

Ulisses Gomes Lima

**Estudo da Regeneração de Potência e
Aplicação do Capacitor Flutuante em um
Inversor Monofásico com Topologia NPC**

Campina Grande, Brasil

Julho de 2019

Ulisses Gomes Lima

Estudo da Regeneração de Potência e Aplicação do Capacitor Flutuante em um Inversor Monofásico com Topologia NPC

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI

Departamento de Engenharia Elétrica - DEE

Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica - CGEE

Orientador: Cursino Brandão Jacobina

Campina Grande, Brasil

Julho de 2019

Agradecimentos

Agradeço ao Senhor Jesus Cristo por ser sempre minha fonte de persistência que me fez continuar apesar dos desafios e dificuldades encontrados.

À minha mãe, Marlene, e ao meu irmão, Vinícius, pelo apoio em tudo na minha vida. A todos os membros da família, em especial aos meus tios, que me ajudaram quando eu não sabia como eu iria conseguir viver numa cidade totalmente diferente.

Aos irmãos da Igreja em Itabaiana pelas orações que, com certeza, foram parte fundamental para minha trajetória. Agradeço em especial a Douglas, Aleska e Sugerlayne, com quem posso compartilhar as dificuldades e sempre receber um alento espiritual.

Aos meus amigos que guardo no coração desde o ensino médio, Ícaro, Ítalo, Michelly e Vitória, com quem sempre dou as risadas mais sinceras e cujo carinho sei que é recíproco.

Aos amigos que a cidade e o curso me proporcionaram, como o Armário, o Cinema Elétrico e pessoas como Melissa, Elias e Darlanny, cujas histórias que vivemos juntos me lembrarei com carinho até o fim dos meus dias. Agradeço a Tiago, um amigo improvável que ganhei e que se tornou bastante especial.

A toda a equipe do LEIAM, em especial a Amanda, que me ajudou diretamente na produção deste trabalho com bastante disposição. A outros, como Phelipe, Reuben, Nayara e Felipe desde o princípio da minha iniciação científica. E ao meu orientador, Cursino, com quem compartilho quase três anos de experiência, pela confiança depositada.

"O medo se vai quando ouço a voz do alto me dizer: Sê valente!"

Marcos Almeida

Resumo

O presente trabalho é baseado na análise de inversores monofásicos com topologia NPC. Serão estudados os efeitos da regeneração de potência na configuração NPC/Ponte-H composto por duas células alimentadas por fontes de tensão com três relações de barramento (2:1, 3:1 e 4:1) e também a aplicação de um capacitor flutuante na configuração híbrida NPC/Ponte-H em cascata com relação 4:1. A técnica PWM utilizada será a *Level-Shifted* PWM, que é baseada na geração de níveis pelo inversor. A fim de comprovar o funcionamento dos sistemas, serão analisadas regiões de operação, taxas de distorções harmônicas e comportamento das tensões e das correntes associadas aos circuitos por meio de simulações realizadas com auxílio dos softwares MATLAB[©] e PSIM[©].

Palavras-chave: Inversores, NPC, regeneração de potência, capacitor flutuante *Level-Shifted* PWM.

Abstract

The present work is based on the analysis of single-phase inverters with NPC topology. The effects power regeneration on the NPC/H-Bridge configuration composed by two cells fed by voltage sources with three dc-link voltage ratios (2:1, 3:1 and 4:1) and also the application of a flying capacitor in the hybrid cascaded NPC/H-bridge configuration with a 4:1 dc-link voltage ratio. The PWM technique used will be the Level-Shifted PWM, which is based on levels generation by the inverter. In order to prove the operation of the systems, operating regions, harmonic distortion rates and behavior of the voltages and currents associated with the circuits will be analyzed through simulations performed using MATLAB and PSIM softwares.

Keywords: Iverters, NPC, power regeneration, flying capacitor and Level-Shifted PWM.

Lista de tabelas

Tabela 1 – Comportamento das correntes do barramento A.	9
Tabela 2 – Taxas de distorção harmônica total para os diferentes casos aplicados. .	17
Tabela 3 – Comportamento das correntes do barramento B.	21
Tabela 4 – Influência das combinações das chaves nos capacitores na topologia H-NPC com relação 4:1.	22

Lista de ilustrações

Figura 1 – Topologias de conversores multiníveis.	4
Figura 2 – Topologia 2NPC com barramentos alimentados por retificadores.	8
Figura 3 – Circuito simplificado da topologia 2NPC alimentado por retificadores.	10
Figura 4 – Esquemas do LS-PWM para a topologia 2NPC alimentada por retificadores com relação 2:1.	11
Figura 5 – Esquemas do LS-PWM para a topologia 2NPC alimentada por retificadores com relação 3:1.	12
Figura 6 – Esquemas do LS-PWM para a topologia 2NPC alimentada por retificadores com relação 4:1.	13
Figura 7 – Distribuição de potência para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (2 : 1)$	15
Figura 8 – Distribuição de potência para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (3 : 1)$	16
Figura 9 – Distribuição de potência para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (4 : 1)$	17
Figura 10 – Tensão de saída para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (2 : 1)$	18
Figura 11 – Tensão de saída para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (3 : 1)$	18
Figura 12 – Tensão de saída para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (4 : 1)$	18
Figura 13 – Topologia H-NPC com capacitor flutuante.	20
Figura 14 – Estudo de regime permanente para a topologia H-NPC com relação de barramento 4:1.	23
Figura 15 – Controle por dupla banda de histerese.	24
Figura 16 – Condições de aplicação do LS-PWM na topologia H-NPC 4:1.	25
Figura 17 – Aplicação do LS-PWM na topologia H-NPC 4:1.	26
Figura 18 – Tensão e corrente de saída.	27
Figura 19 – Potência da carga.	28
Figura 20 – Tensões dos capacitores do barramento A.	29
Figura 21 – Tensões dos capacitores do barramento B.	30
Figura 22 – LS-PWM aplicado na simulação.	31

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
FC	<i>Flying Capacitor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LS-PWM	<i>Level-Shifted Pulse Width Modulation</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral-Point-Clamped</i>
SV-PWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Revisão Bibliográfica	2
1.2	Objetivos	6
1.3	Organização do Trabalho	6
2	Regeneração de Potência na Topologia 2NPC	7
2.1	Modelo do Sistema	7
2.2	<i>Level-Shifted</i> PWM	10
2.3	Resultados das Simulações	14
3	Balanceamento da Tensão do Capacitor Flutuante na Topologia H-NPC	19
3.1	Modelo do Sistema	20
3.2	<i>Level-Shifted</i> PWM	21
3.2.1	Estudo de Regime Permanente	23
3.2.2	Controle dos Barramentos	24
3.3	Resultados das Simulações	24
4	Conclusões	32
	Referências	34

1 | Introdução

Dentre as várias áreas da Engenharia Elétrica, existe a Eletrônica de Potência que objetiva o uso de dispositivos para se alcançar formas desejáveis na saída de um sistema por meio do controle e processamento da energia disponível na entrada com uso eficiente da eletricidade. Os conversores de potência são circuitos que utiliza chaves semicondutoras, tais como IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) (Vitorino, 2012), para controlar a saída, tanto em relação à amplitude, quanto à forma de onda. Eles podem ser classificados observando-se se a entrada e a saída são de corrente contínua (CC) ou de corrente alternada (CA), existindo, portanto, quatro tipos de conversão possíveis: CC-CC, CC-CA (nesse caso, os conversores são chamados de inversores), CA-CC (nesse caso, os conversores são chamados de retificadores) e CA-CA (Vitorino, 2012).

Conversores de potência são uma ótima solução para processos que envolvem sistemas de acionamento elétrico. Podem ter várias aplicações, como no setor de transportes, manufatura, mineração e na indústria petroquímica, por exemplo. Esses processos estão demandando cada vez mais potência para que seja possível uma maior produção com maior eficiência e menor custo. Para sanar essa questão, a pesquisa tem sido focada de duas formas: o desenvolvimento de dispositivos semicondutores com tensões e correntes nominais maiores (atualmente 8 kV e 6 kA) mantendo as topologias de conversores tradicionais (com dois níveis de tensão e conversores fontes de corrente) e desenvolvendo novas topologias de conversores com a tecnologia de semicondutores existente, conhecidos como conversores multiníveis (Rodriguez et al., 2009).

Na primeira opção, há a vantagem de se possuírem estruturas e mecanismos de controle bem conhecidos, entretanto, são mais caros e, por apresentarem uma potência maior, esses novos semicondutores necessitam de filtros para melhorar a qualidade. A segunda abordagem traz os semicondutores já conhecidos e de baixo custo, mas com estruturas de circuito mais complexas que trazem desafios para implementação e estratégias de controle. Esses desafios logo se tornaram grandes oportunidades para a pesquisa e alavancaram o

desenvolvimento dos conversores multiníveis com o passar dos anos (Rodriguez et al., 2009).

Conversores multiníveis são compostos por um conjunto de semicondutores e capacitores com a saída sendo gerada em formato de degraus, por isso, o nome multinível. Uma característica interessante é que a tensão reversa experimentada pelos semicondutores pode ser significativamente diminuída, o que dispensa o uso de dispositivos mais robustos. Com o aumento do número de níveis, a saída terá mais degraus na sua forma de onda e, conseqüentemente, a distorção harmônica é reduzida. Entretanto, isso também aumenta a complexidade do controle utilizado e introduz problemas de desequilíbrios de tensão (Rodriguez; Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng, 2002).

Essas propriedades tornaram os conversores multiníveis muito atrativos para a indústria. Pesquisadores do mundo todo estão engajados em melhorar o desempenho e simplificar o controle desses sistemas com diferentes algoritmos que evidenciem a melhora da taxa de distorção harmônica (THD) do sinal de saída, do balanceamento dos barramentos CC e da ondulação da corrente (Franquelo et al., 2008).

1.1 Revisão Bibliográfica

As topologias de conversores multiníveis mais conhecidas existentes na literatura são as seguintes: diodo grampeado no ponto neutro (NPC, do inglês *Neutral-Point-Clamped*) (Nabae; Takahashi; Akagi, 1981), capacitor flutuante (FC, do inglês *Flying-Capacitor*) (Meynard; Foch, 1992) e ponte H em cascata (CHB, do inglês *cascaded H-Bridge*) (Baker; Bannister, 1975). Além disso, vários métodos de controle e de PWM (*Pulse Width Modulation*) foram criados, de forma a se aproveitar ao máximo os graus de liberdade proporcionados pelas topologias, algumas delas são: *Level-Shifted* PWM (Carrara et al., 1992), *Phase-Shifted* PWM (Hammond, 1997) e *Space-Vector* PWM (Holtz, 1994).

O conversor NPC da Figura 1a é composto por dois pares de chaves (q_1, q_2, q_3, q_4) conectadas em série em que seus pontos centrais são interconectados por dois diodos de grampeamento (D_1, D_2) que formam o ponto do neutro N e dividem a tensão total do barramento em duas. Cada dispositivo, agora, bloqueia apenas metade da tensão do conversor, o que aumenta a capacidade de transferência de potência, caso sejam utilizados o mesmo material semicondutor para os dispositivos. Dependendo da combinação das chaves (deve-se observar que q_1 e q_3 são complementares, assim como q_2 e q_4 para evitar curto-circuito do barramento), a saída V_{AN} pode experimentar três níveis de tensão: $+V_{dc}$, $-V_{dc}$ e zero, sendo esse último obtido pelo ponto do neutro, Uma das quatro combinações das chaves são proibidas, quando q_1 está ligada e q_2 desligada, porque não oferece um

caminho de corrente para a carga (Rodriguez et al., 2009).

As vantagens do conversor NPC é que pode-se evitar a utilização de filtros, já que o aumento do número de níveis diminui a distorção harmônica; devido à baixa frequência de comutação, possui alto rendimento e permite-se controlar a potência reativa. Como desvantagens há o elevado número de diodos com o aumento de níveis, incrementando a complexidade controle; dificuldade de se controlar o fluxo de energia em tempo real (Rodrigues, 2011).

O conversor FC da Figura 1b, utiliza capacitores flutuantes, ao invés de diodos grampeados como no NPC. O nível zero é obtido conectando-se a carga ao terminal positivo ou negativo do capacitor com polaridade contrária em relação ao barramento. Pelo mesmo motivo do NPC, as chaves devem ser complementares, entretanto, os conjuntos são q_1, q_4 e q_2, q_3 . Nesta topologia, as quatro combinações das chaves podem ser utilizadas, uma delas vai gerar o nível $+V_{dc}$, outra, o $-V_{dc}$ e duas, o nível zero, gerando redundâncias que podem ser úteis em estratégias de controle (Rodriguez et al., 2009).

