$	0
5		0	1	1	0	0	0	
6		1	1	1	1	$+V$	$-V$	
7	N_1	0	0	1	0	$-V$	0	$-\frac{V}{2}$
8		0	1	1	1	0	$-V$	
9	N_2	0	0	1	1	$-V$	$-V$	$-V$

Conforme o requisito de condução dos diodos, a estratégia de modulação deve garantir a correta operação do conversor. A estratégia com melhor desempenho e que

permite o controle natural das tensões nos capacitores flutuantes é a PSPWM. O esquema de comando simplificado aparece na Fig. 3.8.

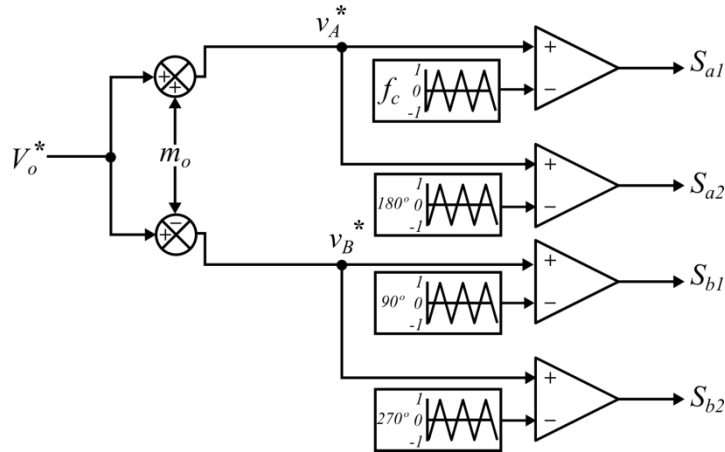


Fig. 3.8: Estratégia de modulação PSPWM do IR-FC-5N proposta em [33].

3.2.2 DESCRIÇÃO E OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

O inversor (Fig. 3.9) é constituído por três chaves ativas e unidirecionais (S_{a1} , S_{a2} e S_{b1}), três diodos (D_{a1} , D_{a2} e D_{b1}), dois indutores acoplados magneticamente (L_a e L_b) e duas fontes CC isoladas (V_1 e V_2). A chave S_{b1} e o diodo D_{b1} são usados na composição do braço de dois níveis, enquanto que as chaves S_{a1} e S_{a2} e os diodos D_{a1} , D_{a2} e D_{a3} compõem o braço de três níveis FC. Para garantir uma tensão de saída simétrica é necessário que $V_1 = V_2 = V$.

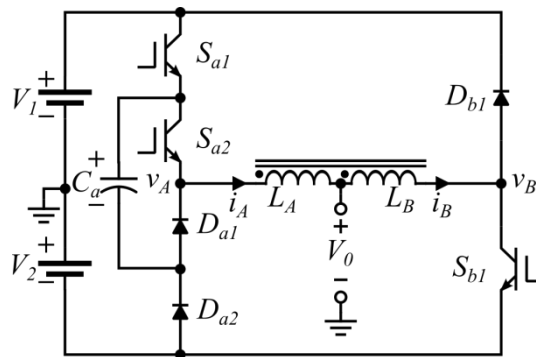


Fig. 3.9: IHR-FC-5N Inversor de cinco níveis com braços complementares tipo FC e meia ponte conectados com acoplamento indutivo.

Considerando a condição dos cinco níveis na tensão de saída, os modos de operação do inversor são definidos a partir das possibilidades do estado de chaveamento (Tabela 3.4), conforme os circuitos equivalentes da Fig. 3.10 descritos a seguir:

Modo 1 {110}: O disparo de S_{a1} e S_{a2} faz com que a corrente i_A circule por S_{a1} e S_{a2} , e a corrente i_B circule por D_{b1} , e v_{AB} é igual a 0;

Modo 2 {100}: O disparo de apenas S_{a1} permite que somente os diodos D_{a1} e D_{b1} conduzam, e a tensão v_{AB} é igual a $-V$;

Modo 3 {010}: O disparo de apenas S_{a2} permite que somente os diodos D_{a2} e D_{b1} conduzam, e a tensão v_{AB} seja igual a $-V$;

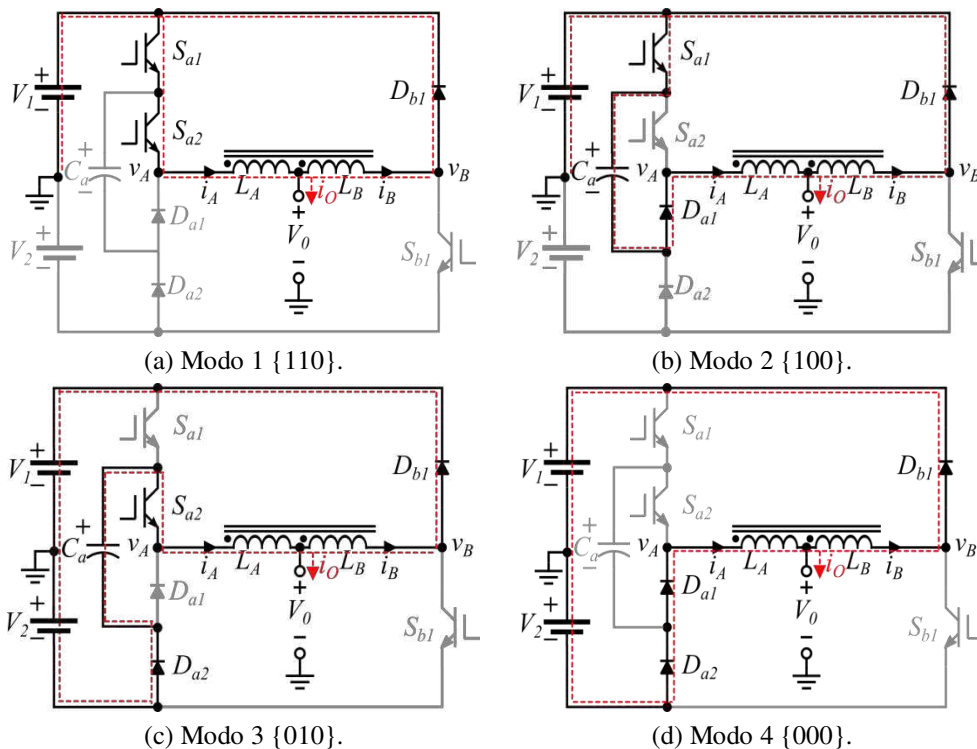
Modo 4 {000}: As três chaves estão desligadas, as correntes nos enrolamentos i_A e i_B circulam apenas através dos diodos, a tensão v_{AB} é igual a $-2V$;

Modo 5 {111}: Com o disparo das três chaves S_{a1} , S_{a2} e S_{b1} as correntes nos enrolamentos i_A e i_B circulam apenas através das três chaves, e a tensão v_{AB} é igual a $+2V$;

Modo 6 {101}: O disparo de S_{a1} e S_{b1} permite que somente o diodo D_{a1} conduza, e a tensão v_{AB} é igual a $+V$;

Modo 7 {011}: Neste modo, só S_{a2} e S_{b1} são disparadas, as correntes nos enrolamentos i_A e i_B circulando, respectivamente, por D_{a2} S_{a1} e S_{b2} , a tensão v_{AB} é igual a $+V$;

Modo 8 {001}: O disparo de apenas S_{b1} permite que somente os diodos D_{a1} e D_{a2} conduzam, e a tensão v_{AB} é igual a 0.



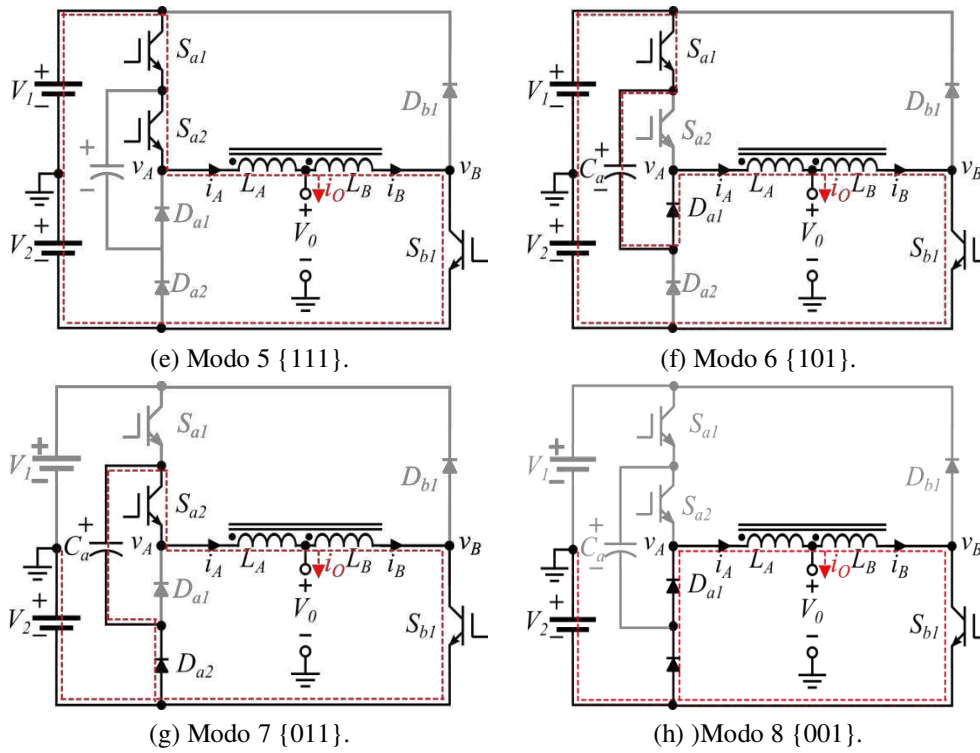


Fig. 3.10: Modos de operação do IHR-FC-5N.

Tabela 3.4: Tensão de saída considerando os estados de chaveamento utilizados para o IHR-FC-5N.

Modo	Estado	s_{a1}	s_{a2}	s_{b1}	v_A	v_B	V_O
1	P_1	1	1	0	$+V$	$+V$	$+V$
2	P_2	1	0	0	0	$+V$	$+\frac{V}{2}$
3		0	1	0	0	$+V$	
4	O_1	0	0	0	$-V$	$+V$	0
5		1	1	1	$+V$	$-V$	
6	N_1	1	0	1	0	$-V$	$-\frac{V}{2}$
7		0	1	1	0	$-V$	
8	N_2	0	0	1	$-V$	$-V$	$-V$

Neste conversor, as funções de chaveamento são idênticas às Eqs (3.3), (3.4) e (3.5) do conversor proposto na seção 3.1.

3.2.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PWM PROPOSTA

Semelhante ao IHR-NPC-5N, os sinais de chaveamento de S_{b1} no braço b são controlados apenas em função do sinal positivo ou negativo da tensão de referência V_b^* . Os sinais de chaveamento de S_{a1} e S_{a2} do braço a são gerados pela comparação da

tensão de referência V_a^* com duas portadoras triangulares de mesma amplitude e defasadas em 180° - PSPWM. Na Fig. 3.11 é representada a estratégia de modulação utilizada no conversor. Neste braço a estratégia PSPWM tem a vantagem de manter em equilíbrio a tensão no capacitor flutuante C_a , no qual o intervalo de carregamento é igual ao de descarregamento para cada ciclo de chaveamento.

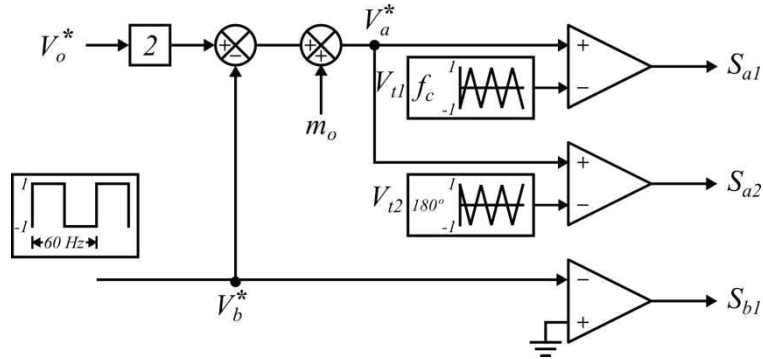


Fig. 3.11: Estratégia de modulação PSPWM para o IHR-FC-5N.

Na Fig. 3.12 estão em detalhe as novas tensões de referência V_a^* e V_b^* , as portadoras V_{t1} e V_{t2} e os sinais de gatilho das chaves S_{a1} , S_{b1} e S_{b2} para um ciclo de tensão da rede.

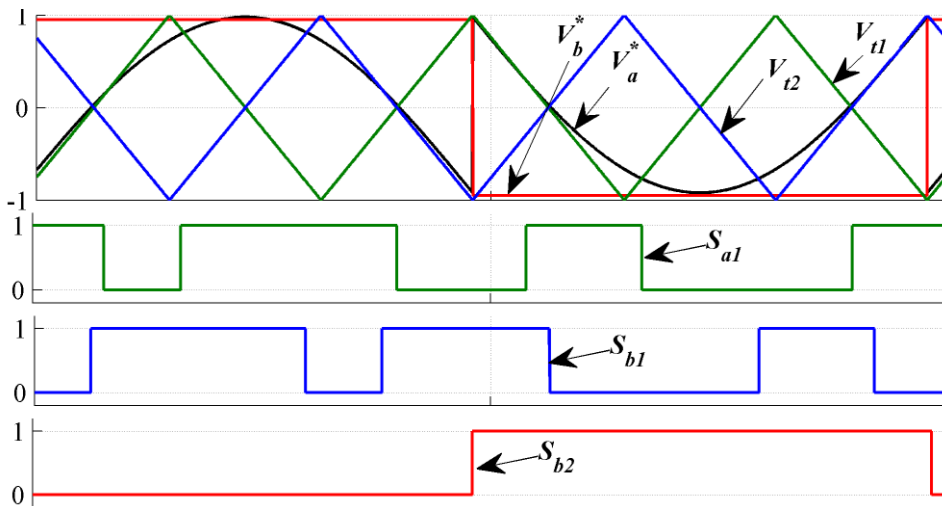


Fig. 3.12: Tensões de referência, portadoras e pulsos de chaveamento para IHR-FC-5N.

3.3 CONCLUSÃO

Os conversores de cinco níveis discutidos em [33] têm a vantagem de serem simétricos. Deste modo, o efeito do offset m_o aplicado nas modulantes de referência de cada braço é efetivo, pois faz com que a tensão de modo comum, V_{mc} , tenha uma componente CC de valor igual ao próprio m_o , segundo a Eq. (2.9). Além disso, a frequência média de chaveamento na saída é numericamente igual ao dobro da frequência média de chaveamento dos propostos. Entretanto, estes inversores exigem maior esforço computacional na implementação do algoritmo de modulação dado que apresentam o dobro de portadoras dos propostos (Fig. 3.3 e Fig. 3.9).

4 ESTUDO COMPARATIVO E CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

Neste capítulo são feitas considerações para mensurar o desempenho dos conversores propostos em relação aos conversores já existentes e apresentados nos Caps 2 e 3. As figuras de mérito utilizadas nessa comparação são o número de dispositivos totais que formam o circuito de potência, a Distorção Harmônica Total (THD, do inglês *Total Harmonic Distortion*), a Distorção Harmônica Total Ponderada (WTHD, do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*) na tensão de saída e as perdas de chaveamento e condução nos semicondutores.

4.1 NÚMERO DE COMPONENTES E TEMPO MORTO

A redução do número total de dispositivos, especialmente os semicondutores, tem relação direta com a redução no custo global de um conversor e é uma das justificativas pela troca dos semicondutores pelo elemento magnético. No entanto, aliado ao fato de haver uma notável redução nos preços comerciais dos semicondutores, há um processo de fabricação “em blocos únicos” das chaves ativas em antiparalelo com os diodos de roda livre, dado pelo próprio encapsulamento dos IGBTs. Sendo assim, para dados palpáveis de efetiva redução de custos no sistema, deve ser feita uma análise mais detalhada considerando a evolução dos materiais magnéticos e dos semicondutores, aliada à redução nos preços de tais elementos.

O comparativo entre o número de componentes será realizado nos conversores de quatro e cinco níveis, respectivamente, considerando sempre a topologia proposta e o conversor convencional associado.

Na Tabela 4.1 está o número de elementos que compõe o Inversor 2L3L-NPC (subseção 2.1.1), IHR-NPC-4N (seção 2.1), 2L3L-FC (subseção 2.2.1) e IHR-FC-4N (seção 2.2).

Tabela 4.1: Número de componentes dos inversores de 4 níveis.

Topologia	n° chaves	n° diodos	n° indutores	n° capacitores
2L3L-NPC	6	8	0	4
IHR-NPC-4N	3	4	1	4
2L3L-FC	6	6	0	5
IHR-FC-4N	3	3	1	5

A partir da Tabela 4.1, percebe-se que o Inversor 2L3L tem um total de 18 elementos e o IHR-NPC-4N 12 dispositivos, ou seja, uma redução relativa de 33,33% no número de componentes totais. O 2L3L-FC tem 17 componentes no total, e o IHR-FC-4N tem 12, uma redução relativa de 29,41%.

Na Tabela 4.2 é feita a comparação entre o IR-NPC-5N (subseção 3.1.1) e o IHR-NPC-5N (seção 3.1) e entre o IR-FC-5N (subseção 3.2.1) e o IHR-NPC-5N (seção 3.2).

Tabela 4.2: Número de componentes dos inversores de 5 níveis.

Topologia	n° chaves	n° diodos	n° indutores	n° capacitores
IR-NPC-5N	4	6	1	2
IHR-NPC-5N	3	4	1	2
IR-FC-5N	4	4	1	4
IHR-FC-5N	3	3	1	3

Tanto o IR-NPC-5N como o IR-FC-5N tem 13 componentes, ao passo que o IHR-NPC-5N e o IHR-FC-5N tem 10 elementos totais, representando, uma redução relativa de 23,08%.

Diante das conclusões obtidas, a Tabela 4.1 e a Tabela 4.2 demonstram uma ótima relação entre o número de níveis na tensão de saída do conversor pelo número de chaves ativas semicondutoras ($\frac{n^\circ \text{ de níveis}}{n^\circ \text{ de chaves ativas}}$). No entanto, vale salientar que nas topologias propostas, há redução da tensão entregue à carga pela metade pelo fato da tensão de saída ser a média aritmética das tensões de polo.

Com relação ao ajuste do tempo morto, vale salientar que, durante a comutação das chaves de um mesmo braço, fica claro que, para os inversores de quatro níveis, 2L3L- NPC e 2L3L-FC, deve-se ter em conta esse ajuste no algoritmo de controle para evitar o curto circuito nos braços. Por outro lado, nos conversores propostos de quatro níveis, este ajuste não é mais necessário dado que a condução/bloqueio dos diodos

ocorre naturalmente de modo complementar às chaves em um mesmo braço, caso a corrente nos enrolamentos dos indutores acoplados circule continuamente.

4.2 DISTORÇÃO HARMÔNICA

Um parâmetro importante, que está diretamente relacionado à qualidade da energia elétrica, é o THD. Este índice avalia quantitativamente o desempenho de determinado sinal elétrico periódico com relação ao seu conteúdo harmônico, considerando a relação entre o valor RMS dos componentes harmônicos e a fundamental, conforme a Eq. (4.1). De modo geral, este tipo de análise é feito especialmente para sinais de corrente na saída do conversor, pois especifica se o inversor produzirá, ou não, perturbações que interferirão de modo significativo no desempenho global do sistema elétrico.

$$THD(h) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} (a_h)^2}}{a_1} \quad (4.1)$$

Sendo a_1 a amplitude da fundamental, a_h a amplitude da h -ésima componente harmônica e N_h é o número de harmônicas a ser considerado no cálculo do índice.

Na Tabela 4.3 estão os valores calculados do THD (%) da corrente de cada conversor proposto para um índice de modulação $m_a = 0,95$.

Tabela 4.3: THD dos conversores propostos para $m_a = 0,95$.

Conversor	THD (i_o)
IHR-NPC-4N	2,86%
IHR-FC-4N	2,81%
IHR-NPC-5N	2,54%
IHR-FC-5N	2,48%

Com estes valores calculados, os conversores atendem à norma específica dado que em todos os casos, o THD da corrente é inferior a 3%.

Outro parâmetro importante na análise do conteúdo harmônico entre configurações de conversores consiste no WTHD. Este parâmetro indica a distorção harmônica de um sinal de tensão e/ou corrente considerando pesos diferentes de acordo com a posição de cada harmônica no espectro em frequência. Esse tipo de análise é recomendado especialmente para sinais de tensão cuja forma de onda tem harmônicas

de várias ordens, pois o peso dessas componentes é considerado para cálculo do desempenho harmônico. Matematicamente o WTHD é definido segundo a Eq. (4.2)

$$WTHD(h) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{a_h}{h}\right)^2} \quad (4.2)$$

Para o cálculo do WTHD a mesma frequência de chaveamento ($f_c = 10,0$ kHz) foi ajustada para todos os conversores e uma curva $m_a \times WTHD$ foi traçada para melhor resolução do índice. Na Fig. 4.1 estão as curvas traçadas para todos os conversores discutidos. Deve-se atentar para o fato de que o índice foi traçado segundo os resultados de simulação obtidos para cada conversor, considerando a melhor estratégia de modulação de cada um dos conversores.