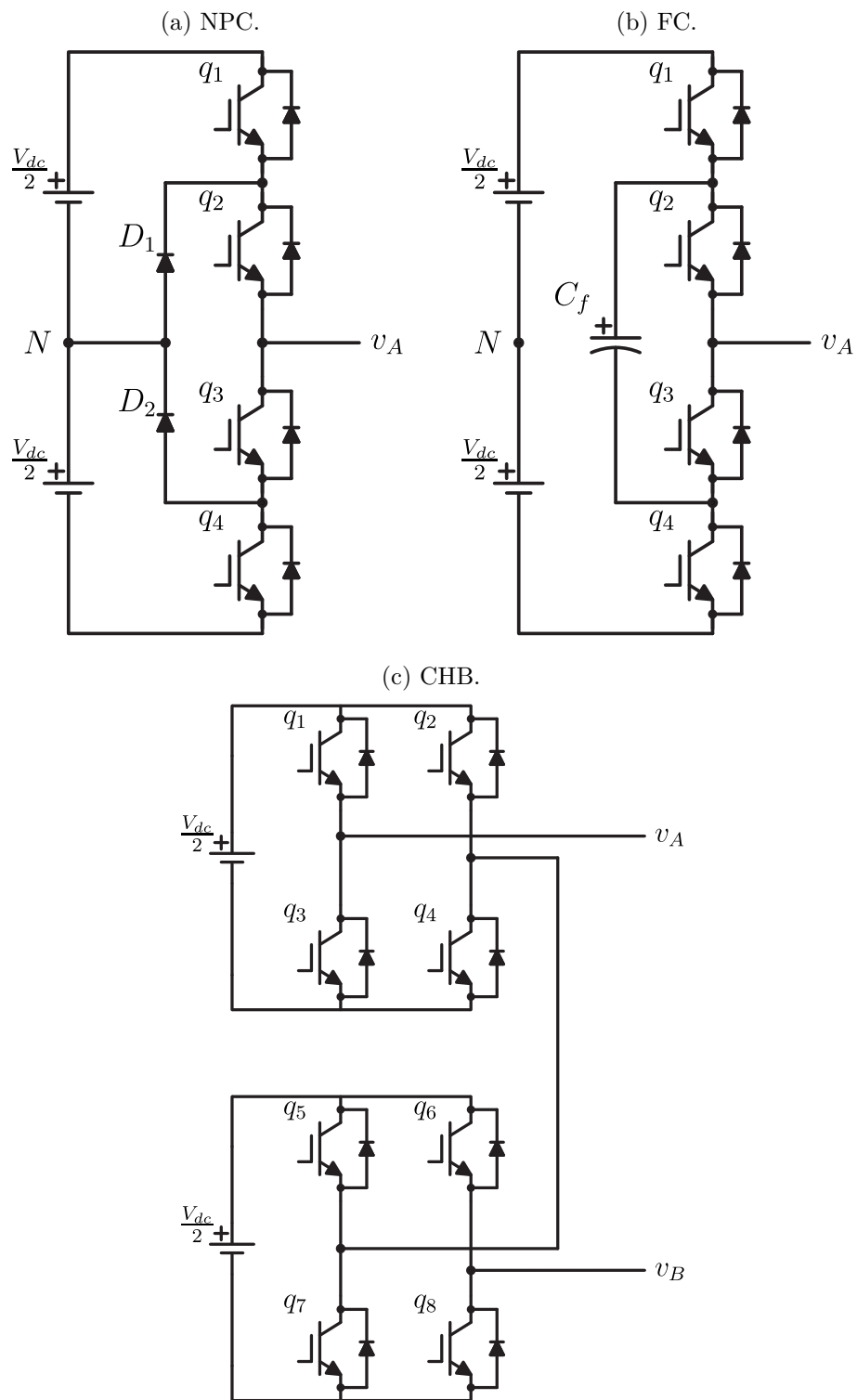
Como vantagens, o conversor FC apresenta maior modularidade na adição de novos capacitores para gerar mais níveis na saída; possibilita o controle de potência ativa e reativa, além de um controle mais flexível com a presença das redundâncias. Entretanto, a presença de capacitores flutuantes aumenta o custo, diminui o tempo médio de vida e fornece uma maior complexidade no controle das tensões deles, além de que no uso para transmissão de potência ativa, a eficiência do conversor e a capacidade de comutação das chaves são afetadas (Rodrigues, 2011).

O conversor CHB é composto por, no mínimo, duas Pontes-H conectadas em série, como mostrado na Figura 1c, em que cada uma possui chaves complementares que evitam curto-circuito do barramento (para a célula superior são q_1, q_3 e q_2, q_4). Assim como o FC, todas as quatro combinações são possíveis com a geração dos mesmos três níveis e uma redundância no nível zero em cada Ponte-H isoladamente (resultando em 5 níveis para a topologia CHB de duas células), obtido quando os terminais da saída são conectados na extremidade superior ou inferior do barramento (Rodriguez et al., 2009).

A topologia CHB gera um número de níveis igual ao dobro do número de fontes de tensão mais um, apresenta um reduzido número de componentes e é bastante modular porque as estruturas são parecidas. Todavia, há uma dependência de fontes CC independentes nos barramentos e elas devem estar preparadas tanto para fornecer quanto para absorver potência (Rodrigues, 2011).

Especificamente, o conversor NPC é amplamente utilizado em aplicações da ordem de mega-volts e também naquelas que envolvem baixas e médias frequências de chaveamento.

Figura 1 – Topologias de conversores multiníveis.



Fonte: Próprio Autor.

Além disso, possui a maior eficiência em termos de conversão de energia entre as soluções disponíveis na indústria, sendo mais utilizados em transportadores, bombas e moinhos, entre outros (Abu-Rub et al., 2010). A configuração *back-to-back*, ou seja, com fluxo bidirecional de potência, é um grande benefício dessa topologia, o que torna possível aplicações transportadores na indústria de mineração e interface de rede de fontes de energia renováveis, tal como energia eólica (Abu-Rub et al., 2010).

Algumas pesquisas feitas com topologias de inversores que utilizam apenas fontes de tensão contínua nos barramentos têm mostrado que pode-se gerar mais potência do que aquela requerida pela carga para determinados intervalos de índice de modulação. Isso é chamado de regeneração de potência e faz com que a célula de menor tensão absorva essa potência em excesso. O tema é discutido em (Kouro et al., 2010), (Abu-Rub et al., 2010) e (Espinosa et al., 2014), esse último revela que isso pode complicar o controle da topologia proposta, sendo necessário a inserção de componentes que vão encarecer o projeto e torná-lo mais pesado.

De fato, o fluxo bidirecional de potência pode ser benéfica em alguns casos, como no complexo ferroviário apresentado em (de Jager; Huizer; van der Pols, 2014), que propõe um sistema de aproveitamento da energia gerada durante a frenagem no metrô de da cidade de Roterdã, além dos casos já citados anteriormente. Entretanto, aplicações aeroespaciais e em telecomunicações requerem apenas um fluxo unidirecional de potência, assim, (Yuan, 2014) e (Kolar; Zach, 1997) propõem conversores que sanem, dentre outros, esse problema.

Existe também, o conjunto de inversores com conexão em cascata que possuem capacitor em um dos barramentos, ao invés de uma fonte CC. Essa estratégia reduz o custo total do sistema, na medida que o barramento flutuante não requer o uso de transformadores e retificadores para sua alimentação (Monteiro, 2019). Todavia, o método também traz desafios com relação à regulação de tensão do capacitor, que dependerá do índice de modulação e do fator de potência da carga utilizados (Monteiro, 2019).

Na literatura, são encontrados trabalhos que abordam esse tema. Em (Vazquez et al., 2009), o capacitor flutuante é aplicado a um inversor CHB em cascata, sendo controlado por uma técnica baseada no SV-PWM. Em (Vahedi et al., 2014), a mesma topologia é controlada utilizando-se o LS-PWM. Já em (Routray; Singh; Mahanty, 2017), um inversor composto por três Pontes-H em cascata e um deles barramento flutuante é controlado com a implementação de um algoritmo genético. Em (Nami et al., 2011), um inversor monofásico composto por um NPC de 7 níveis alimentado por fonte em cascata com uma Ponte-H clássica alimentada por capacitor é controlado por meio de diferentes modulações. Em (Sepahvand; Ferdowsi; Corzine, 2011), cada braço de um inversor trifásico NPC é conectado em cascata com duas Pontes-H clássicas alimentadas por capacitores é projetado

para se recuperar caso ocorra alguma falta em certa Ponte-H.

1.2 Objetivos

O presente trabalho tem a proposta de fazer um estudo da regeneração de potência em um inversor monofásico NPC/Ponte-H em cascata e a utilização de técnicas que diminuam seus efeitos, como também, uma discussão sobre como a distorção harmônica se comporta para os vários casos apresentados.

Além disso, também é realizado um estudo do capacitor flutuante em um inversor monofásico com topologia híbrida, composto por um NPC/Ponte-H (célula A) em cascata com uma Ponte-H clássica (célula B), em que um retificador alimenta a célula A e capacitores, a B.

Em ambos os estudos, a tecnologia PWM escolhida foi a *Level-Shifted* (LS-PWM), sempre buscando gerar o maior número de níveis por meio da divisão da tensão total entre os dois barramentos das topologias sem aumentar excessivamente a complexidade do controle.

1.3 Organização do Trabalho

O Capítulo 2 mostra o estudo da regeneração de potência, com a apresentação do circuito utilizado, das equações que regem o funcionamento e utilização do LS-PWM de duas diferentes formas: uma com regeneração e outra com o objetivo de minimizá-la. Resultados das simulações computacionais no *softwares* MATLAB[©] e PSIM[©] são apresentados ao final para comprovar a validação da técnica.

O Capítulo 3 aborda o estudo do capacitor flutuante na topologia híbrida com o uso do LS-PWM baseado nas redundâncias para controle dos barramentos. O circuito e suas equações são apresentados, assim como o funcionamento da técnica utilizada. Também serão mostradas simulações computacionais nos *softwares* MATLAB[©] e PSIM[©] mostrando a atuação do controle no sistema.

O Capítulo 4 apresenta as conclusões do trabalho em um formato do resumo dos resultados alcançados e propostas futuras visando complementar as atividades desenvolvidas.

2 | Regeneração de Potência na Topologia 2NPC

Este capítulo aborda o estudo da regeneração de potência no inversor monofásico NPC/Ponte-H em cascata, que, a partir de agora, será referenciado por 2NPC. Essa topologia é composta por dois conversores NPC A e B em série, chamados células, conectados em formato de Ponte-H, que alimentam uma carga com tensão v_L e corrente i_L . A Figura 2 mostra como se dá essa configuração, evidenciando que os barramentos são alimentados por fontes CC.

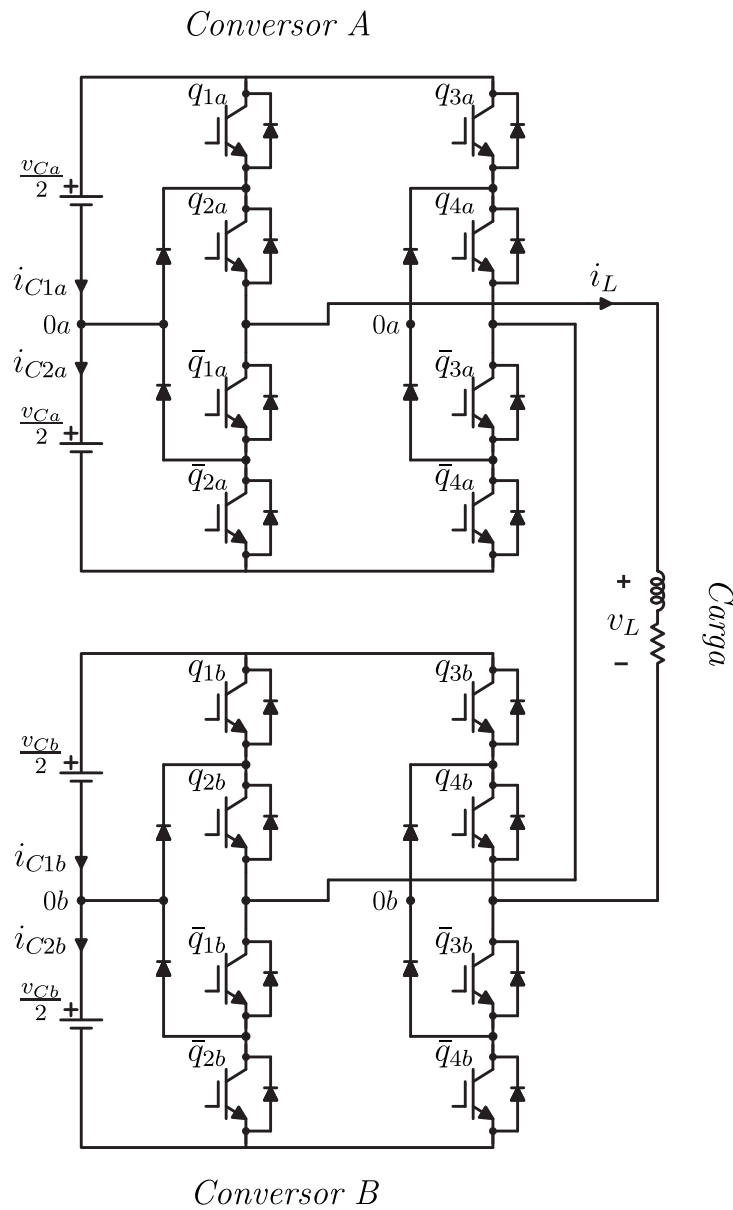
A distribuição de tensão em cada célula, ou relação de barramento, pode ser simétrica (quando as tensões geradas são iguais) ou assimétrica (quando são geradas tensões diferentes). É interessante que se tenha uma célula com tensão maior que a outra, pois isso permite que a saída possua mais níveis. Cada relação de barramento pode estar sujeita à regeneração, por isso, utilizam-se técnicas que impeçam esse modo (ocasionada sempre pela célula de menor tensão, como mencionado anteriormente), fazendo com que o fluxo de potência aconteça sempre do conversor para a carga.

A quantidade de níveis gerados pela topologia pode variar desde 9, se utilizada a relação $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 1)$, até 25, com $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (5 : 1)$ e, para o estudo aqui presente, foram consideradas as relações $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (2 : 1)$, $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (3 : 1)$ e $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (4 : 1)$, que geram 13, 17 e 21 níveis, respectivamente. Serão analisadas como as estratégias de chaveamento têm influência na distribuição de potência de cada célula, minimização da regeneração e distorção harmônica por meio de simulações realizadas em MATLAB[®] e PSIM[®].

2.1 Modelo do Sistema

Seja q_{jx} o estado das chaves superiores de cada célula, considerando que quando $q = 0$ ela está desligada e $q = 1$, ligada, pode-se escrever as tensões de polo entre os pontos

Figura 2 – Topologia 2NPC com barramentos alimentados por retificadores.



Fonte: Próprio Autor.

de divisão das chaves superiores e inferiores e os pontos de neutro, como

$$v_{10a} = (q_{1a} + q_{2a} - 1) \cdot \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.1)$$

$$v_{20a} = (q_{3a} + q_{4a} - 1) \cdot \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.2)$$

$$v_{10b} = (q_{1b} + q_{2b} - 1) \cdot \frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.3)$$

$$v_{20b} = (q_{3b} + q_{4b} - 1) \cdot \frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.4)$$

A tensão gerada em cada célula (v_a e v_b) e, conseqüentemente, a saída (v_L) são

definidas como

$$v_a = v_{10a} - v_{20a} \quad (2.5)$$

$$v_b = v_{10b} - v_{20b} \quad (2.6)$$

$$v_L = v_a + v_b \quad (2.7)$$

As expressões das correntes i_{C1a} , i_{C2a} , i_{C1b} e i_{C2b} que fluem através das fontes CC são calculadas observando-se como elas são influenciadas pelas combinações das chaves. A Tabela 1 mostra os diferentes valores de i_{C1a} e i_{C2a} para todas as combinações de q_{1a} , q_{2a} , q_{3a} e q_{4a} , eliminando-se aquelas que envolvem $(q_{1a}, q_{2a}) = (1,0)$ e/ou $(q_{3a}, q_{4a}) = (1,0)$.

Tabela 1 – Comportamento das correntes do barramento A.

q_{1a}	q_{2a}	q_{3a}	q_{4a}	i_{C1a}	i_{C2a}
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	i_L
0	0	1	1	i_L	i_L
0	1	0	0	0	$-i_L$
0	1	0	1	0	0
0	1	1	1	i_L	0
1	1	0	0	$-i_L$	$-i_L$
1	1	0	1	$-i_L$	0
1	1	1	1	0	0

Fonte: Próprio Autor.

A partir dela, percebe-se que i_{C1a} depende apenas dos estados de q_{1a} e q_{3a} , bem como i_{C2a} com q_{2a} e q_{4a} . Para a outra célula, a análise será equivalente e, com isso, pode-se escrever as equações correspondentes às correntes dos barramentos como

$$i_{C1a} = q_{1a} \cdot (-i_L) + q_{3a} \cdot (i_L) \quad (2.8)$$

$$i_{C2a} = q_{2a} \cdot (-i_L) + q_{4a} \cdot (i_L) \quad (2.9)$$

$$i_{C1b} = q_{1b} \cdot (-i_L) + q_{3b} \cdot (i_L) \quad (2.10)$$

$$i_{C2b} = q_{2b} \cdot (-i_L) + q_{4b} \cdot (i_L) \quad (2.11)$$

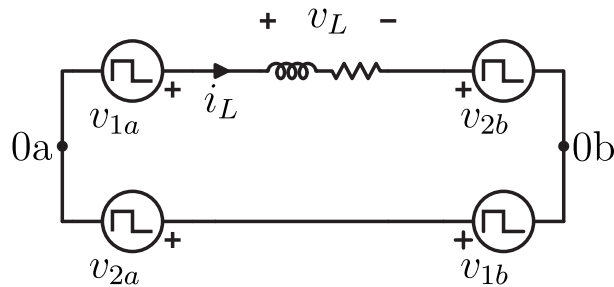
As potências instantâneas p_{inst-a} e p_{inst-b} dos conversores é encontrada somando-se as duas parcelas de potência de cada barramento

$$p_{inst-a} = i_{C1a} \cdot \frac{v_{Ca}}{2} + i_{C2a} \cdot \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.12)$$

$$p_{inst-b} = i_{C1b} \cdot \frac{v_{Cb}}{2} + i_{C2b} \cdot \frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.13)$$

O circuito simplificado mostrando como as tensões de polo estão relacionadas com a saída e apresentado na Figura 3.

Figura 3 – Circuito simplificado da topologia 2NPC alimentado por retificadores.



Fonte: Próprio Autor.

2.2 *Level-Shifted* PWM

A técnica de modulação por largura de pulso utilizada é a *Level-Shifted*, que conta com o princípio de se gerar portadoras triangulares de mesma frequência entre cada dois níveis de tensão possíveis de serem gerados a fim de que cada setor da onda de referência seja comparado com determinada triangular.

A razão entre a amplitude da referência (V_L^*) e a máxima tensão possível gerada pelo conversor (V_C) é chamada de índice de modulação (m_a). Essa variável irá influenciar no sistema, na medida que a regeneração de potência ocorrerá para alguns de seus intervalos.

Para uma topologia que gere n níveis de tensão será necessário $n-1$ portadoras triangulares (v_T) igualmente distribuídas ao longo da referência (v_L^*). Dessa forma, caso em determinado momento a tensão de referência seja maior que a portadora, é escolhida uma combinação de chaves que gere o nível superior e, caso contrário, o inferior. A forma de onda da saída (v_L) assumirá o formato de uma escada, que deverá ser aplicada em um filtro com o objetivo de adquirir o formato senoidal requerido.

A seleção dos estados das chaves é realizado por meio das redundâncias. Cada combinação gera um nível, sendo possível que diferentes combinações gerem o mesmo nível, de modo que o número de redundâncias vai diminuindo à medida que cresce a possibilidade de níveis. Assim sendo, pode-se selecionar os estados a fim de se minimizar a regeneração.

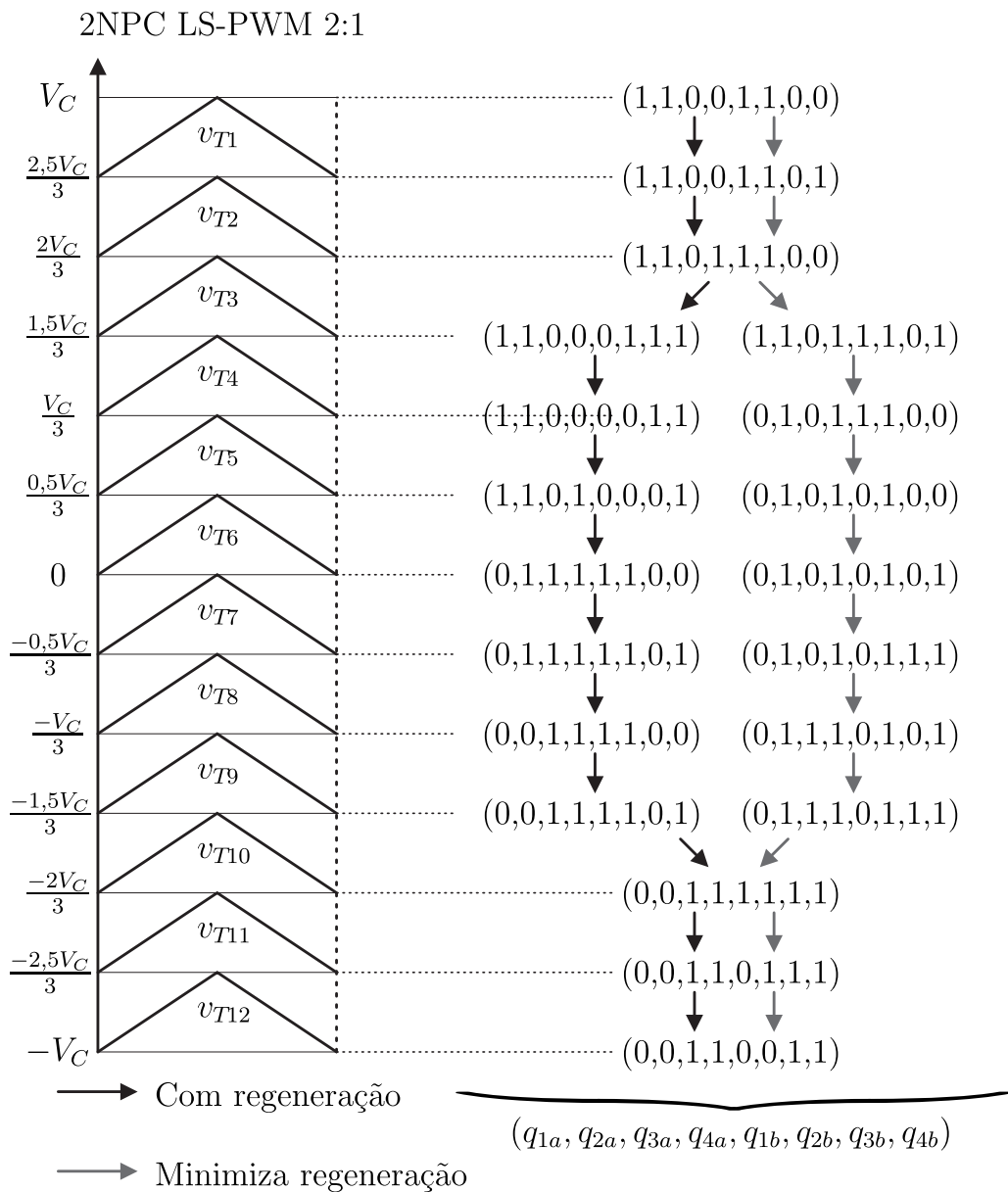
Para isso, as combinações são priorizadas de forma que ambas as células ou forneçam ou absorvam ou uma delas nem forneça nem absorva potência. Isso é observado analisando-se o sinal da tensão gerada em cada conversor, se elas forem contrárias, contribuirão para a regeneração. Essas combinações são as que precisam ser evitadas.

Pode acontecer de não haver redundâncias suficientes para que sejam respeitadas as condições que minimizem a regeneração em todos os níveis. Se isso ocorrer, pode-se eliminar os níveis que causam esse efeito, dessa forma o chaveamento será realizado pulando

aquele nível, por isso essa técnica é chamada de Pulo de Nível.

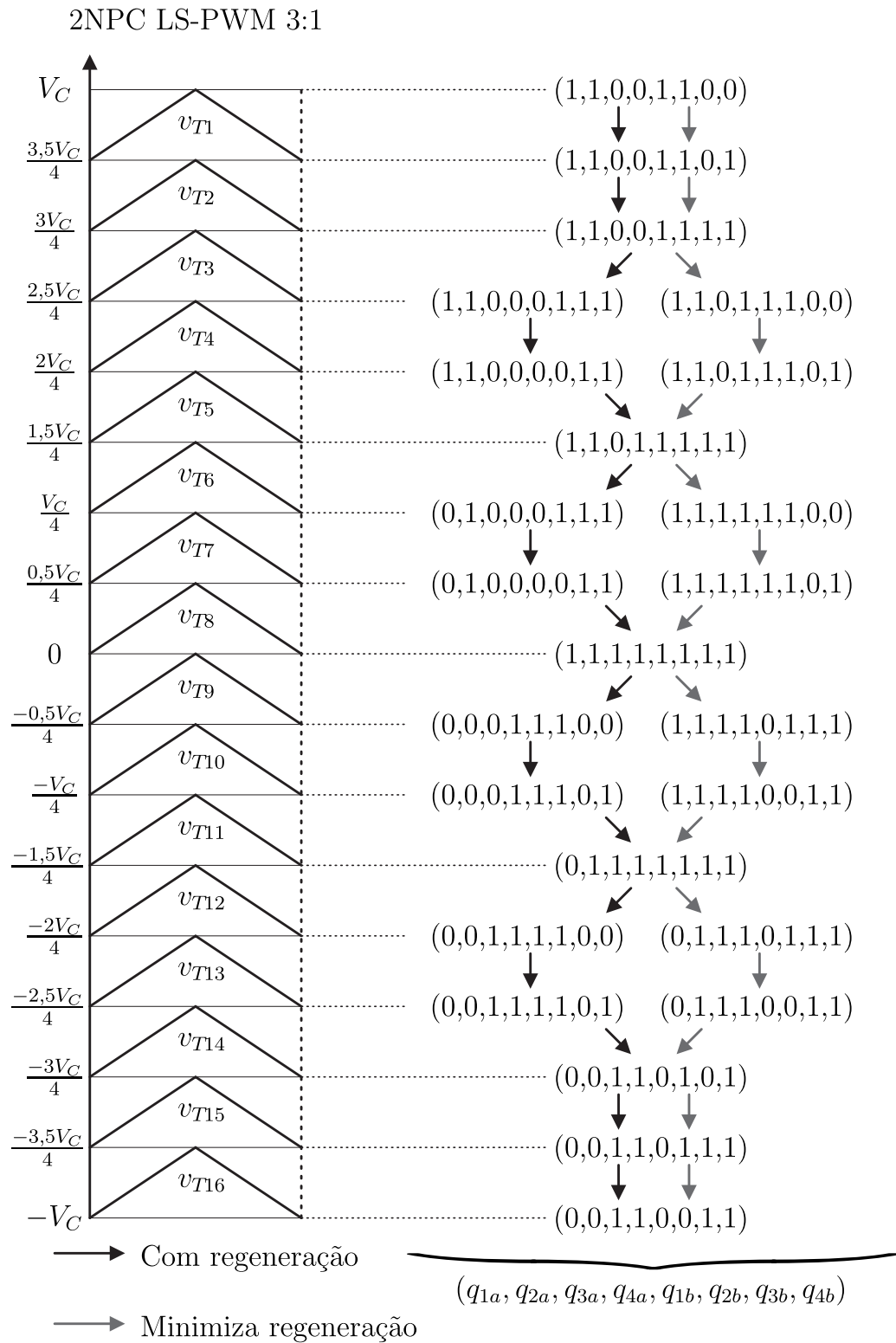
A seguir, pode-se ver os esquemas do LS-PWM com e sem minimização da regeneração para três relações de barramento: a 2:1 na Figura 4, a 3:1 na Figura 5 e a 4:1 na Figura 6. Nota-se que para a relação 4:1, surgiu a necessidade de se pular 4 níveis ($-\frac{3,5V_C}{5}$, $-\frac{1,5V_C}{5}$, $\frac{1,5V_C}{5}$ e $\frac{3,5V_C}{5}$), pois todas as combinações relacionadas a eles, implicavam em tensões de sinais contrários na saída dos conversores, contribuindo para a regeneração.

Figura 4 – Esquemas do LS-PWM para a topologia 2NPC alimentada por retificadores com relação 2:1.