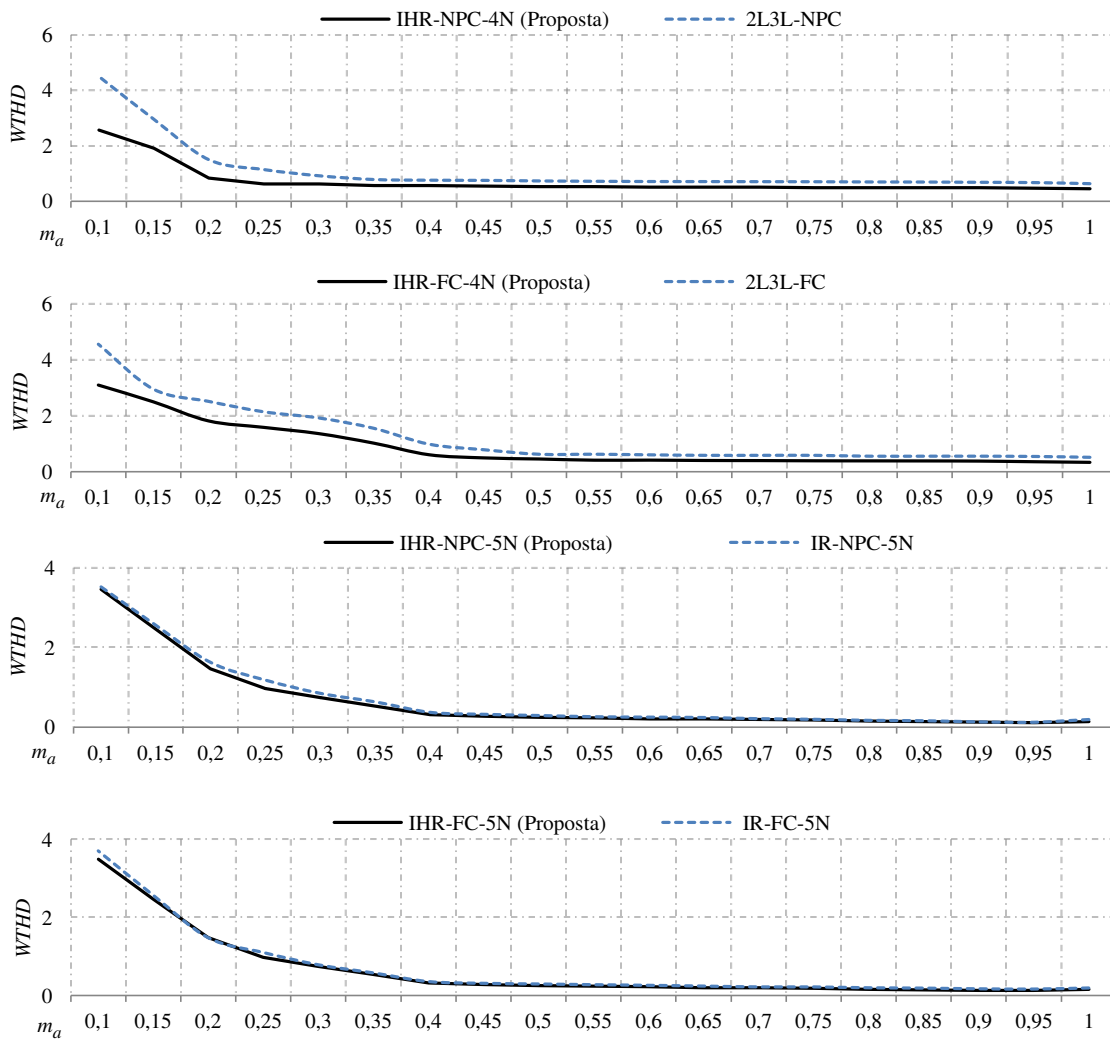
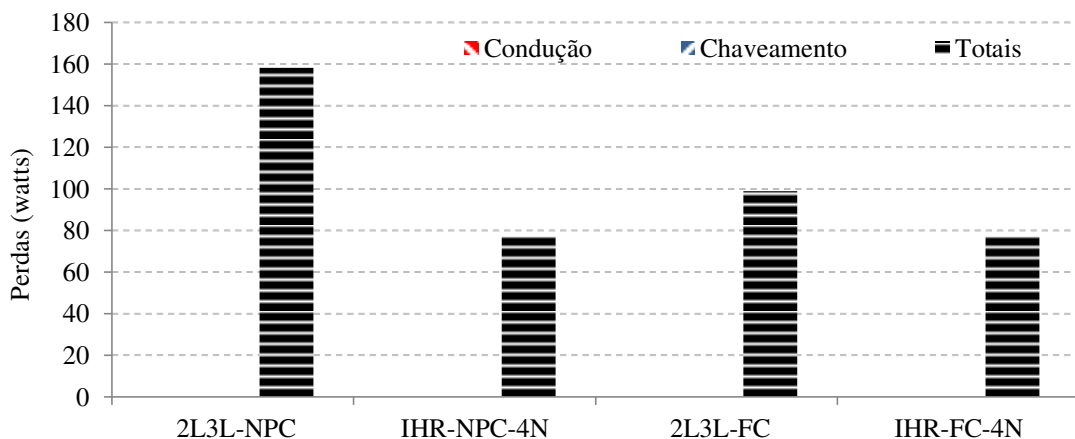


Fig. 4.1: Comparativo $WTHD \times m_a$ para as topologias propostas e as topologias convencionais.

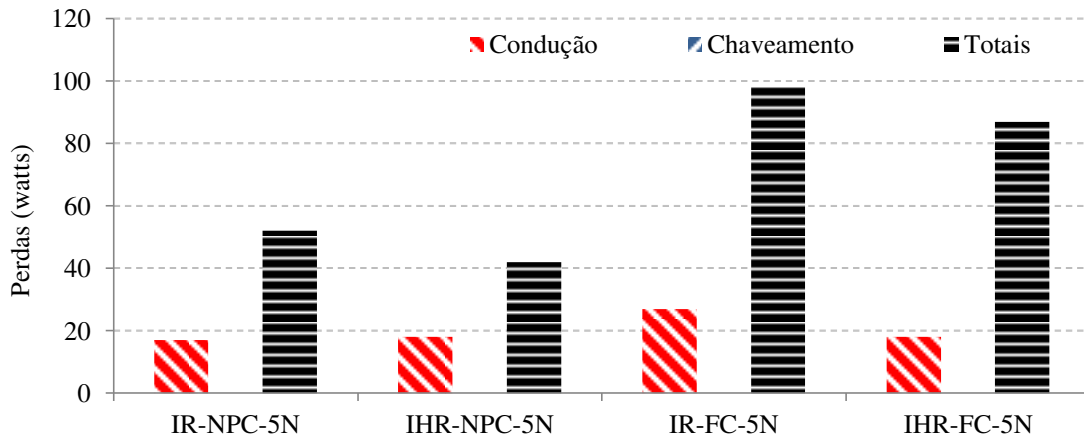
Os resultados da Fig. 4.1 mostram a proximidade entre os valores dos WTHDs entre os conversores propostos e os conversores já conhecidos da literatura, principalmente para os conversores de cinco níveis. Entretanto, apesar da pequena diferença obtida entre os índices, os propostos trabalham com taxas inferiores em toda sua faixa de variação de m_a . Além disso, considerando um regime de operação do conversor com $m_a = 0,95$ os conversores apresentaram um WTHD inferior a 0,5.

4.3 PERDAS ELÉTRICAS

Os últimos parâmetros de comparação consistem nas perdas elétricas em *watts* e como consequência, a eficiência dos inversores para uma carga de 1,5 kW. As estimativas são feitas com relação às perdas por condução e chaveamento nos semicondutores. Para realização dos cálculos, a partir das especificações técnicas dos IGBTs - SKM50GB, as suas curvas de tensão, corrente e do ponto de operação foram devidamente inseridos no modelo do IGBT a partir do módulo térmico utilizado com a finalidade de estimar as perdas nestes semicondutores na plataforma *PSim*. Na Fig. 4.2 estão sumarizadas em gráficos as perdas nos conversores para uma frequência de chaveamento ajustada de tal modo que todos os conversores trabalhassem com a mesma frequência média na saída.



(a) Perdas de chaveamento e condução para os conversores de quatro níveis.



(b) Perdas de chaveamento e condução para os conversores de cinco níveis.

Fig. 4.2: Comparativo de perdas elétricas (em watts) considerando a mesma frequência de chaveamento média na saída para todos os conversores.

De acordo com os resultados da Fig. 4.2 em todos os conversores propostos, seja de quatro ou cinco níveis, as perdas estimadas foram menores quando comparados com as estruturas convencionais, sendo evidente a relação direta da redução no número de semicondutores e o decréscimo das perdas elétricas. Embora as topologias propostas tenham redução na utilização do barramento, a carga foi modificada para que a potência de saída se mantivesse em 1,5 kW para todos os conversores, de modo que, apesar de uma menor tensão na carga, a corrente foi aumentada de modo proporcional à esta redução de tensão.

Por outro lado, para uma análise mais isenta dos conversores propostos, devem ser consideradas também as perdas inerentes aos elementos magnéticos integrados aos sistemas. Para considerações práticas, devem ser estimadas as perdas elétricas do núcleo magnético e dos enrolamentos dos indutores acoplados conectados na configuração como autotransformador. Além disso, deve-se atentar para o fato de que os módulos IGBTs já têm integrados em seu encapsulamento os diodos em antiparalelo de modo que a redução de semicondutores se torna factível apenas naquelas chaves que podem ser substituídas por diodos.

4.4 CONSIDERAÇÕES PARA PROJETO E

DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES ACOPLADOS

Os indutores acoplados são dimensionados a partir de requerimentos básicos do projeto tais como: o maior nível de tensão; e a máxima ondulação de pico a pico da corrente de modo comum i_{mc} sobre seus enrolamentos. No dimensionamento, basta analisar os indutores desde seus modelos desacoplados (Cap.1) e verificar o seu comportamento diante dos requerimentos do projeto.

Segundo as Eqs. (1.13) e (1.14), os indutores são equacionados separadamente em modelos desacoplados das correntes de modo comum e modo diferencial. Estes modelos servirão como ponto de partida no dimensionamento de tais elementos magnéticos.

Em [29] são realizados diferentes projetos de elementos magnéticos de alta eficiência para conversores em meia ponte.

No projeto de inversores multiníveis que utilizam indutores acoplados, deve se considerar, primeiramente, algumas características introduzidas no sistema devido ao uso desses elementos magnéticos, tais como: o tamanho, volume, peso, custo, perdas e a linearidade da sua indutância sobre uma determinada faixa de tensão e corrente.

Acerca desta última condição, os materiais comumente utilizados são feitos a partir de ligas de ferro com uma estreita e longa curva BH onde mantém uma indutância própria L linear sobre uma larga faixa de corrente, fazendo-as ideais para aplicações que requerem alta linearidade sem distorcer a tensão de saída. Por outro lado, para limitar a ondulação de alta frequência da corrente de saída i_o , seria necessário sobredimensionar os indutores em relação ao tamanho e volume. Isto faz com que o projeto seja bom na linearidade e ruim nas perdas, no tamanho, volume, peso e, conseqüentemente, no custo total do conversor.

Em geral, materiais magnéticos de ferrite são mais bem utilizados em aplicações de alta frequência, pelo fato de terem perdas menores neste tipo de aplicação e melhor desempenho com o aumento da temperatura. Isto permite menores perdas e dimensões reduzidas do núcleo. O ponto negativo destes materiais está no fato de terem uma curva BH altamente não linear, tornando a linearidade do indutor difícil de ser prevista, o que pode fazer que seja necessário a utilização do entreferro nestes indutores acoplados. Entretanto, para aplicações em inversores multiníveis, segundo [29] a ferrite se torna

uma escolha factível para o núcleo destes indutores, pois estes enxergam um fluxo de saída desprezível. Em outras palavras, a corrente de saída dada pela Eq. (1.12) é invisível para a indutância de magnetização dos indutores acoplados, como é possível verificar na Fig. 1.16(b) e que está de acordo com a Eq. (1.3). Além disso, basta considerar no projeto, uma faixa bem definida da potência requerida pela carga de modo a evitar a saturação do núcleo magnético naquela região de operação.

Com relação à forma dos núcleos, existem dois tipos mais utilizados com vários tipos de tamanho e materiais diferentes, tais como: núcleo do tipo E e núcleo toroidal. Em ambos os casos, os enrolamentos são conectados em série formando os indutores acoplados a partir de um autotransformador como indicado na Fig. 1.14(a). Segundo [45] a forma toroidal minimiza as indutâncias de dispersão e maximiza o fluxo acoplado ($k \approx 1$). Já o formato do tipo E tem uma maior indutância de dispersão e menor fluxo de acoplamento. Então, para as aplicações em conversores multiníveis específicas deste trabalho, caso seja utilizado um núcleo toroidal de alta permeabilidade e com um bom enrolamento dos condutores ao redor do núcleo, os resultados serão mais eficientes, pois o fluxo de dispersão será reduzido e o fluxo mútuo será otimizado o que contribuirá para a boa formação dos degraus em cada nível do sinal de tensão na saída, conforme a Eq. (1.2).

4.5 DIMENSIONAMENTO DAS INDUTÂNCIAS PRÓPRIAS

A partir da Eq. (1.14) o primeiro ponto a ser considerado para o cálculo da indutância própria, L , dos elementos magnéticos é a máxima variação das tensões de polo v_A e v_B nos terminais do indutor acoplado durante um período de chaveamento, ou seja, a máxima tensão v_{AB} possível. De acordo com a Eq. (1.6):

$$v_{AB} = 2v_{md} \quad (4.3)$$

Então,

$$v_{AB} = 2Ri_{mc} + 2(L_k + 2M)\frac{di_{mc}}{dt} \quad (4.4)$$

Nestas condições, tal variação na tensão reflete a maior variação possível na ondulação da corrente, sendo que a impedância em série do modelo é submetida à frequência de chaveamento f_c conforme a Eq. (4.5).

$$\Delta v_{AB,max} = 2Ri_{mc,max} + 2(L_k + 2M)\Delta i_{mc,max} 2f_c \quad (4.5)$$

Desprezando as perdas ôhmicas, a ondulação fica determinada conforme a Eq. (4.6)

$$\Delta i_{mc,max} = \frac{\Delta v_{AB,max}}{(2L_k + 4M)2f_c} \quad (4.6)$$

Considerando a indutância total $L_t = (2L_k + 4M)$ como o valor total da indutância, então:

$$\Delta i_{mc,max} = \frac{\Delta v_{AB,max}}{L_t 2f_c} \quad (4.7)$$

A partir da Eq. (4.7) a indutância total dos indutores acoplados fica definida de acordo com os valores de projeto de $\Delta i_{mc,max}$ e $v_{AB,max}$.

De maneira geral, a Eq. (4.7) pode ser utilizada sistematicamente no dimensionamento dos elementos magnéticos para cada tipo de conversor. Para tanto, basta definir máxima ondulação das correntes nos indutores acoplados e as suas tensões máximas permitidas sobre seus enrolamentos. De acordo com [38], em conversores industriais, a máxima ondulação de pico a pico nas correntes dos braços i_a e i_b e conseqüentemente de i_{mc} (Eq. (1.5)) devem ser limitadas de 20% a 40% do valor de pico nominal da corrente de carga i_o de modo a restringir erros de amostragem - em estratégias de controle da corrente, picos de corrente e/ou as perdas de chaveamento dos semicondutores, bem como as perdas de alta frequência nos elementos indutivos. Então, de acordo com a Eq. (1.5), deve se considerar no projeto a seguinte relação: $20\%i_{o,pico} \leq \Delta i_{mc,max} \leq 40\%i_{o,pico}$.

Em resumo, na Tabela 4.4 estão os resultados obtidos do dimensionamento para os conversores propostos.

Tabela 4.4: Resumo das máximas ondulações das correntes de modo comum nos indutores acoplados.

	<i>IHR-NPC-4N</i>	<i>IHR-FC-4N</i>	<i>IHR-NPC-5N</i>	<i>IHR-FC-5N</i>
$\Delta i_{mc,max}$	$\frac{3V}{L_t 2f_c}$	$\frac{3V}{L_t 2f_c}$	$\frac{2V}{L_t 2f_c}$	$\frac{2V}{L_t 2f_c}$

4.5.1 IHR-NPC-4N E IHR-FC-4N

Para esta topologia, considerando um alto fator de acoplamento ($k \approx 1$), a indutância de dispersão pode ser desprezada e a máxima ondulação em modo comum ocorre quando a indutância magnetizante total em série, igual a $4M$ conforme a Eq. (1.3), está submetida a uma tensão de onda quadrada de amplitude $v_{AB} = 3V$ na frequência de chaveamento f_c .

De acordo com os resultados obtidos no capítulo anterior, ajustando-se o m_o , o pico da corrente de saída i_o fica próximo a 18 A, então o valor médio da corrente de modo comum i_{mc} fica determinada em 9 A sendo suficiente para garantir a condução contínua das correntes nos enrolamentos i_A e i_B .

Usando uma fonte de tensão de $V = 150$ V, $f_c = 10$ kHz, e considerando a máxima ondulação aceitável $\Delta i_{cm} = 20\%i_{o,pico}$ e da Eq. (4.7), fica determinado que $4M = 6,25$ mH.

Então, a indutância $M \approx L = 1,56$ mH.

4.5.2 IHR-NPC-5N E IHR-FC-5N

Para esta topologias, considerando também, um alto fator de acoplamento ($k \approx 1$), a indutância de dispersão pode ser desprezada e a máxima ondulação em modo comum ocorre quando a indutância magnetizante total em série, igual a $4M$ conforme a Eq. (1.3), está submetida a uma tensão de onda quadrada de amplitude $v_{AB} = 2V$ na frequência de chaveamento f_c .

Ajustando-se o m_o , o pico da corrente de saída i_o fica próximo a 10 A, então o valor médio da corrente de modo comum i_{cm} fica determinada em 5 A sendo suficiente para garantir a condução contínua das correntes nos enrolamentos i_A e i_B .

Usando uma fonte de tensão de $V = 300$ V, $f_c = 10$ kHz, e considerando uma ondulação aceitável $\Delta i_{cm} = 20\%i_{o,pico}$, fica determinado que $4M = 15,625$ mH.

Então, a indutância $M \approx L = 3,91$ mH.

4.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi feito uma síntese de parâmetros que serviram como comparativo entre os conversores propostos e os conversores convencionais. Os conversores propostos tiveram uma ótima relação entre o número de níveis pelo número de chaves ativas, não houve necessidade de ajuste do tempo morto e os valores de THD da corrente de saída e WTHD da tensão de saída ficaram abaixo do permitido pelas normas para os padrões de carga e m_a considerados. Além disso, ficou comprovada a redução das perdas elétricas associadas à redução total dos componentes dos conversores propostos quando estes trabalharam com a mesma frequência de chaveamento média na saída e, apesar da tensão de bloqueio sobre a chave, que comuta em baixa frequência, ser um fator limitante na potência a ser entregue à carga nos conversores de cinco níveis propostos, as perdas totais são reduzidas pelo decréscimo nas perdas de chaveamento e condução dessa chave.

Entretanto, para resultados mais isentos, deverá ser feita uma análise de perdas dos elementos magnéticos, além de uma revisão bibliográfica no desenvolvimento dos semicondutores para averiguação de limites de operação e comparativo do rendimento dos conversores com integração dos elementos magnéticos. Por este fato, e considerando que os indutores acoplados não são a melhor opção, em termos de custo, peso e volume para aplicações de alta potência em baixa frequência, esta solução se torna atrativa para aplicações de baixa e/ou média potência.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

Neste capítulo estão todos os resultados de simulação e experimentais obtidos para validação das estruturas propostas – IHR-NPC-4N, IHR-FC-4N, IHR-NPC-5N e IHR-FC-5N. Em cada seção será discutido um conversor específico. Finalmente serão realizadas discussões acerca dos resultados obtidos. Para manter a mesma tensão total de 600 V no barramento de todas as estruturas, no caso das topologias IHR-NPC-4N e IHR-FC-4N foi mantida uma tensão $V_1=V_2=V_3=V_4=V=150$ V e para as estruturas IHR-NPC-5N e IHR-FC-5N as tensões $V_1=V_2=V=300$ V.

Para manter o mesmo ponto de operação dos conversores, todos foram simulados a partir dos requerimentos de uma carga de 1,5 kW. Diante deste fato, os parâmetros de simulação comum a todos os conversores utilizados são indicados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros de operação dos conversores propostos para uma potência de saída de 1,5kW.

<i>Descrição</i>	<i>Indicação</i>	<i>Valor</i>
Tensão da fonte isolada CC	V	150 V (4 níveis) 300 V (5 níveis)
Frequência da rede	f_o	60 Hz
Frequência de chaveamento	f_c	10,0 kHz
Índice de modulação em amplitude	m_a	0,95
Offset de modulação	m_o	0,03 V
Autotransformador	$L_{kA}=L_{kB}$	0,5 mH
Indutância de dispersão	L_M	1.240 mH
Indutância de Magnetização	$R_A=R_B$	0,6 Ω
Resistência (por enrolamento)		

Para validação experimental os testes foram realizados no Lab. de Eletrônica de Potência instalado junto ao Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (*LEIAM*) da Universidade Federal de Campina Grande (*UFCG*). A estrutura utilizada para realizar as montagens dos conversores propostos pode ser visualizada na Fig. 5.1. Foram utilizados IGBTs *SKM50GB123D* e os *drivers SKHI 10/17* da Semikron para o gatilho dos IGBTs. Importante observar que, devido à limitação dos *drivers* e a relação de compromisso com o volume dos indutores, a frequência de chaveamento ficou mantida em $f_c = 10$ kHz.

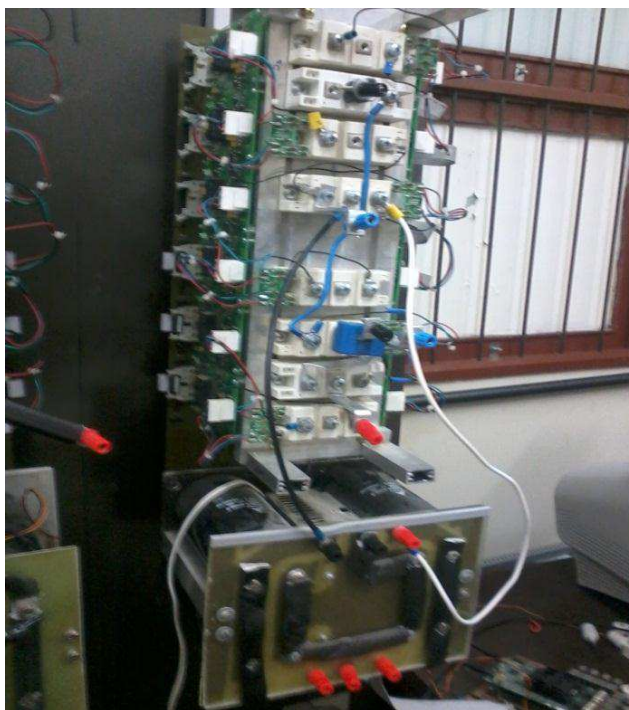


Fig. 5.1: Fotografia da estrutura de potência utilizada nos testes experimentais.

O controle das chaves foi realizado pelo DSP *TMS320F28335* (Fig. 5.2).



Fig. 5.2: Fotografia com detalhe do DSP TMS320F28335 utilizado no controle dos IGBTs.

5.1 IHR-NPC-4N

Na Fig. 5.3 estão plotados os resultados de simulação da tensão na saída (V_O), tensões de polo (v_A e v_B), correntes nos braços (i_A e i_B) e corrente na saída (i_O) para $f_c = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente, considerando um ciclo de tensão da rede (60 Hz).