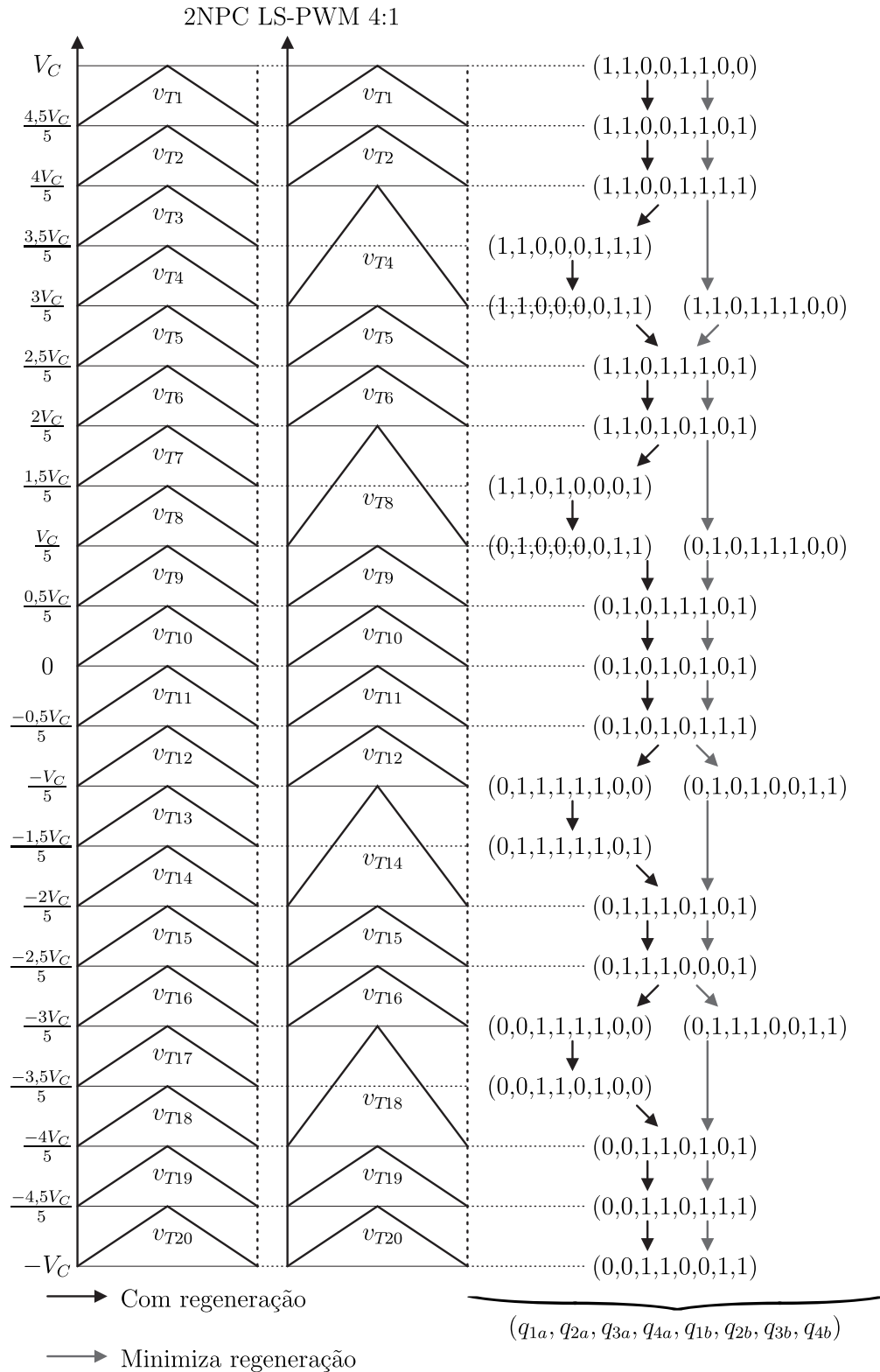
Fonte: Próprio Autor.

Figura 5 – Esquemas do LS-PWM para a topologia 2NPC alimentada por retificadores com relação 3:1.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 6 – Esquemas do LS-PWM para a topologia 2NPC alimentada por retificadores com relação 4:1.



Fonte: Próprio Autor.

2.3 Resultados das Simulações

Esta seção é dedicada a discutir como a variação do índice de modulação interfere no efeito regenerativo do inversor e na taxa de distorção harmônica da tensão e da corrente na carga e, assim, definir os limites de operação para aplicações em que esse efeito é indesejável.

As simulações realizadas nos *softwares* MATLAB[©] e PSIM[©] consideraram uma referência de amplitude $V_L = 311V$ com frequência $f = 60Hz$, carga aplicada foi de $P_L = 1kW$ com fator de potência unitário, frequência de chaveamento $f_c = 10kHz$ e variando-se o índice de modulação para vários valores no intervalo $0, 1 \leq m_a \leq 1$.

As Figuras 7a e 7b exibem a distribuição de potência entre os dois conversores para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (2 : 1)$ com regeneração e aplicando a técnica para minimizá-la, respectivamente. As potências estão normalizadas de acordo com a requisitada pela carga, quando elas são positivas significa que a células geram potência e, quando negativas, absorvem. Percebe-se que, não ocorre regeneração quando a técnica é aplicada e a distribuição de potência é bastante uniforme, já no outro caso, para um índice de modulação $0, 1 \leq m_a \leq 0,7$, a célula de menor tensão absorve a potência excedente do sistema e há uma grande discrepância na distribuição, principalmente para valores de m_a mais baixos.

Na relação de barramento $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (3 : 1)$, indicada nas Figuras 8a e 8b, a regeneração foi igualmente eliminada empregando-se o PWM adequado. Sem isso, percebe-se que a distribuição de potência nas células apresentou o formato menos uniforme entre os três casos apresentados, atingindo uma diferença de 5 p.u. para $m_a = 0,1$. A regeneração, nesse caso, só não acontece na faixa para um índice de modulação maior que 0,88.

Para o caso em que $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (4 : 1)$, apresentado nas Figuras 9a e 9b, também a técnica aplicada, desta vez com pulso de níveis, conseguiu suprimir por completo os efeitos da regeneração, pois as duas células sempre geram potência para todos os valores de m_a . Quando a técnica não é aplicada, a distribuição se torna menos discrepante quando comparada com a relação 2:1, entretanto a faixa de regeneração é bem maior, tomando o intervalo $0,16 \leq m_a \leq 0,92$.

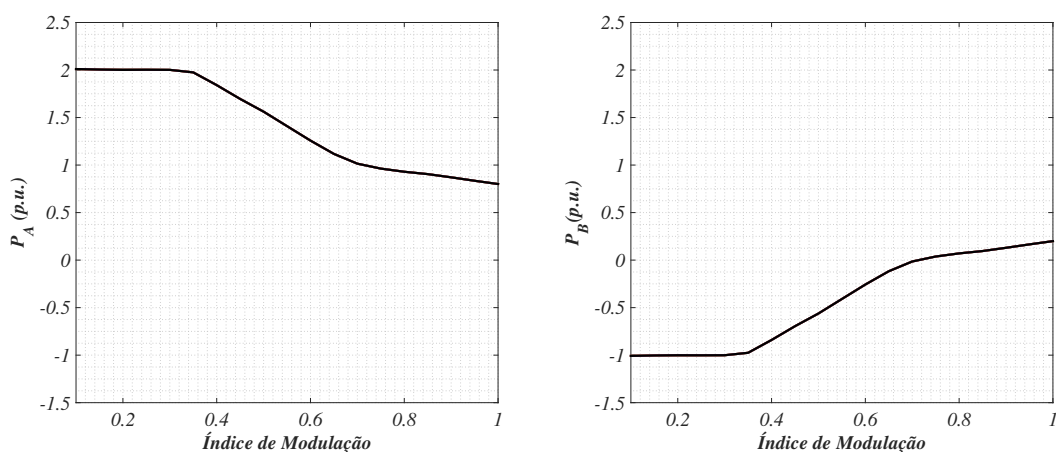
Calculou-se também as taxas de distorção harmônica totais (THD) da corrente e da tensão na carga. Esse parâmetro pode ser encontrado seguindo a equação

$$THD(\%) = \frac{100}{A_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (A_h)^2}, \quad (2.14)$$

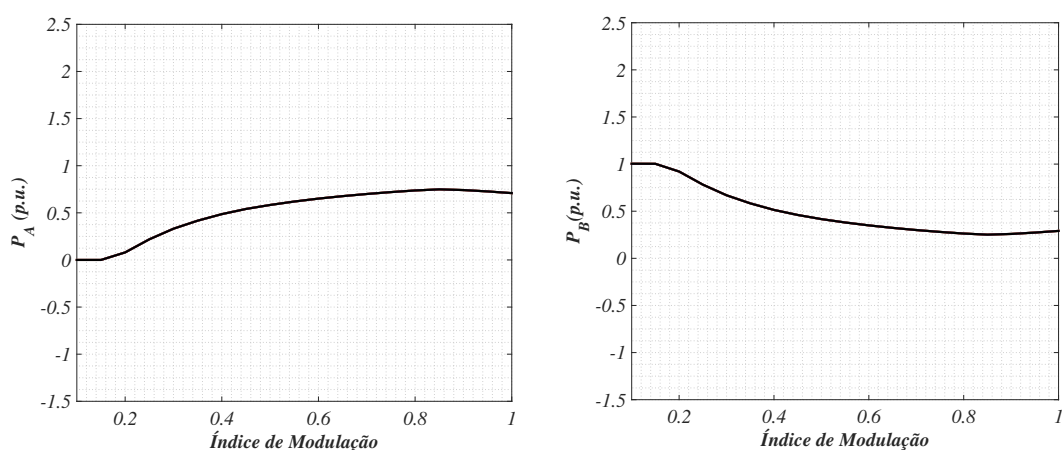
em que A_1 , a amplitude da componente fundamental e A_h , a do harmônico h . Na prática, o somatório não precisa tender a infinito, basta parar em algum harmônico cujas amplitudes daqueles subsequentes sejam desprezíveis em relação à fundamental, o que varia de aplicação

Figura 7 – Distribuição de potência para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (2 : 1)$.

(a) Com a regeneração.



(b) Minimizando a regeneração.



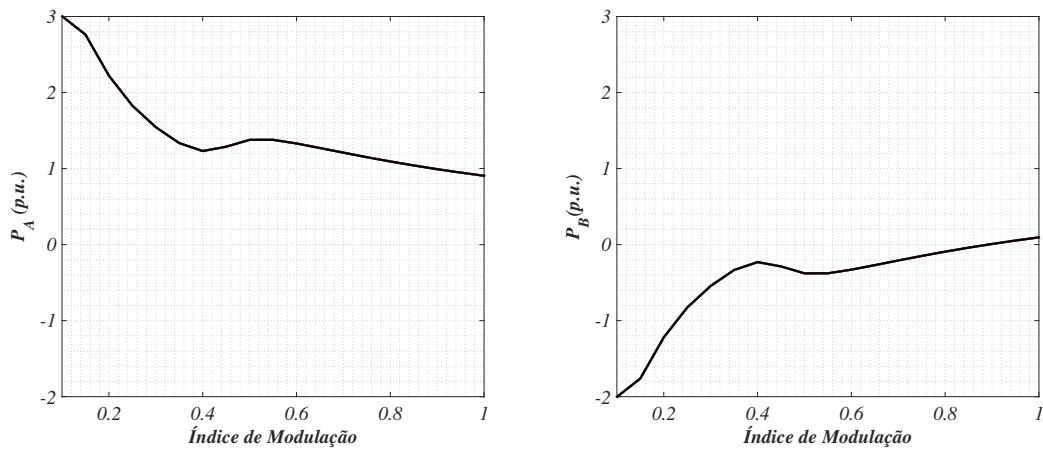
Fonte: Próprio Autor.

para aplicação. Os valores da THD são mostrados na Tabela 2 para diferentes índices de modulação.

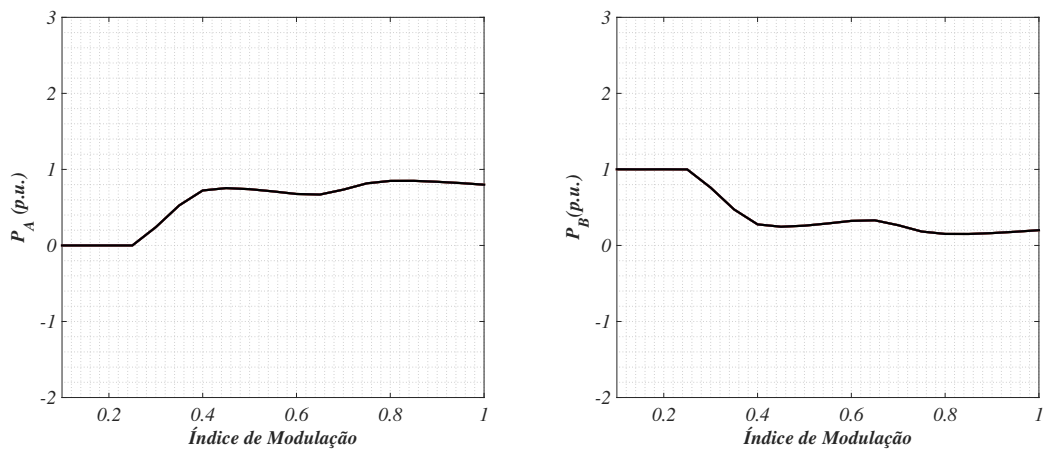
Percebe-se que quanto maior o número de níveis, menor é a distorção, pois a relação 4:1, que gera 21 níveis, tem THD menor que a 3:1, que gera 17 e, por conseguinte, essa atinge valores menores que a 2:1, com 13 níveis. A distorção é diretamente proporcional à diminuição do índice de modulação, isso porque a amplitude da tensão de referência cai na mesma proporção, fazendo com que os níveis maiores sejam inutilizados. Para as relações 2:1 e 3:1, as distorções são as mesmas com e sem regeneração, diferente do caso 4:1 porque para a minimização houve a necessidade de se pular níveis e isso aumenta a THD, na medida que o chaveamento não mais ocorrerá entre os dois níveis mais próximos.

Figura 8 – Distribuição de potência para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (3 : 1)$.

(a) Com a regeneração.



(b) Minimizando a regeneração.