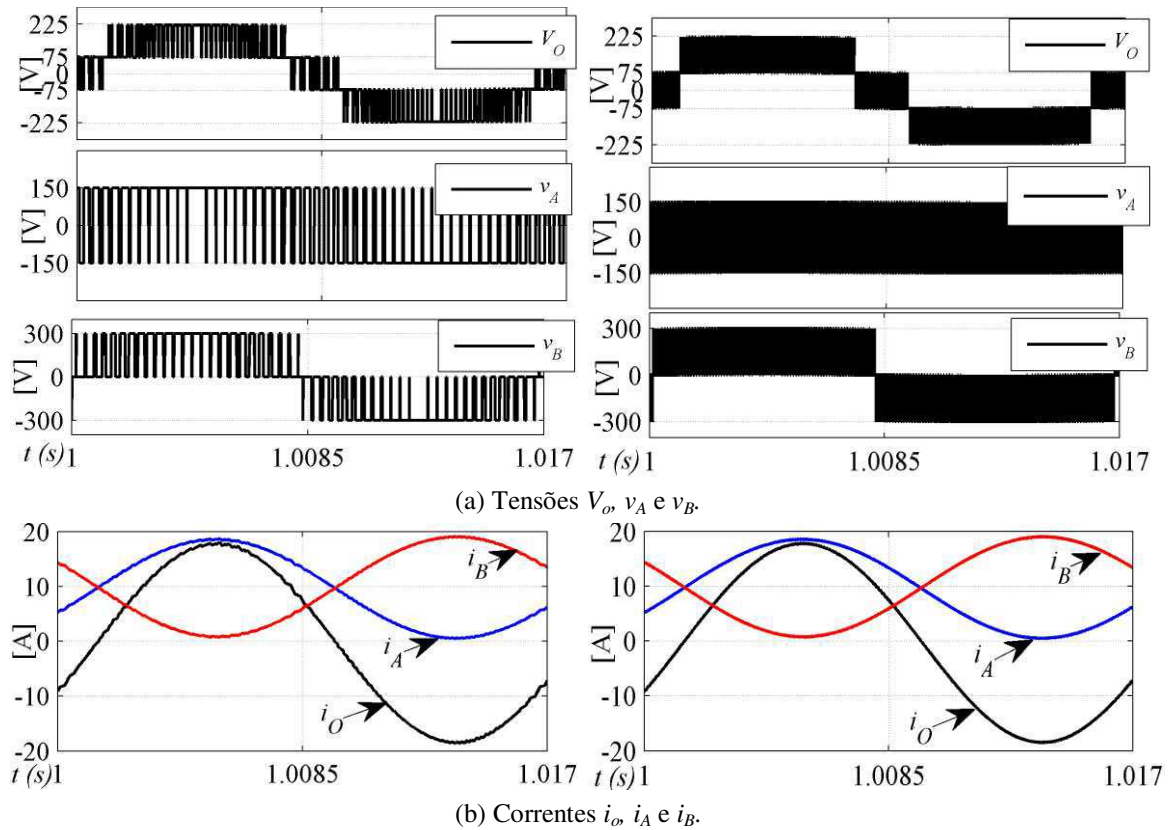
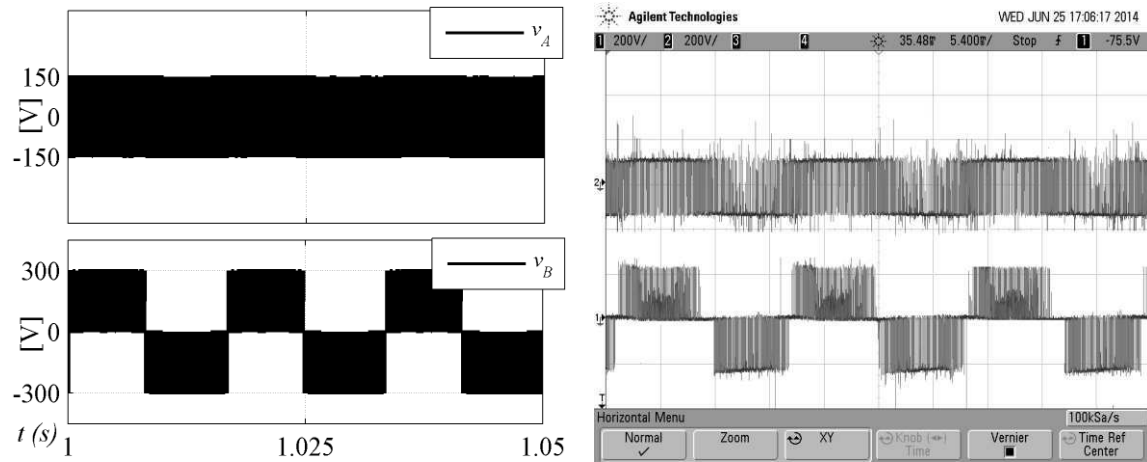


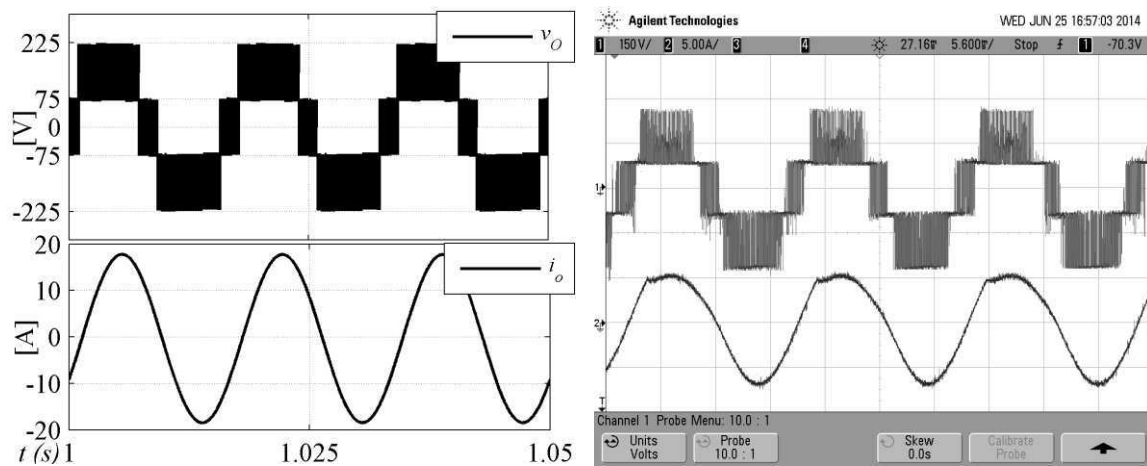
Fig. 5.3: Resultados de simulação- IHR-NPC-4N para $f_c = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente.

Como esperado, a tensão V_O tem quatro níveis e é formada pela composição do braço de dois níveis v_A e do braço de três níveis v_B (Fig. 5.3(a)). A partir do ajuste adequado de m_o as correntes i_A e i_B na Fig. 5.3(b) ficaram no modo de condução crítica, ou seja, os diodos conduzem durante o fechamento das chaves a que estão associados.

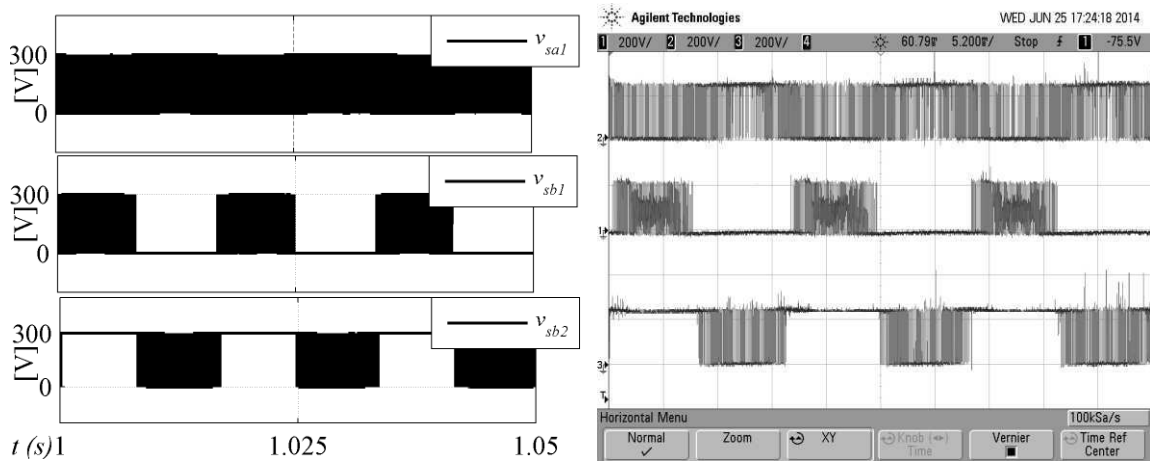
Na Fig. 5.4 podem ser vistos os resultados de simulação e a validação experimental da tensão de saída (V_O), das tensões de polo (v_A e v_B), da corrente de saída (i_O) e das tensões sobre as chaves (v_{Sa1} , v_{Sb1} e v_{Sb2}) para $f_c = 10$ kHz e considerando três ciclos de tensão da rede.



(a) Tensões de polo v_A e v_B .



(b) Tensão de saída v_o e corrente na saída i_o .



(c) Tensões sobre as chaves v_{sal} , v_{sb1} e v_{sb2} .

Fig. 5.4: Resultados de simulação x validação experimental-IHR-NPC-4N para $f_c = 10$ kHz.

Os resultados experimentais da Fig. 5.4(a) e (c) validam a operação do conversor como esperado nas simulações. Na Fig. 5.4(b) percebe-se que a forma de onda da corrente na carga tem uma pequena distorção na parte superior. Isto pode ser explicado devido ao ajuste experimentalmente inadequado do m_o para garantir a condução

contínua de corrente nos indutores acoplados. Para um resultado efetivo, principalmente em condições onde há variação da carga, há necessidade de uma regulação de corrente em malha fechada, semelhante ao controle discutido em [39]. Por outro lado, este conversor tem a vantagem de todas as chaves suportarem as mesmas tensões de bloqueio como indicado na Fig. 5.4(c).

5.2 IHR-FC-4N

Na Fig. 5.5 estão plotados os resultados de simulação da tensão na saída (V_o), tensões de polo (v_A e v_B), correntes nos braços (i_A e i_B) e corrente na saída (i_o) para $f_s = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente, considerando um ciclo de tensão da rede (60 Hz).

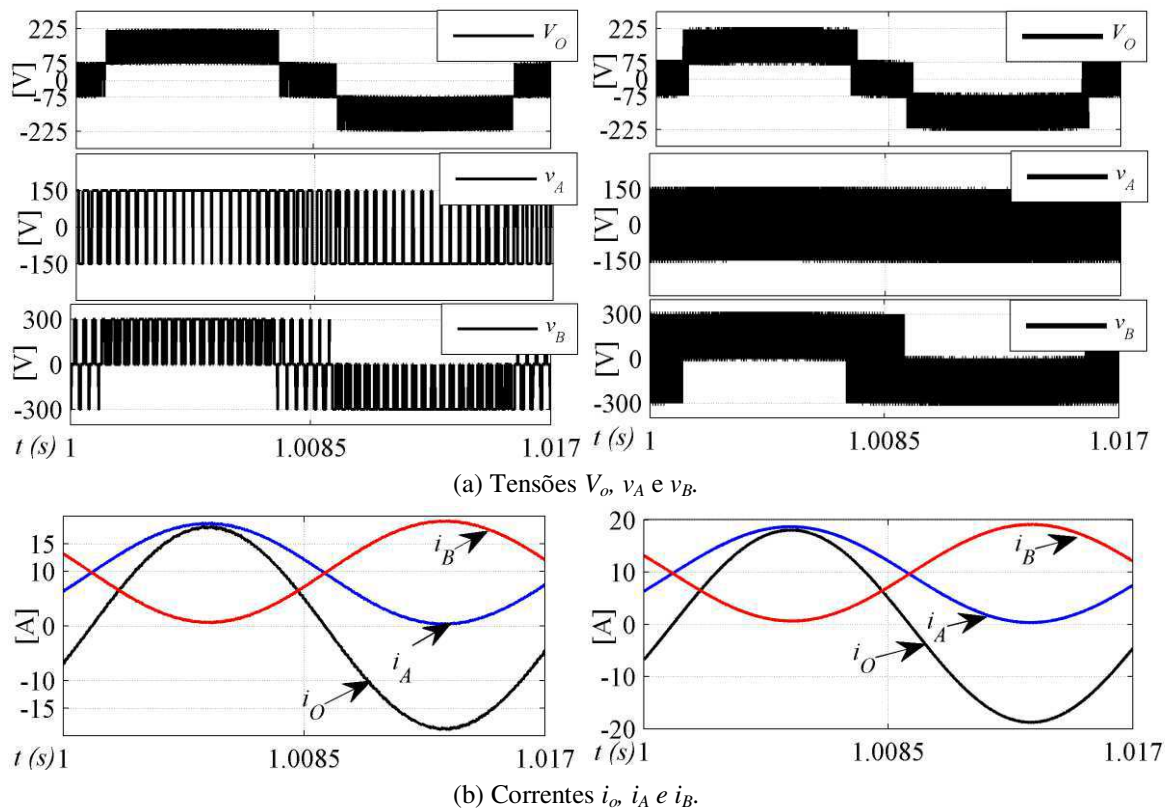
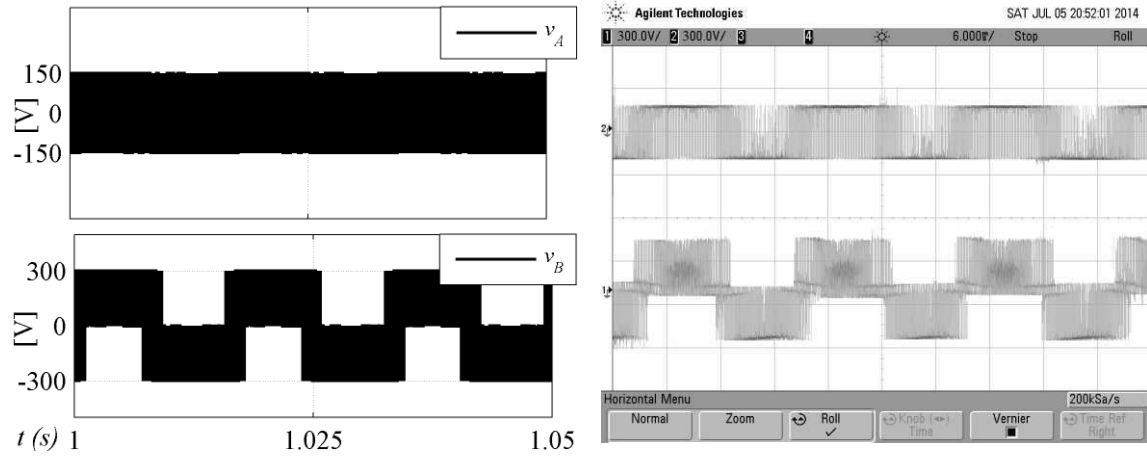
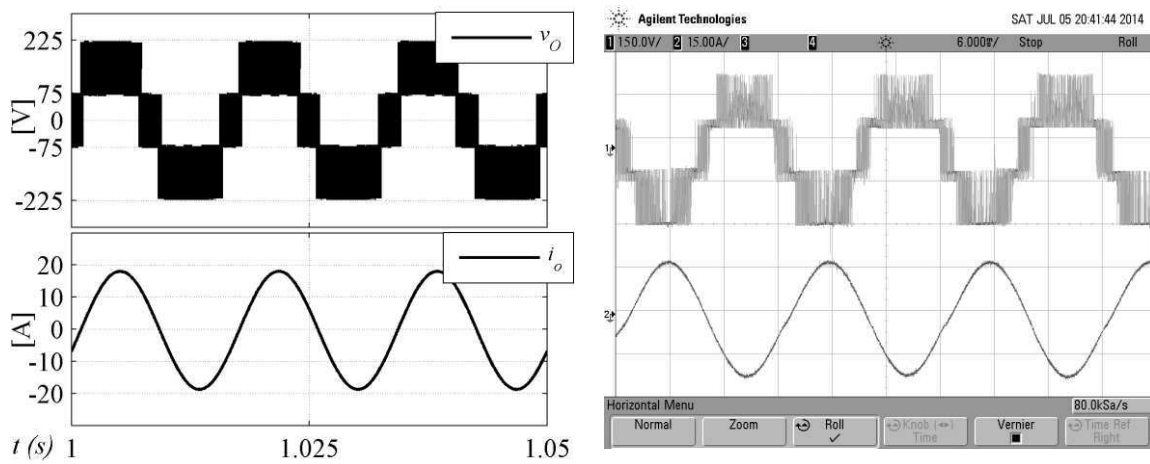


Fig. 5.5: Resultados de simulação- IHR-FC-4N, para $f_s = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente.

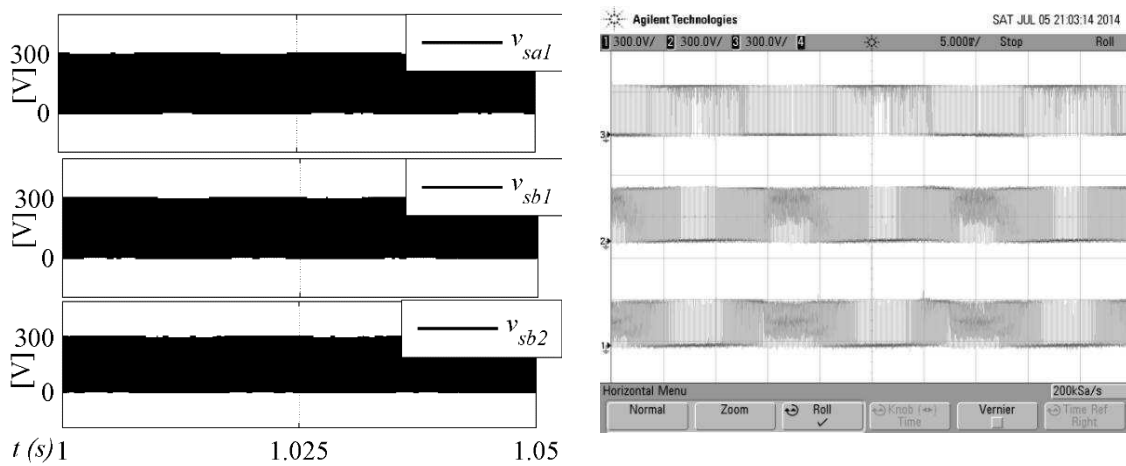
Na Fig. 5.6 estão os resultados de simulação e a validação experimental da tensão de saída (V_o), das tensões de polo (v_A e v_B), da corrente de saída (i_o), das tensões sobre as chaves (v_{Sa1} , v_{Sb1} e v_{Sb2}) e da tensão sobre o capacitor flutuante (V_{Cb}) considerando $f_s = 10$ kHz e três ciclos de tensão da rede.



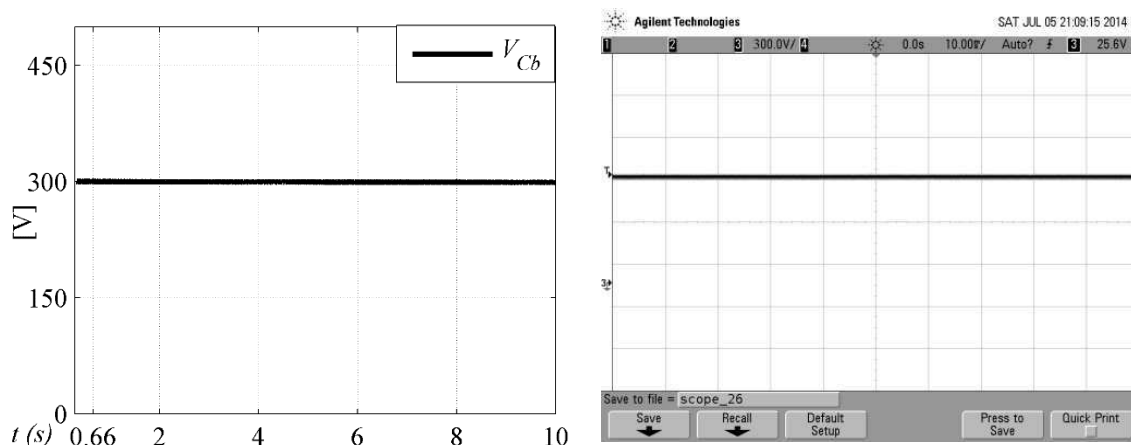
(a) Tensões de polo v_A e v_B .



(b) Tensão de saída V_o e corrente na saída i_o .



(c) Tensões sobre as chaves v_{sal} , v_{sb1} e v_{sb2} .



(d) Tensão sobre o capacitor flutuante V_{Cb} .

Fig. 5.6: Resultados de simulação x validação experimental-IHR-FC-4N para $f_c = 10$ kHz.

A estratégia de modulação escolhida tem a vantagem de manter equilibrada a tensão sobre o capacitor flutuante V_{Cb} (Fig. 5.6(d)). Além disso, na Fig. 5.6(c) pode se verificar que as três chaves comutam na mesma frequência e suportam a mesma tensão de bloqueio, sendo possível afirmar que as três chaves estão submetidas aos mesmos estresses de tensão. Vale salientar que os resultados obtidos na Fig. 5.6(d) ilustram o comportamento da tensão sobre o capacitor flutuante após o estado transitório, ou seja, primeiramente o capacitor C_b é carregado até metade da tensão do barramento, 300 V, por fontes externas, e depois disso, estratégia de modulação por defasagem das portadoras PSPWM é acionada de modo que a tensão do capacitor V_{cb} se mantém com o seu carregamento e descarregamento em tempos iguais para cada ciclo de chaveamento.

5.3 IHR-NPC-5N

Na Fig. 5.7 estão plotados os resultados de simulação da tensão na saída (V_o), tensões de polo (v_A e v_B), correntes nos braços (i_A e i_B) e corrente na saída (i_o) para $f_c = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente, considerando um ciclo de tensão da rede (60 Hz).