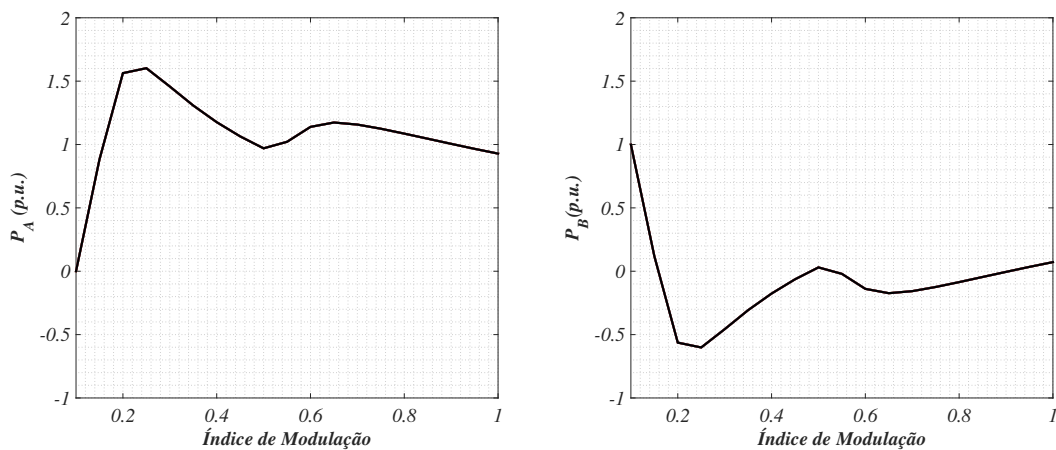
Fonte: Próprio Autor.

Isso faz com que a distorção para o caso 4:1 minimizando a regeneração seja maior que para a relação 3:1, mesmo gerando mais níveis. As taxas das correntes são bem baixas e aproximadamente iguais para todos os casos, o que indica pouca relação com a estratégia PWM utilizada.

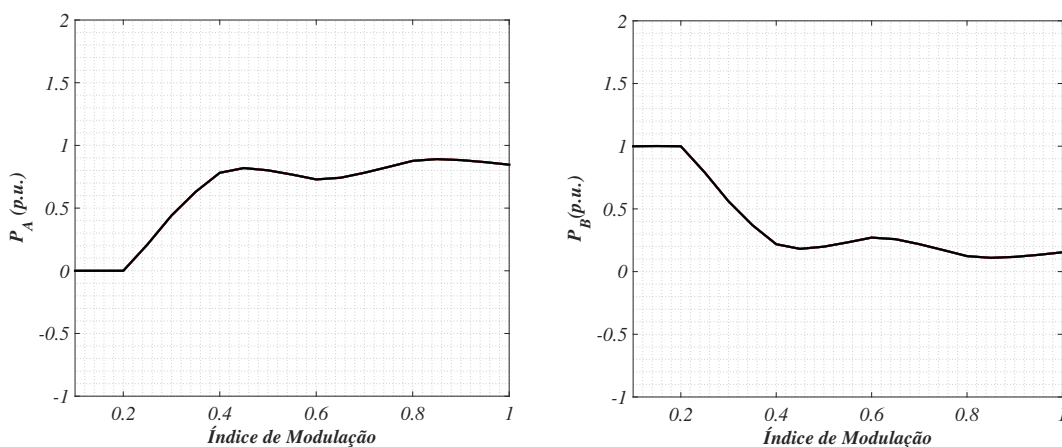
As tensões na saída do inversor são apresentadas nas Figuras 10 e 12. Observa-se que, para os casos 2:1 e 3:1, as formas de onda são iguais, e, para o 4:1, a estratégia do pulso de níveis alterou o formato, dessa maneira, a tensão se torna mais distorcida, como explicado anteriormente.

Figura 9 – Distribuição de potência para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (4 : 1)$.

(a) Com a regeneração.



(b) Minimizando a regeneração.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 2 – Taxas de distorção harmônica total para os diferentes casos aplicados.

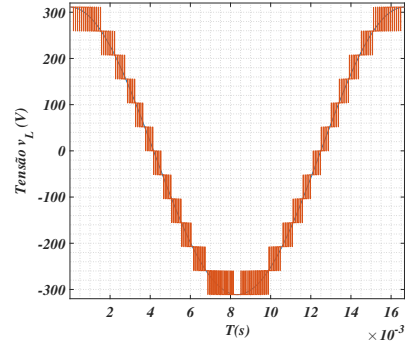
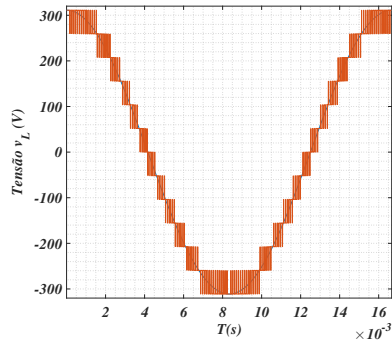
		$m_a = 1$	$m_a = 0,8$	$m_a = 0,6$
2:1 Com a regeneração	v_L	9,3%	12,31%	16,72%
	i_L	0,83%	1,12%	1,54%
2:1 Minimizando a regeneração	v_L	9,3%	12,31%	16,72%
	i_L	0,83%	1,12%	1,54%
3:1 Com a regeneração	v_L	6,95%	9,11%	12,31%
	i_L	0,64%	0,83%	1,12%
3:1 Minimizando a regeneração	v_L	6,95%	9,11%	12,31%
	i_L	0,64%	0,83%	1,12%
4:1 Com a regeneração	v_L	5,59%	6,95%	9,30%
	i_L	0,52%	0,64%	0,83%
4:1 Minimizando a regeneração	v_L	7,90%	11,46%	12,38%
	i_L	0,72%	1,02%	1,11%

Fonte: Próprio Autor.

Figura 10 – Tensão de saída para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (2 : 1)$.

(a) Com a regeneração.

(b) Minimizando a regeneração.

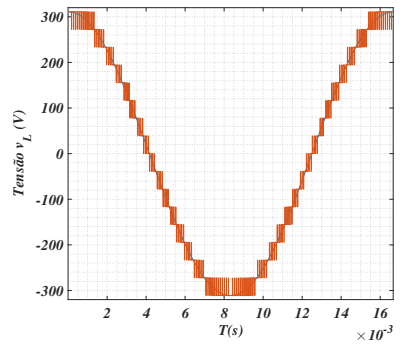
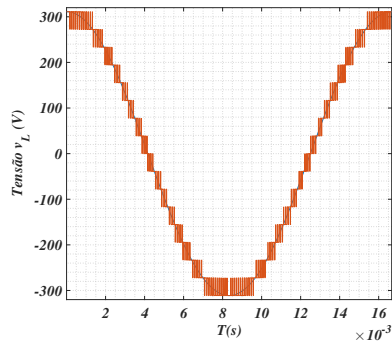


Fonte: Próprio Autor.

Figura 11 – Tensão de saída para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (3 : 1)$.

(a) Com a regeneração.

(b) Minimizando a regeneração.

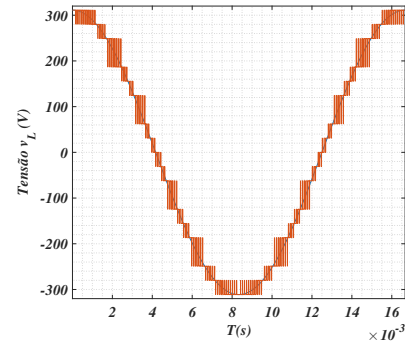
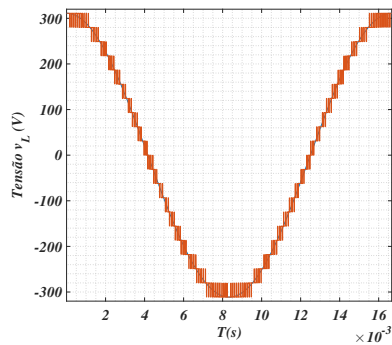


Fonte: Próprio Autor.

Figura 12 – Tensão de saída para o caso $(v_{Ca}, v_{Cb}) = (4 : 1)$.

(a) Com a regeneração.

(b) Minimizando a regeneração.



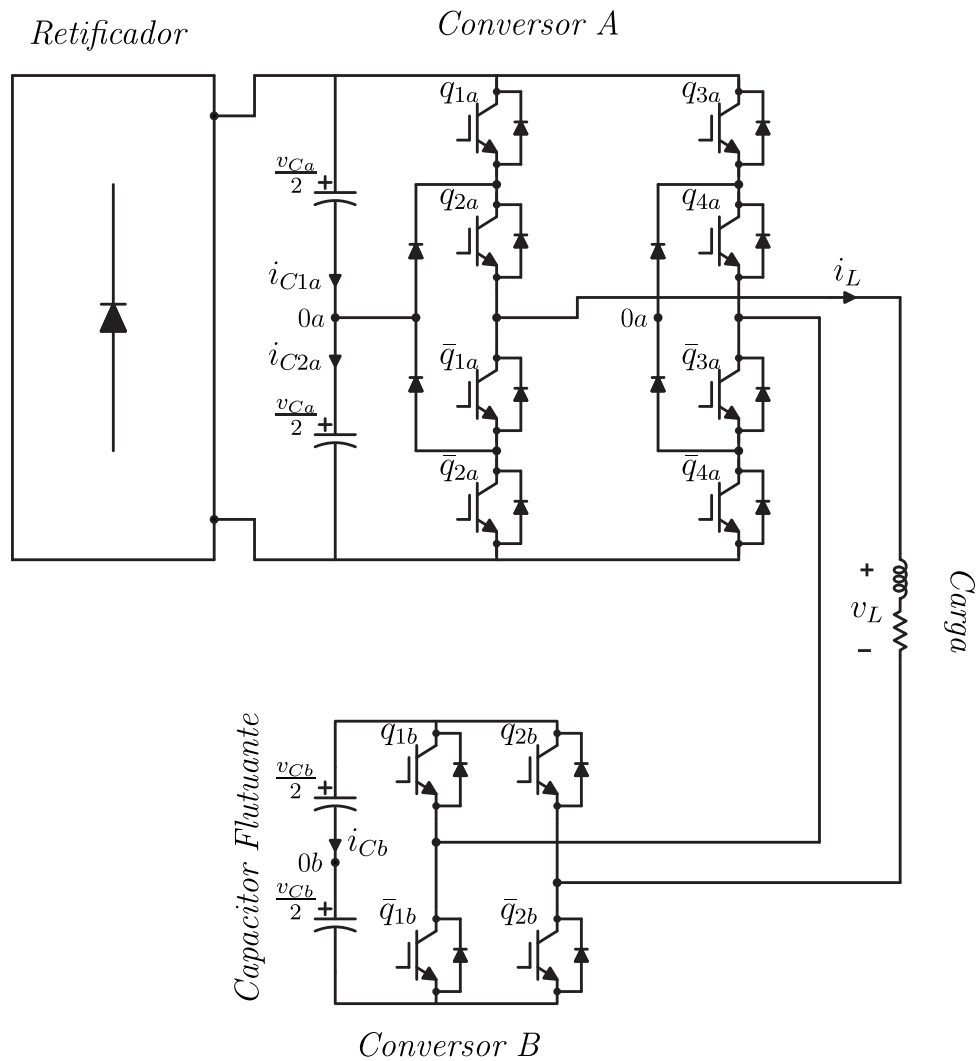
Fonte: Próprio Autor.

3 | Balanceamento da Tensão do Capacitor Flutuante na Topologia H-NPC

Este capítulo é voltado para a análise de um inversor monofásico com topologia NPC/Ponte-H em cascata híbrida, que será chamada, doravante, de H-NPC. Essa configuração é parecida com a apresentada no Capítulo 2, com a diferença de que o Conversor B é uma Ponte-H clássica, daí o nome híbrida, pois envolve dois tipos de conversores multiníveis. Os dois barramentos possuem capacitores: o Conversor A é alimentado por um retificador e o B não está conectado a nenhum tipo de fonte, esses capacitores são chamados de flutuantes e o objetivo aqui é a aplicação de técnicas que mantenham suas tensões sempre dentro dos limites pré-estabelecidos. A Figura 13 mostra a topologia.

Acerca das relações de barramento possíveis, aquelas que geram níveis igualmente espaçados são $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (1 : 1)$ com 9, $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (3 : 1)$ com 7, $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (4 : 1)$ com 11 e $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (6 : 1)$ com 15 níveis. Para o estudo discutido adiante, a relação de interesse escolhida foi $(v_{Ca} : v_{Cb}) = (4 : 1)$, isso porque relações mais baixas indicam que a tensão do capacitor flutuante é maior, tornando o controle mais complicado e relações maiores significa que haverá menos redundâncias, pois a quantidade de níveis gerados é mais alta. A seguir, serão explicadas as equações que regem o sistema, a estratégia PWM utilizada e os resultados das simulações realizadas em MATLAB[®] e PSIM[®] com os gráficos da saída gerada e das tensões nos barramentos, bem como a análise das distorções harmônicas presentes.

Figura 13 – Topologia H-NPC com capacitor flutuante.



Fonte: Próprio Autor.

3.1 Modelo do Sistema

As tensões de polo em cada braço da célula A são as mesmas de 2.1 e 2.2, mas para a célula B, elas são definidas como

$$v_{10b} = (2 \cdot q_{1b} - 1) \cdot \frac{v_{Cb}}{2} \quad (3.1)$$

$$v_{20b} = (2 \cdot q_{2b} - 1) \cdot \frac{v_{Cb}}{2} \quad (3.2)$$

A tensão gerada em cada célula e a saída são as mesmas da topologia 2NPC apresentadas nas equações 2.5 - 2.7. As correntes i_{C1a} e i_{C2a} do barramento A são idênticas a 2.8 e 2.9. Para a Ponte-H clássica, verifica-se, primeiramente, como os estados de q_{1b} e q_{2b} influenciam na corrente de barramento i_{Cb} , segundo a Tabela 1.

Tabela 3 – Comportamento das correntes do barramento B.

q_{1b}	q_{2b}	i_{Cb}
0	0	0
0	1	i_L
1	0	$-i_L$
1	1	0

Fonte: Próprio Autor.

E assim, chega-se à equação que rege i_{Cb}

$$i_{Cb} = q_{1b} \cdot (-i_L) + q_{2b} \cdot (i_L) \quad (3.3)$$

A potência instantânea da célula A é dada por 2.12 e a da célula B (p_{inst-b})

$$p_{inst-b} = i_{Cb} \cdot v_{Cb} \quad (3.4)$$

O circuito equivalente é o mesmo mostrado na Figura 3, pois a topologia H-NPC também gera duas tensões de polo em cada célula.

3.2 *Level-Shifted PWM*

Além de realizar o controle do barramento flutuante, v_{Cb} , que será tratado como um só, há a necessidade de equilibrar as tensões dos capacitores do barramento NPC (v_{C1a} e v_{C2a}), pois, em razão do ponto de neutro as correntes que fluem neles são diferentes e, embora a tensão total permaneça sempre no nível da alimentação do retificador, as tensões individuais deles podem ser assimétricas. Para isso, utiliza-se as redundâncias, cada combinação de chaves será representada por um vetor que pode carregar ou descarregar os capacitores.

A Tabela 4 revela as ações dos 36 vetores possíveis nos barramentos para $i_L > 0$, o caso complementar é válido caso $i_L \leq 0$ e os níveis que são gerados, referenciados para a tensão máxima possível (V_C) dividido pela soma da relação de barramento, que é cinco. Vale lembrar que as combinações que envolvem $(q_{1a}, q_{2a}) = (1,0)$ e/ou $(q_{3a}, q_{4a}) = (1,0)$ foram desconsideradas por serem proibidas no conversor NPC. Um sinal positivo (negativo) na tensão indica que o capacitor está sendo (des)carregado, pois a corrente que flui através dele é positiva (negativa). O zero significa que a carga é mantida para aquela combinação.

Tabela 4 – Influência das combinações das chaves nos capacitores na topologia H-NPC com relação 4:1.

Vetor	q_{1a}	q_{2a}	q_{3a}	q_{4a}	q_{1b}	q_{2b}	Nível ($xV_C/5$)	v_{C1a}	v_{C2a}	v_{Cb}
v_0	0	0	1	1	0	1	-5	+	+	+
v_1	0	0	1	1	1	1	-4	+	+	0
v_2	0	0	1	1	0	0	-4	+	+	0
v_3	0	1	1	1	0	1	-3	+	0	+
v_4	0	0	1	1	1	0	-3	+	+	-
v_5	0	0	0	1	0	1	-3	0	+	+
v_6	0	1	1	1	1	1	-2	+	0	0
v_7	0	1	1	1	0	0	-2	+	0	0
v_8	0	0	0	1	1	1	-2	0	+	0
v_9	0	0	0	1	0	0	-2	0	+	0
v_{10}	1	1	1	1	0	1	-1	0	0	+
v_{11}	0	1	1	1	1	0	-1	+	0	-
v_{12}	0	1	0	1	0	1	-1	0	0	+
v_{13}	0	0	0	1	1	0	-1	0	+	-
v_{14}	0	0	0	0	0	1	-1	0	0	+
v_{15}	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
v_{16}	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
v_{17}	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0
v_{18}	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
v_{19}	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
v_{20}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
v_{21}	1	1	1	1	1	0	1	0	0	-
v_{22}	1	1	0	1	0	1	1	-	0	+
v_{23}	0	1	0	1	1	0	1	0	0	-
v_{24}	0	1	0	0	0	1	1	0	-	+
v_{25}	0	0	0	0	1	0	1	0	0	-
v_{26}	1	1	0	1	1	1	2	-	0	0
v_{27}	1	1	0	1	0	0	2	-	0	0
v_{28}	0	1	0	0	1	1	2	0	-	0
v_{29}	0	1	0	0	0	0	2	0	-	0
v_{30}	1	1	0	1	1	0	3	-	0	-
v_{31}	1	1	0	0	0	1	3	-	-	+
v_{32}	0	1	0	0	1	0	3	0	-	-
v_{33}	1	1	0	0	1	1	4	-	-	0
v_{34}	1	1	0	0	0	0	4	-	-	0
v_{35}	1	1	0	0	1	0	5	-	-	-

Fonte: Próprio Autor.

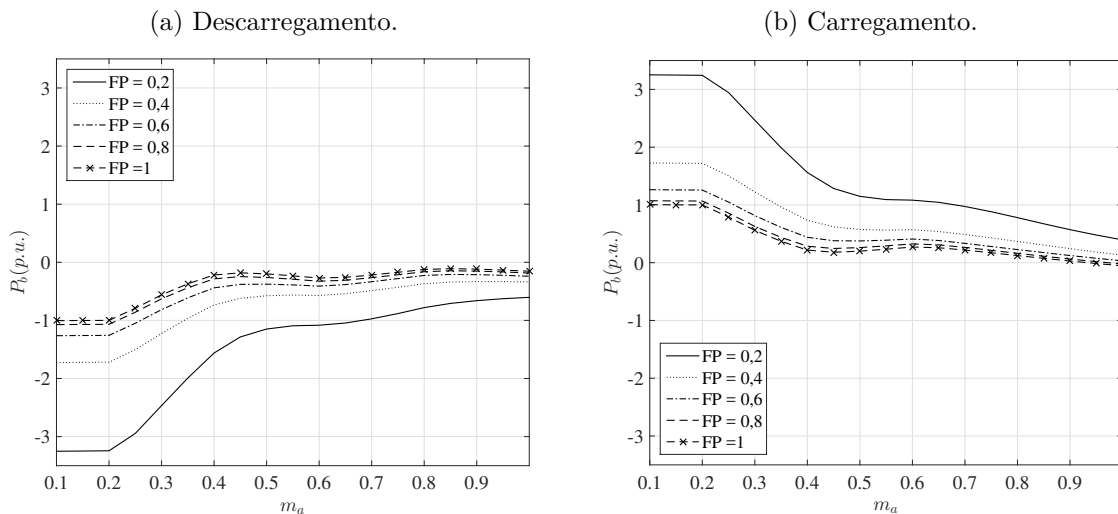
3.2.1 Estudo de Regime Permanente

Analisando agora apenas o barramento flutuante, deve-se primeiramente fazer um estudo de regime permanente para saber se existem e quais as regiões possíveis de se realizar o seu controle. Essa análise simula o carregamento e a descarga dos capacitores da célula B, baseada na equação 3.4, por meio da variação do índice de modulação no intervalo $0, 1 \leq m_a \leq 1$ e do fator de potência entre $0, 2 \leq fp \leq 1$.

Utiliza-se as redundâncias da Tabela 4 para esse fim. Ao analisá-la juntamente com a Figura 13, percebe-se que quando $(q_{1b}, q_{2b}) = (1,0)$, v_b é positiva e o barramento B fornece potência. O contrário ocorre quando $(q_{1b}, q_{2b}) = (0,1)$ e quando $(q_{1b}, q_{2b}) = (0,0)$ e $(1,1)$, é indiferente.

Os resultados simulados em MATLAB[©] para $P_L = 1\text{kW}$, $V_L = 311\text{V}$, $f = 60\text{Hz}$ e $f_c = 10\text{kHz}$ são apresentados na Figura 14. Em 14a, o barramento é descarregado, por isso, é interessante que, para todos os casos, a célula gere potência (representada com um sinal negativo). Do contrário, quando o barramento é carregado, na Figura 14b, a potência deve ser positiva, que significa absorção. Percebe-se que, para o descarregamento, os critérios são atendidos, mas, para o carregamento, não. Para um índice de modulação maior que 0,9, a potência tende a ser negativa para um fator de potência maior que 0,8. Isso significa que, mesmo com as combinações das chaves escolhidas de forma a carregar os capacitores, o sistema faz com que ocorra o contrário, prejudicando a implantação de um controle eficaz baseado em redundâncias.

Figura 14 – Estudo de regime permanente para a topologia H-NPC com relação de barramento 4:1.

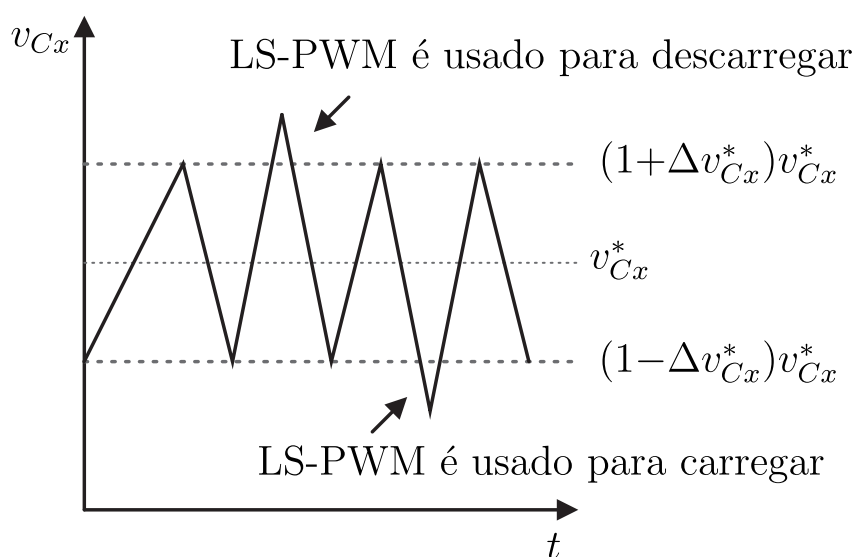


Fonte: Próprio Autor.

3.2.2 Controle dos Barramentos

Na regulação das tensões nos barramentos será utilizada uma técnica chamada dupla banda de histerese, representada na Figura 15. Ela consiste em impor um limite superior e um inferior à tensão v_{Cx} do capacitor relacionada à referência v_{Cx}^* e, caso ela ultrapasse a banda superior, o LS-PWM precisa agir para descarregá-lo até voltar aos limites pré-estabelecidos, o contrário acontece se a tensão ficar abaixo da banda inferior.

Figura 15 – Controle por dupla banda de histerese.



Fonte: Próprio Autor.

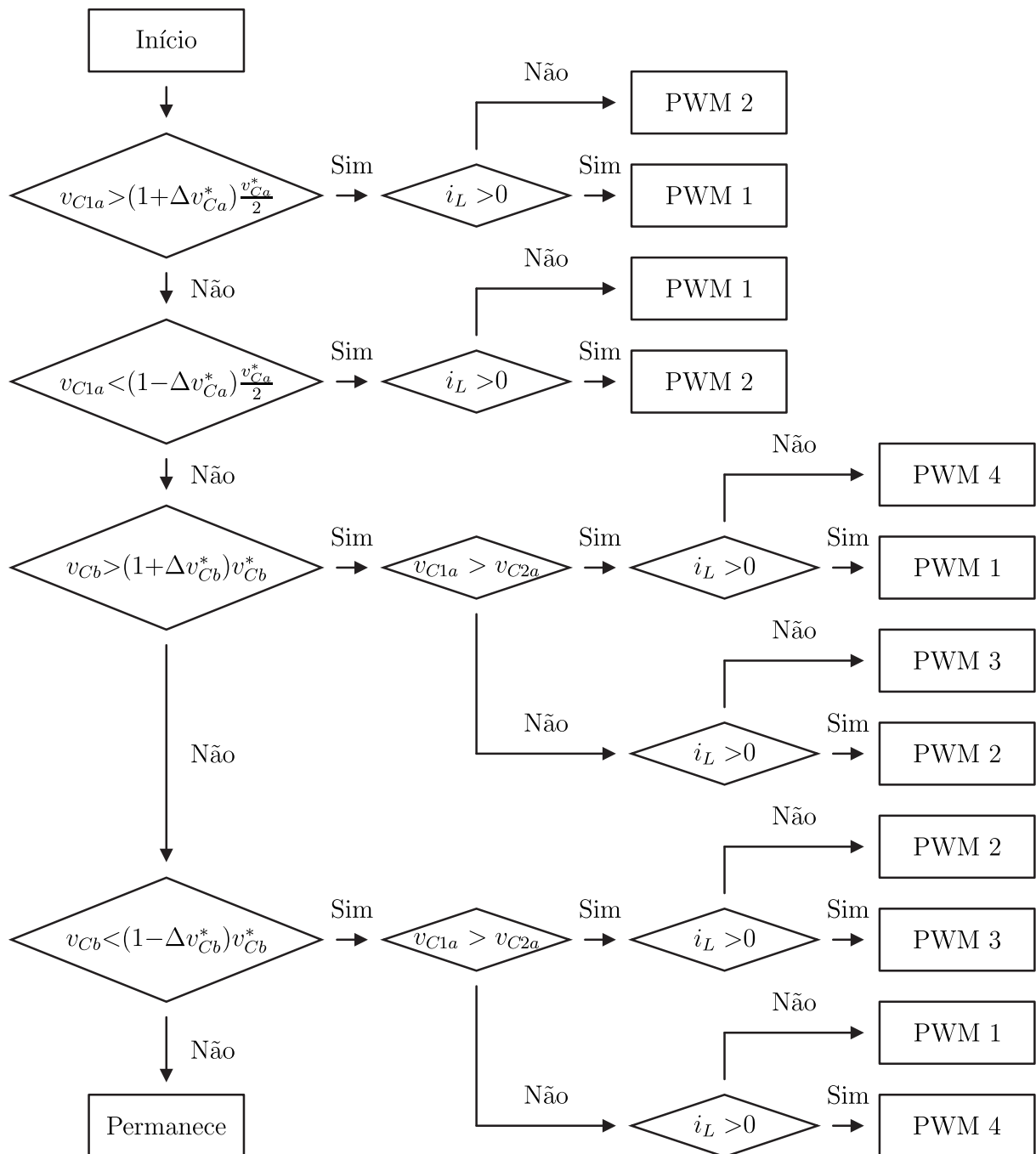
Como mencionado anteriormente, o controle dos barramentos será realizado por meio das redundâncias. Cada uma delas permite uma ação diferente nos capacitores e há a necessidade de escolhê-las adequadamente para cada condição de carregamento ou descarregamento que surgir. Como mostra o esquema da Figura 16, há quatro condições diferentes combinando os estados das três tensões em questão (v_{C1a} , v_{C2a} e v_{Cb}), o que implica em quatro modos de se efetuar o LS-PWM, levando sempre em conta a dupla banda de histerese, com limites $\pm \Delta v_{Ca}^*$ e $\pm \Delta v_{Cb}^*$ para as células A e B, respectivamente.