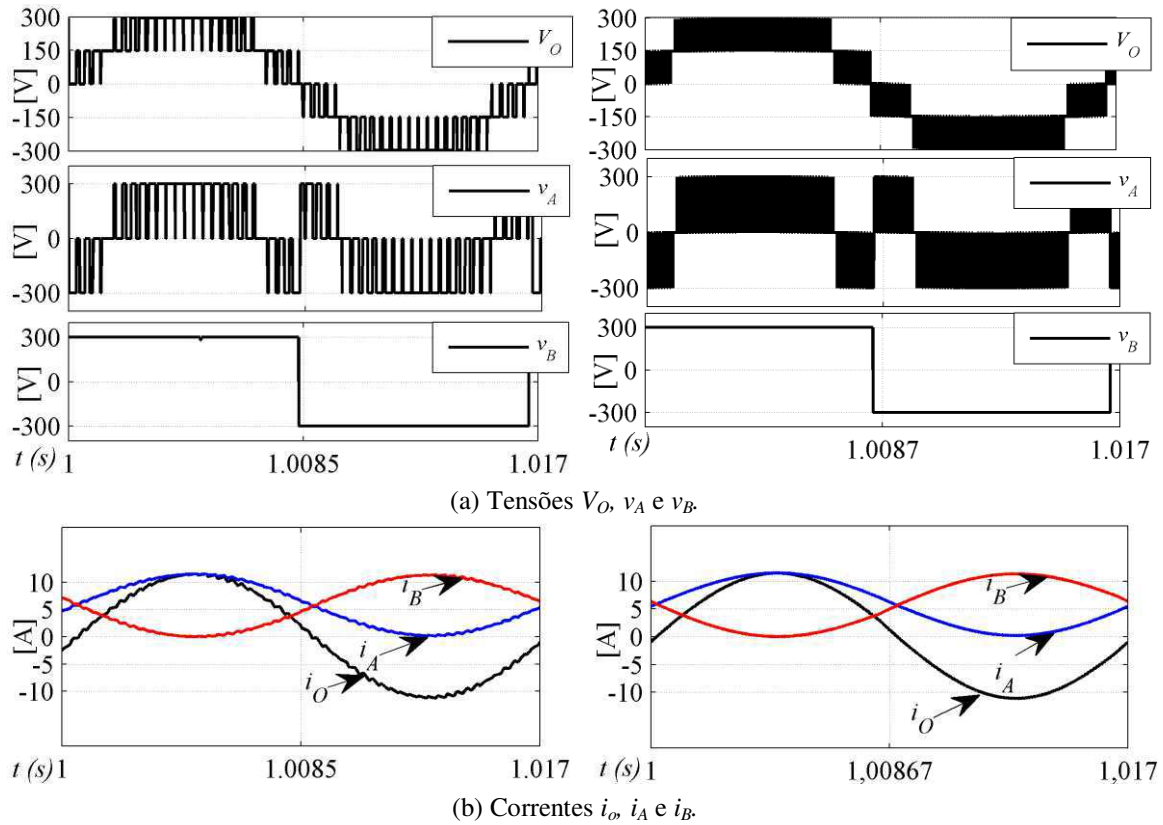


Fig. 5.7: Resultados de simulação- IHR-NPC-5N, para $f_c = 3$ kHz e $f_c = 10$ kHz, respectivamente.

Na Fig. 5.8 estão os resultados de simulação e a validação experimental dos pulsos de chaveamento S_{a1} , S_{a2} e S_{b1} para um ciclo de tensão da rede.

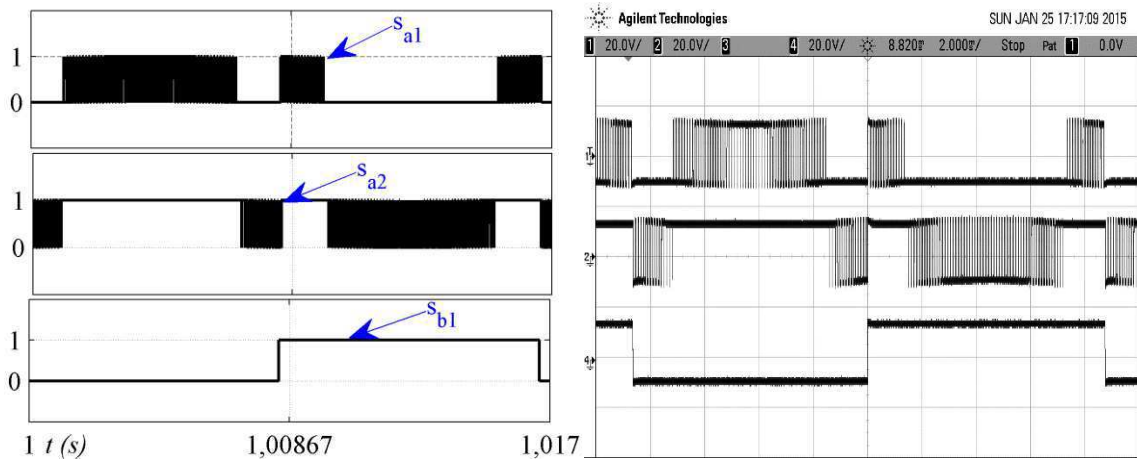


Fig. 5.8: Sinais de gatilho das chaves S_{a1} , S_{a2} e S_{b1} para um ciclo de tensão da rede.

5.4 IHR-FC-5N

Na Fig. 5.9 estão plotados os resultados de simulação da tensão na saída (V_o), tensões de polo (v_A e v_B), correntes nos braços (i_A e i_B) e corrente na saída (i_o) para uma $f_c = 3\text{kHz}$ e $f_c = 10\text{kHz}$, respectivamente, considerando um ciclo de tensão da rede (60 Hz).

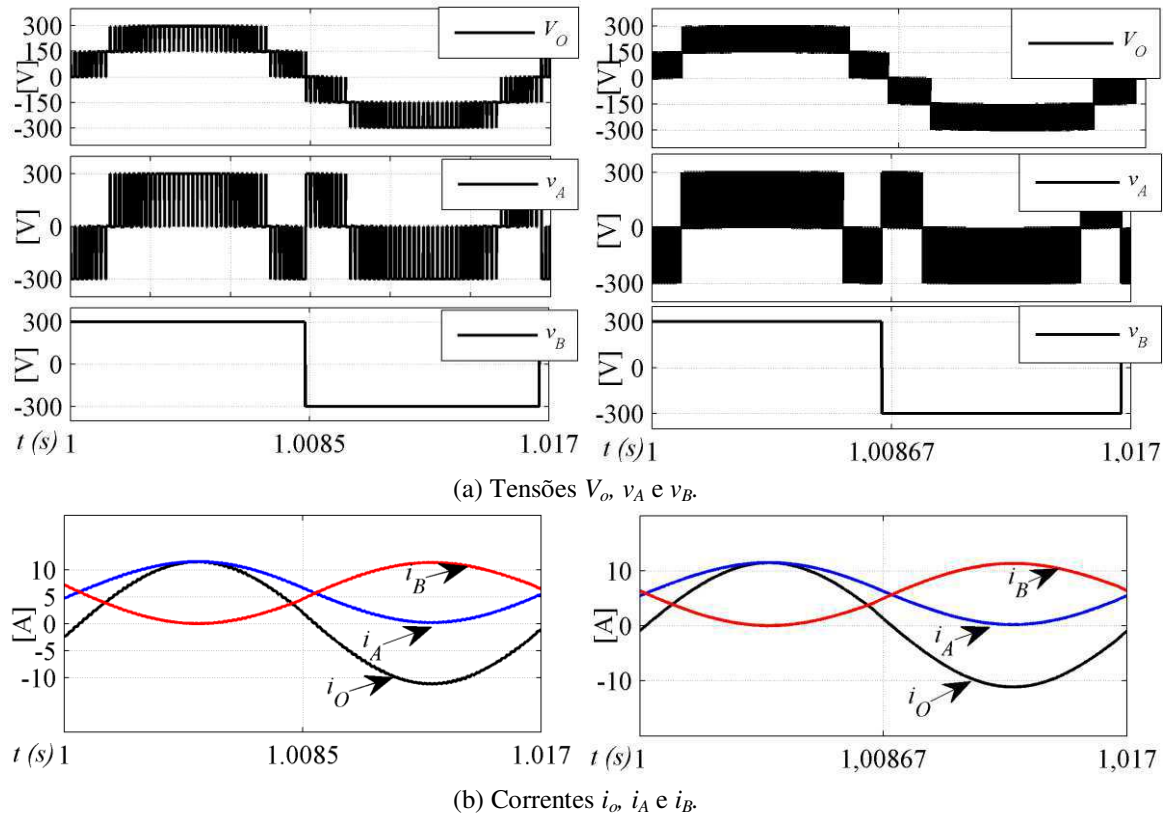


Fig. 5.9: Resultados de simulação- IHR-FC-5N, para $f_c = 3\text{ kHz}$ e $f_c = 10\text{ kHz}$, respectivamente.

Na Fig. 5.10 estão os resultados de simulação e a validação experimental dos pulsos de chaveamento de S_{a1} , S_{a2} e S_{b1} para um ciclo de tensão da rede.

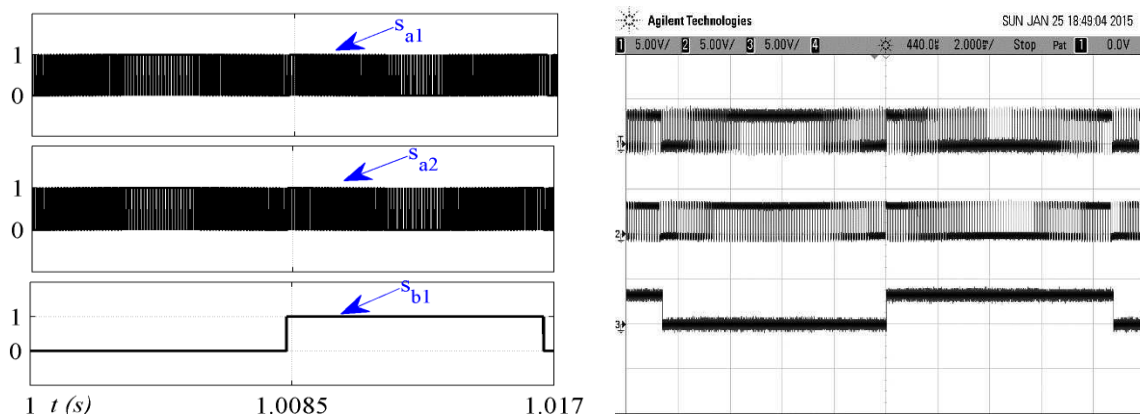


Fig. 5.10: Sinais de gatilho das chaves S_{a1} , S_{a2} e S_{b1} para um ciclo de tensão da rede.

5.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos para as topologias de conversores propostos. Para os conversores de quatro níveis, os resultados demonstraram que todas as chaves trabalham com a mesma frequência de chaveamento e mesmas tensões de bloqueio. Os testes experimentais validaram os resultados de simulação, entretanto, para um resultado mais efetivo, deve ser feito o controle em malha fechada da corrente de saída. Para os conversores de cinco níveis os sinais de chaveamento comprovam a chave do braço de dois níveis trabalhando em 60 Hz e as chaves do braço de três níveis em 10 kHz.

6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Diante dos resultados obtidos neste trabalho, as possibilidades de seguir a pesquisa na otimização de conversores multiníveis a partir da redução de dispositivos semicondutores de potência devem ser exploradas para garantir uma redução global nas perdas e custos do sistema.

Como já foi demonstrado em trabalhos anteriores, o uso do acoplamento magnético entre indutores na conexão de braços unidirecionais permite obter uma melhor relação entre o número de níveis pelo número de chaves nestes inversores multiníveis. Além disso, os resultados obtidos demonstram a possibilidade de o acoplamento indutivo permitir o aumento da frequência média de chaveamento na saída do inversor, a redução da ondulação da corrente de saída e um maior desempenho harmônico total do sistema.

Por outro lado, para os conversores propostos, o uso destes elementos magnéticos deve ser indicado para aplicações com frequência de chaveamento relativamente alta ($> 10kHz$) que justificam seu uso na redução do volume, peso e/ou custo dos elementos magnéticos, de modo que este conversor seja mais eficiente do que o conversor tradicional.