A descrição de quais vetores são selecionados para a formação dos quatro LS-PWM necessários para o controle do sistema H-NPC 4:1 é encontrada na Figura 17, que os relaciona com os níveis e as portadoras triangulares gerados.

3.3 Resultados das Simulações

Esta seção é dedicada a apresentar os resultados das simulações realizadas nos softwares MATLAB[©] e PSIM[©] a fim comprovar o funcionamento da técnica de controle

Figura 16 – Condições de aplicação do LS-PWM na topologia H-NPC 4:1.

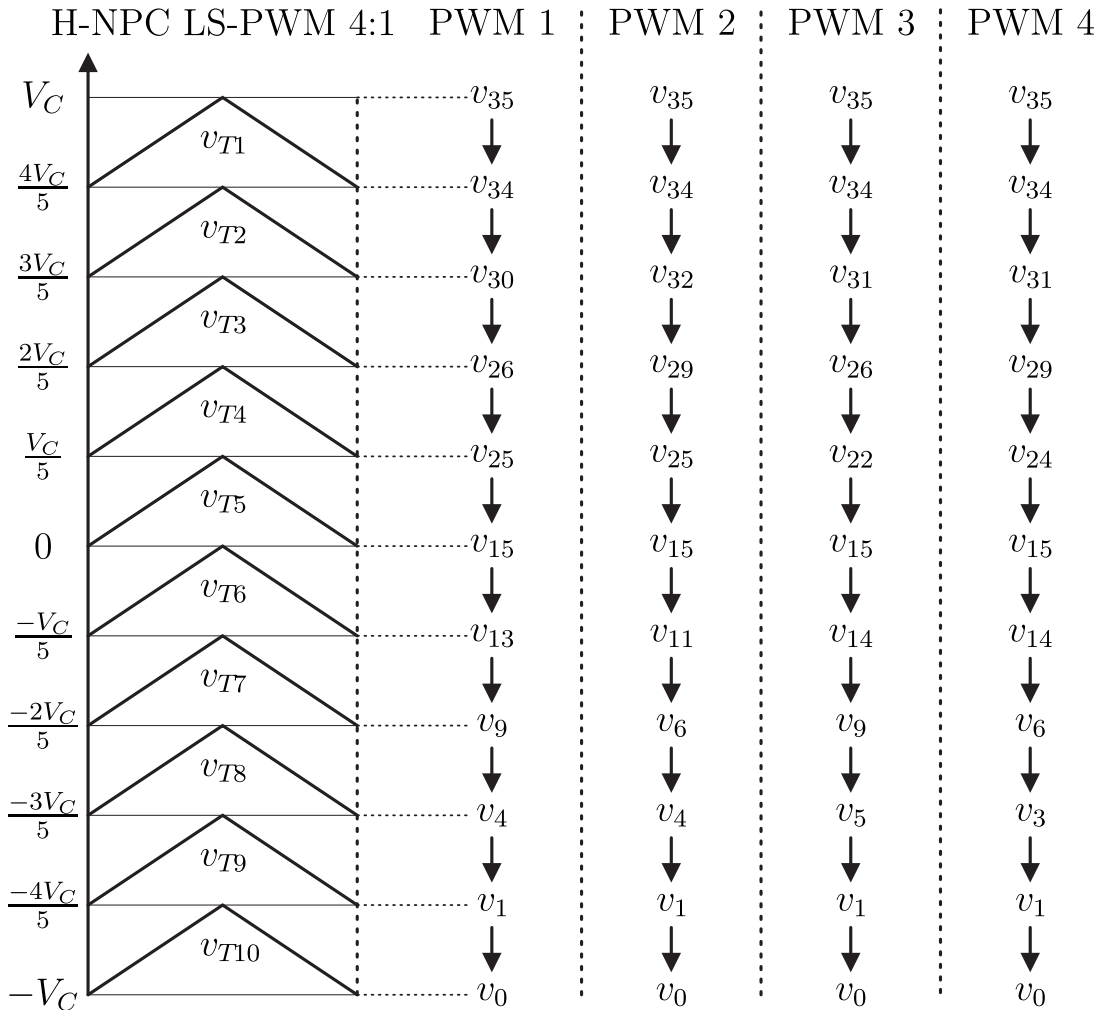


Fonte: Próprio Autor.

utilizada e também fazer considerações acerca das distorções harmônicas geradas pelo sistema.

Foram consideradas uma frequência de chaveamento de $f_c = 10\text{kHz}$, uma tensão na carga de referência de amplitude $V_L = 311\text{V}$ com frequência $f = 60\text{Hz}$ e uma banda

Figura 17 – Aplicação do LS-PWM na topologia H-NPC 4:1.



Fonte: Próprio Autor.

de histerese de $\pm 5\%$ para as tensões dos barramentos. Deve-se operar com um índice de modulação o mais alto possível para que a saída gerada seja o mais próximo da referência. Assim, escolhendo-se $m_a = 0,85$, é necessário ter um fator de potência (fp) mais baixo, em torno de 0,8, para que os limites apresentados na Figura 14 sejam respeitados. A carga aplicada foi $P_L = 1\text{kW}$ e, considerando-se o índice de modulação e o fator de potência citados, pode-se calcular os valores de impedância (resistência e indutância) da seguinte forma

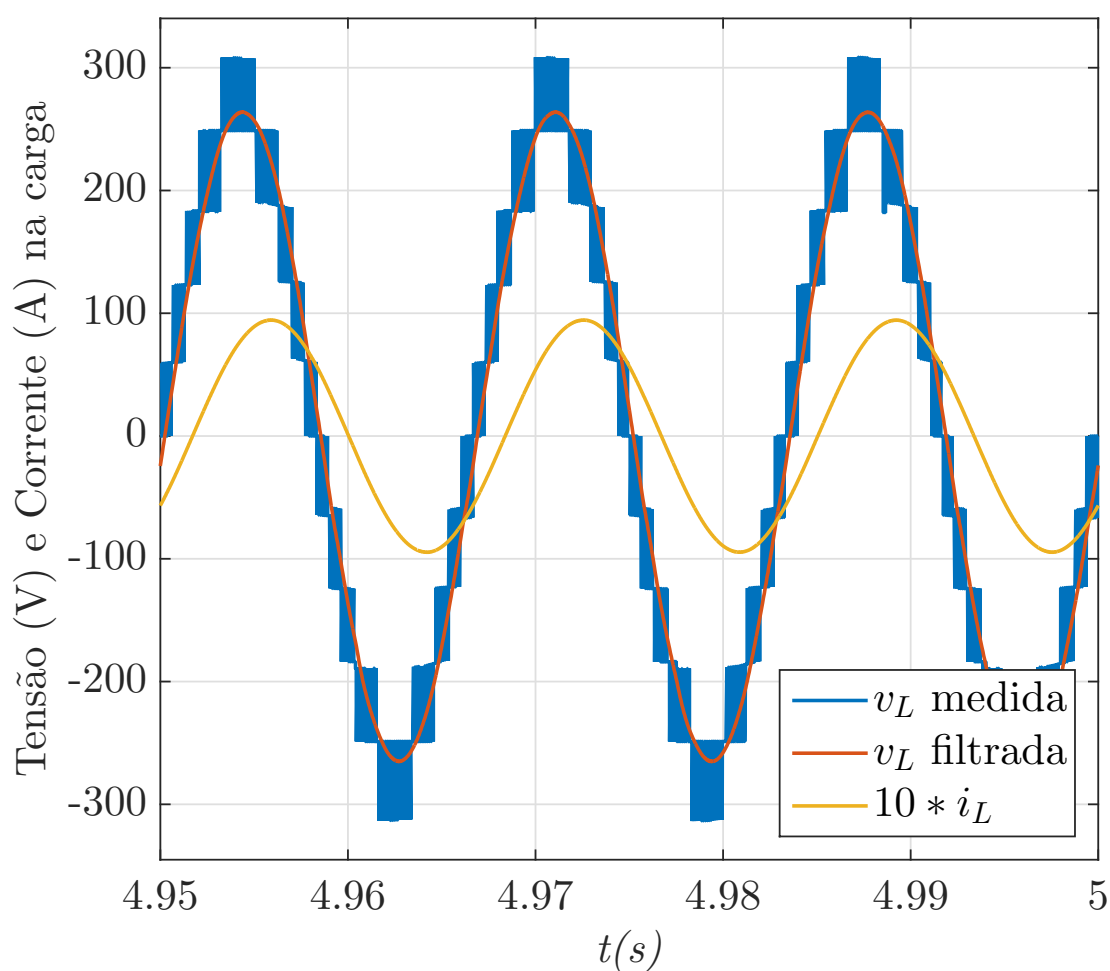
$$R_L = \frac{V_L^2 \cdot fp}{2 \cdot P_L} \quad (3.5)$$

$$L_L = \frac{V_L^2 \cdot fp}{2 \cdot 120\pi \cdot P} \text{sen}(\text{acos}(fp)) \quad (3.6)$$

A Figura 18 mostra a tensão medida na saída do inversor e a resultante após a

passagem por um filtro passa-baixa (responsável por acrescentar uma pequena defasagem em relação à medição) com o objetivo de capturar a componente fundamental. Pode-se ver que foram gerados os 11 níveis propostos pela técnica PWM. A corrente na carga, também apresentada, possui o formato senoidal requisitado pela carga RL. As taxas de distorção harmônica atingiram valores de 13,19% e 0,38% para a tensão e para a corrente, respectivamente.

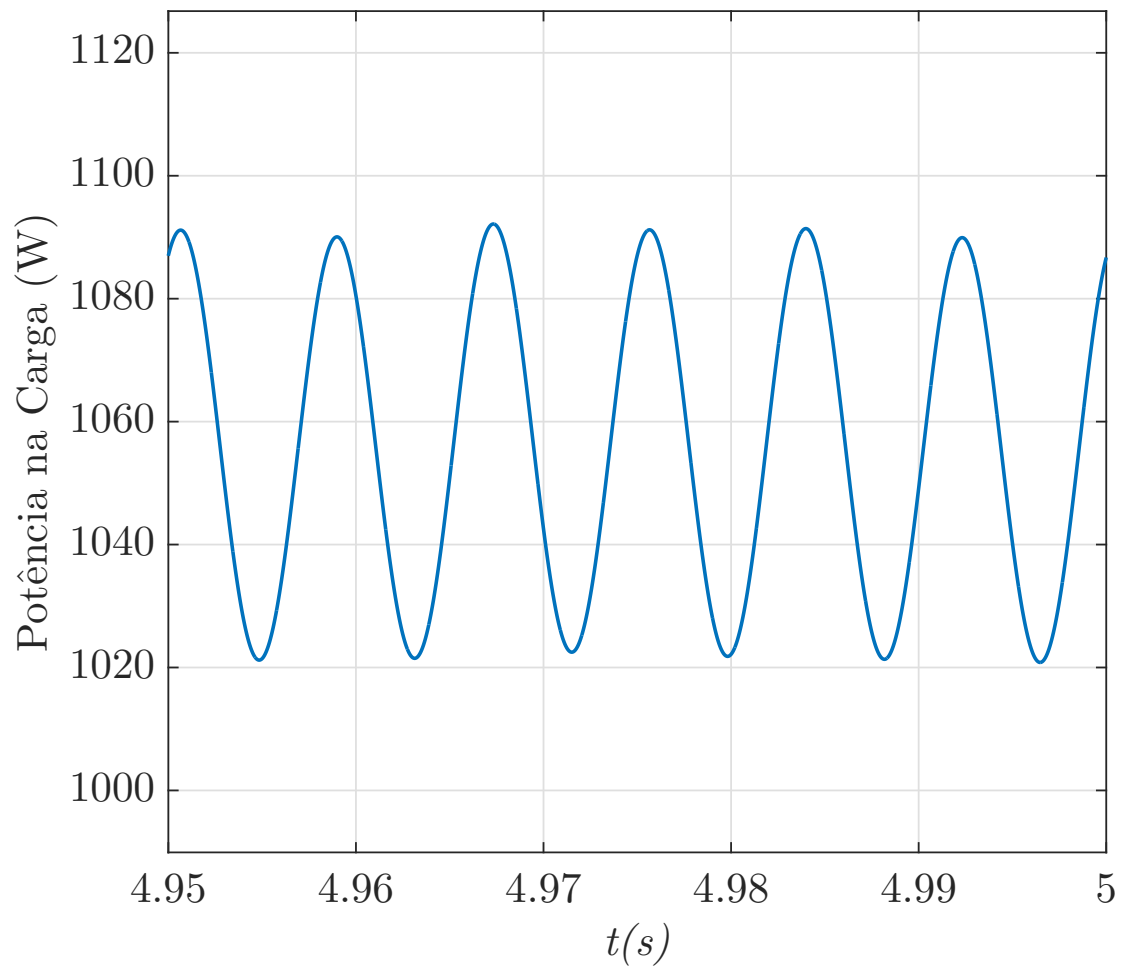
Figura 18 – Tensão e corrente de saída.



Fonte: Próprio Autor.

A potência dissipada pela carga, exibida na Figura 19, oscila em torno de 1050W, valor bem próximo dos 1000W impostos na simulação.