O princípio de funcionamento dos conversores propostos foram validados a partir das estratégias de modulação PWM sugeridas, sempre considerando as fontes de tensão isoladas no barramento CC. Entretanto, para aplicações práticas deve-se salientar que essa tensão deve ser controlada através de uma estratégia em malha fechada para que sejam utilizados capacitores no lugar das fontes.

Tendo em vista a continuação dos estudos realizados, vale salientar como trabalhos futuros: o controle das tensões nos capacitores do barramento CC, controle em malha fechada das correntes nos enrolamentos dos indutores acoplados, análise do nível de interferência eletromagnética, projeto físico dos indutores, análise do volume total do conversor e dos estresses térmicos e, finalmente, implementação prática de estruturas trifásicas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, “A new neutral-point-clamped PWM inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, Sep. 1981.
- [2] T. A. Meynard and H. Foch, “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters,” in *23rd Annual IEEE Power Elect. Spec. Conf. (PESC '92 Record)*, pp. 397–403, 1992.
- [3] J. Rodríguez, J-S. Lai and F. Z. Peng. “Multilevel inverters: a survey of topologies controls and applications,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [4] T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob and M. Nahrstaedt, “Multicell converters: basic concepts and industry applications,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 49, no. 5, pp. 955–964, Oct. 2002.
- [5] A. Lesnicar and R. Marquadt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range”, in *IEEE Bologna Power Tech Conf.*, 2003.
- [6] P. M. Bhagwat and V. R. Stefanovic, “Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-19, no. 6, pp. 1057–1069, Nov. 1983.
- [7] F. Peng, “A generalized multilevel inverter topology with self-voltage balancing,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 37, no. 2, March 2001.
- [8] M. Manjrekar, P. Steimer and T. Lipo, “Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 834–841, 2000.
- [9] M. Veenstra and A. Rufer, “Control of a hybrid asymmetric multi-level inverter for competitive medium-voltage industrial drives,” *38th IAS Annu. Meet. Conf. Rec. Ind. Appl. Conf. 2003.*, vol. 1, pp. 190–197, 2003.
- [10] T. Noguchi and S. Suroso, “New Topologies of Multi-Level Power Converters for Use of Next-Generation Ultra High-Speed Switching Devices,” *IEEE Energy Convers. Congr. Expo.(ECCE)*, no. C, pp. 1968–1975, 2009.
- [11] K. Matsui, Y. Murai, M. Watanabe, M. Kaneko and F. Ueda “A Pulsewidth-Modulated Inverter with Parallel Connected Transistors Using Current-Sharing Reactors,” *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol. 8, no. 2, pp. 186–191, Ap. 1993.
- [12] A. Fratta, G. Griffiero, S. Nieddu, G. Pellegrino and F. Villata, “Inductive Three-Level V . -Supplied Conversion Cell by New Hybrid Coupling Reactor Family,” *IEEE Ind. Appl. Conf. 37th IAS Annual Meeting*, vol. 4, no. C, 2002.
- [13] R. Hausmann and I. Barbi, “Three-Phase Multilevel Bidirectional DC-AC Converter Using Three-Phase Coupled Inductors,” *Braz. Power Elec. Conf., (COBEP)*, pp. 2160–2167, 2009.
- [14] J. Salmon, J. Ewanchuk and A. M. Knight , “PWM Inverters Using Split-Wound Coupled Inductors,” *IAS Annu. Meet. Conf. Rec. Ind. Appl. Conf.*, vol. 45, no. 6, pp. 2001–2009, 2008.
- [15] D. Floricau, E. Floricau and G. Gateau, “New Multilevel Converters With Coupled Inductors : Properties and Control,” *IEEE Trans. on Ind. Elec.* vol. 58, no. 12, pp. 5344–5351, 2011.
- [16] D. Floricau, “New Hybrid Multilevel Inverters for High – Current Applications,” *8th Int. Symp. on Adv. Topics in Elec. Eng.* pp. 1–6, May 2013.
- [17] B. Vafakhah, J. Ewanchuk and J. Salmon, “Multicarrier Interleaved PWM Strategies for a Five-Level NPC Inverter Using a Three-Phase Coupled Inductor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 6, pp. 2549–2558, Nov. 2011.

- [18] R. S. Balog and P. T. Krein, "Coupled-Inductor Filter : A Basic Filter Building Block," *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol. 28, no. 1, pp. 537–546, 2013.
- [19] J. Li, C. R. Sullivan and A. Schultz, "Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage DC-DC converters," in *Applied Power Elec. Conf.e and Expo. (APEC), Seventeenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 817–823, 2002.
- [20] R. Péron, V. Guennegues, J. L. Pouliquen, B. Gollentz, F. Bordry and J. P. Burnet, "Performances analysis of main components used in 60MW pulsed supply for particle accelerator Keywords PS accelerator Power System Topology and performances required," *13th European Conf.on Power Elec. and Appl.*, 2009.
- [21] S. Prabhakaran, C. R. Sullivan, T. O'Donnell, M. Brunet and S. Roy, "Microfabricated coupled inductors for DC-DC converters for microprocessor power delivery," *2004 IEEE 35th Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 4467–4472, 2004.
- [22] T. Meynard, B. Cougo, C. Camichel, F. Forest and E. Labouré, "Parallel MultiCell Converters for High Current : Design of InterCell Transformers," *IEEE Int. Conf. on Ind. Technology*, no. d, pp. 1359–1364, 2010.
- [23] P. Wong, P. Xu, B. Yang and F. C. Lee, "Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors," *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol. 16, no. 4, pp. 499–507, 2001.
- [24] J. Czogalla and C. R. Sullivan, "Automotive application of multi-phase coupled-inductor DC-DC converter," *38th IAS Annu. Meet. Conf. Rec. Ind. Appl. Conf. 2003.*, vol. 3, pp. 1524–1529, 2003.
- [25] J. Kolar, H. Sree, N. Mohan and F. Zach, "Novel Aspects of an application of 'zero'-ripple techniques to basic converter topologies," *Power Elec. Spec. Conf. (PESC)* vol. 1, pp. 796-803, Jun. 1997.
- [26] E. Chou, F. Chen, C. Adragna and B. Lu, "Ripple steering AC-DC converters to minimize input filter," *2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.(ECCE)*, pp. 1325–1330, Sep. 2009.
- [27] P. Zumel, O. García, J. A. Cobos and J. Uceda, "Magnetic integration for interleaved converters," *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Elec. Conf. and Expo. (APEC)*. vol. 02, no. C, pp. 1143–1149, 2003.
- [28] J. Wen, L. Zhou and K. Smedley, "Minimizing the circulation current in hexagram drive by coupled inductors," *IEEE Trans. on Ind. Elec.* vol. 58, no. 8, pp. 3421–3430, 2011.
- [29] C. Chapelsky, J. Salmon and A. Knight, "Design of the magnetic components for high-performance multilevel half-bridge inverter legs," *IEEE Trans. on Magnetics.*, vol. 45, no. 10, pp. 4785–4788, Oct. 2009.
- [30] B. Oraw and R. Ayyanar, "Stability of multi-winding coupled inductors in buck converters," *INTELEC 2008 - 2008 IEEE 30th Int. Telecommun. Energy Conf.*, pp. 1–6, Sep. 2008.
- [31] M. Hirakawa, Y. Watanabe, M. Nagano, K. Andoh, S. Nakatomi, S. Hashino and T. Shimizu, "High power DC/DC converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles," *Int. Power Elec. Conf, IPEC*, pp. 2941–2948, Jun. 2010.
- [32] L. Wang, Y. Pei and X. Yang, "Design of ultrathin LTCC coupled inductors for compact DC/DC converters," *IEEE Trans. on Power Elec.* vol. 26, no. 9, pp. 2528–2541, 2011.

- [33] C. Teixeira, B. McGrath and D. Holmes, "Topologically reduced multilevel converters using complementary unidirectional phase-legs," *2012 IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 2007–2012, May 2012.
- [34] K. Matsui, M. Asao, F. Ueda, K. Tsuboi and K. Iwata, "A technique of parallel-connections of pulsewidth modulated NPC inverters by and using current sharing reactors," in *Proceedings of IECON '93 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 1993, pp. 1246–1251.
- [35] J. Salmon, A. Knight and J. Ewanchuk, "Single-phase multilevel PWM inverter topologies using coupled inductors," *IEEE Trans. on Power Elec.* vol. 24, no. 5, pp. 1259–1266, May 2009.
- [36] D. Floricau, G. Gateau and T. Meynard "New multilevel flying – capacitor inverters with coupled inductors," *Proc. of IEEE Int. Conf. on Electrical and Electron. Equip., OPTIM* pp. 764-769, 2012
- [37] C. Eng, J. Salmon. J. Ewanchuk and A. Knight, "PWM inverters using split-wound coupled inductors," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. 45, no. 6, 2001-2009, nov/dec 2009.
- [38] D. O. Boillat and J. W. Kolar, "Modeling and experimental analysis of a Coupling Inductor employed in a high performance AC power source," *2012 Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl.*, pp. 1–18, Nov. 2012.
- [39] C. Teixeira, B. McGrath and D. Holmes, "Closed-loop current control of multilevel converters formed by parallel complementary unidirectional phase-legs," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo.(ECCE)*, pp. 978–985, Sep. 2013.
- [40] E. Santos, J. H. Muniz and E. R. da Silva, "2L3L inverter," *Proc. of the Braz. Power Elec. Conf. (COBEP)*, pp. 924-929, 2011.
- [41] E. Santos, F. Gulpinar and E. R. C. Silva, "Flying Capacitor Four-Level H-Bridge Converter," *Power and Energy Conf. at Illinois (PECI)*, 2014.
- [42] K. Hasegawa and H. Akagi "A New DC-Voltage-Balancing Circuit Including a Single Coupled Inductor for a Five-Level," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol 47,n 2 pp. 841–852, 2011.
- [43] X. Yuan, H. Stemmler and I. Barbi, "Investigation on the clamping voltage self-balancing of the three-level capacitor clamping inverter," *30th Annual IEEE Power Elect. Spec. Conf.*, vol 2 pp. 1059–1064, 1999.
- [44] Y. Liang and C. O. Nwankpa, "A power-line conditioner based on flying-capacitor multilevel voltage-source converter with phase-shift SPWM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 4, pp. 965–971, 2000.
- [45] C. Chapelsky, J. Salmon and A. Knight, "High-quality single phase power conversion by reconsidering the magnetic components in the output stage – building a better half bridge," *IEEE Trans. on Ind. Appl.* vol 45, pp. 2048–2055, 2009.
- [46] E. Santos, J. Muniz, E. Silva and C. Jacobina, "Nested Multilevel Topologies" *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol 30, no. 8, aug. 2015.
- [47] P. Barbosa, P. Steimer, M. Winkelkemper, J. Steinke and N. Celanovic, "Active-neutral-point clamped (ANPC) multilevel converter technology", in *Proc. of EPE Conference*, 11-14 Sep 2005.
- [48] J. Silva, E. Silva; J. Muniz, "Inversor Monofásico 2L3L com Indutores Acoplados," *Congresso Brasileiro de Automática*, 2014, Belo Horizonte. Anais do CBA 2014. São Paulo: SBA, 2014. v. 1. p. 562-568.
- [49] J. Silva, E. Silva; "Hybrid single-phase inverter with flying capacitor and reduced number of components". *11th IEEE/IAS Int. Conf. on Ind. Appl. INDUSCON*, 2014, Juiz de Fora. v. 1. p. 1-7.