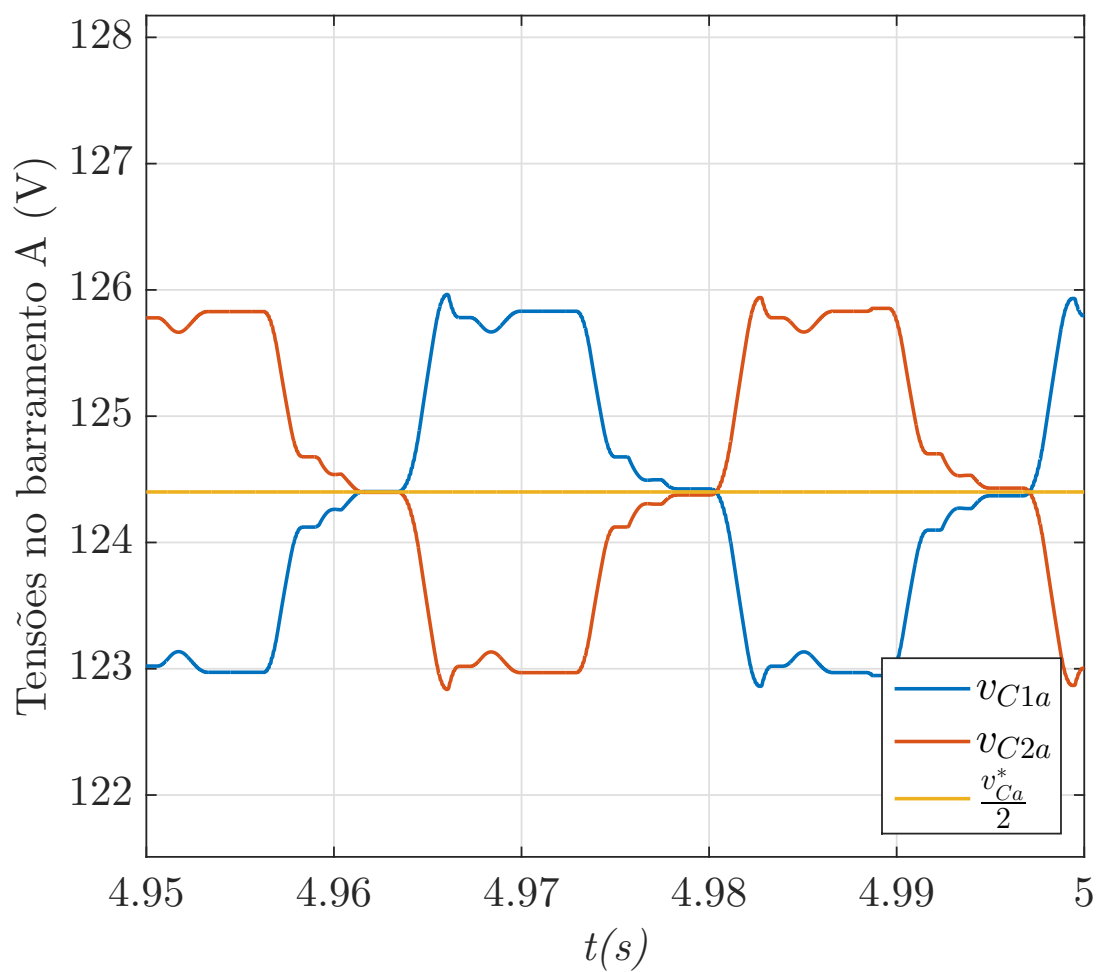
Figura 19 – Potência da carga.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 20, pode-se ver as tensões nos capacitores do barramento A e a referência para cada um deles. Percebe-se que v_{C1a} e v_{C2a} oscilam de forma complementar em torno de $\frac{v_{Ca}^*}{2}$ devido à fonte conectada, que garante uma tensão constante no barramento. Calculando-se a oscilação em relação à referência, chega-se a um valor de 2,01% para mais e 1,34% para menos, inferiores aos 5% relativos à banda de histerese.

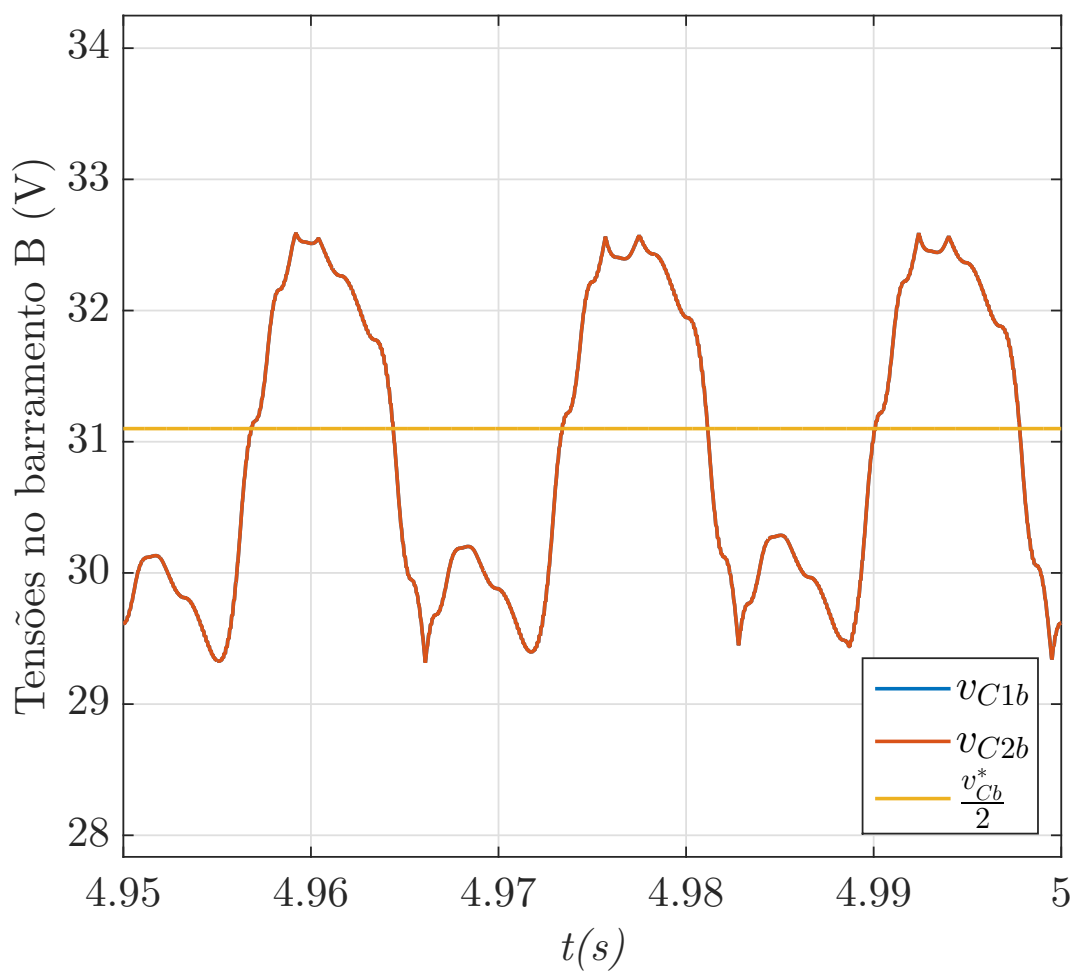
Figura 20 – Tensões dos capacitores do barramento A.



Fonte: Próprio Autor.

As tensões nos capacitores do barramento B e a referência são dispostas na Figura 21. Observa-se que v_{C1b} e v_{C2b} são exatamente iguais, ao contrário do barramento A, por causa da inexistência do ponto central na Ponte-H clássica. Calculando-se a oscilação em relação à referência, chega-se a um valor de 4,88% para mais e 5,79% para menos, que tangem os 5% da banda de histerese.

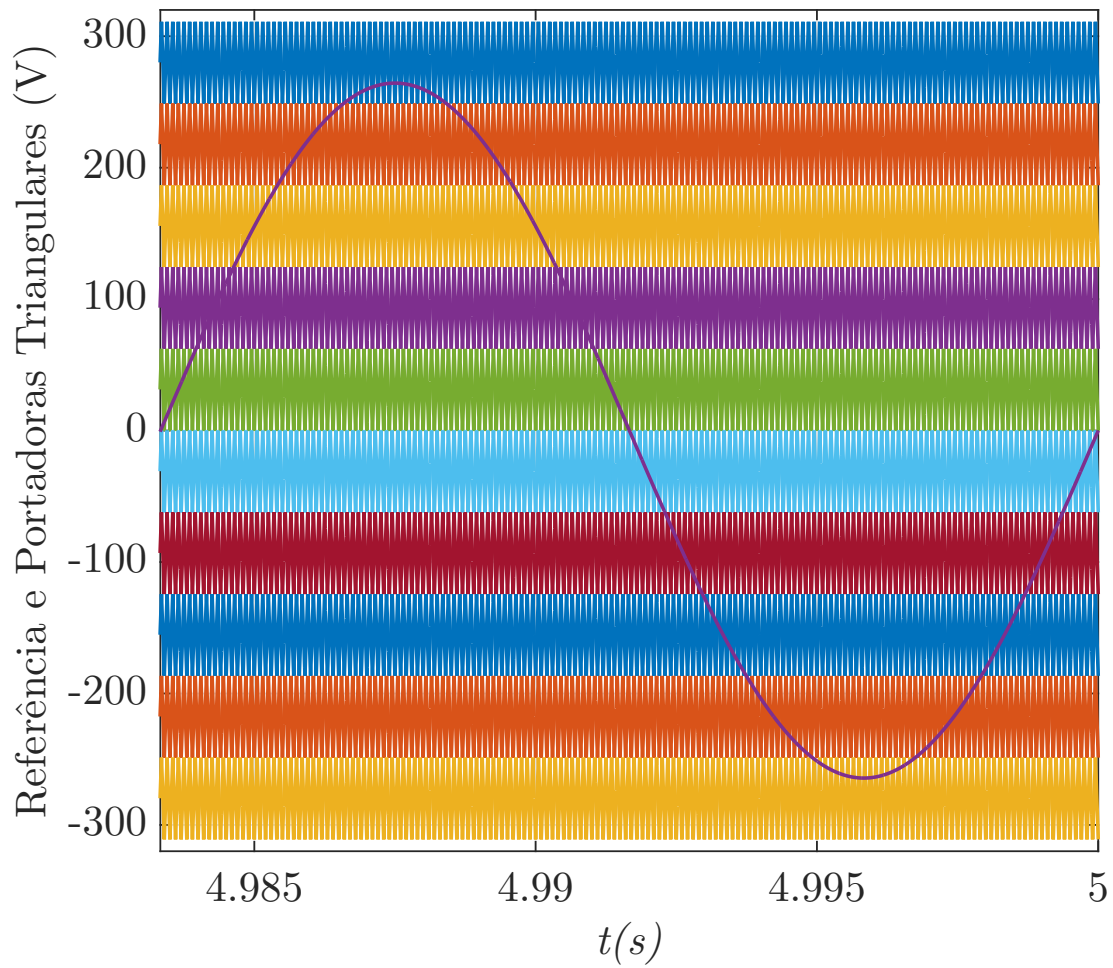
Figura 21 – Tensões dos capacitores do barramento B.



Fonte: Próprio Autor.

A representação do *Level-Shifted* PWM utilizado está mostrada na Figura 22. A tensão de referência é menor que 311V devido o índice de modulação ser menor que 1, as 10 portadoras triangulares estão dispostas entre os 11 níveis gerados.

Figura 22 – LS-PWM aplicado na simulação.



Fonte: Próprio Autor.

4 | Conclusões

O trabalho objetivou o estudo de inversores monofásicos NPC abordando a regeneração de potência em uma topologia 2NPC e a aplicação do capacitor flutuante na topologia híbrida H-NPC. A regeneração é um fenômeno que ocorre em conversores alimentados por fontes de tensão, em que a célula de menor potencial absorve potência do sistema ao invés de gerar, o que pode ser ruim para algumas aplicações, como telecomunicações e aeroespaciais. O capacitor flutuante se aplica quando se quer reduzir o custo total do sistema, pois ele implica na retirada de uma fonte de tensão, ou seja, um barramento será alimentado apenas por capacitores. Em ambas as análises, a técnica de modulação escolhida foi a *Level-Shifted* PWM.

Para o estudo da regeneração de potência foram analisadas as relações de barramento 2:1, 3:1 e 4:1. Para as duas primeiras, o PWM utilizado foi o mesmo, com e minimizando a regeneração, bastou apenas escolher as combinações de chaves adequadas para cada caso. Já para a relação 4:1, houve a necessidade de se pular alguns níveis em que não era possível obter combinações que não ocasionasse a regeneração. Os resultados mostraram que a técnica foi eficaz na minimização da regeneração, que não ocorreu em nenhum intervalo de índice de modulação considerado. Verificou-se que a THD gerada é inversamente proporcional ao número de níveis da topologia, entretanto, o pulo de níveis contribui para seu aumento, como foi o caso da relação 4:1, devendo-se, então, ponderar os limites entre minimizar a regeneração sem distorcer demasiadamente as formas de onda das grandezas.

Na aplicação do capacitor flutuante, a relação de barramento analisada foi a 4:1, que gera 11 níveis na saída. A técnica de controle é mais complexa para esse caso, devido a necessidade de se utilizar as redundâncias para, além de nivelar o barramento flutuante, equilibrar o barramento NPC, cujo ponto de neutro implica em correntes diferentes nos capacitores. Os resultados comprovaram o funcionamento da técnica utilizada, na medida que a carga experimentou a tensão e a corrente previstas com distorções harmônicas próximas daquelas desenvolvidas pelas topologias com fontes de tensão nos barramentos, de forma que a potência dissipada se aproximou bastante da requisitada inicialmente. As

tensões dos capacitores oscilaram em torno das referências com valores nas vizinhanças da banda de histerese considerada.

Como trabalhos futuros, planeja-se fazer resultados experimentais, uma análise das perdas geradas pelas configurações e, além disso, aplicar o capacitor flutuante na topologia 2NPC, que irá requerer um controle mais complexo, já que haverá mais condições para carregar e descarregar os capacitores.

Referências

- Abu-Rub, H. et al. Medium-voltage multilevel converters—state of the art, challenges, and requirements in industrial applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2581–2596, Aug 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 5.
- R. Baker e L. Bannister. *Electric power converter*. 1975. 3 867 643. Citado na página 2.
- Carrara, G. et al. A new multilevel pwm method: a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 7, n. 3, p. 497–505, July 1992. ISSN 0885-8993. Citado na página 2.
- de Jager, W. A. G.; Huizer, M.; van der Pols, E. K. H. Implementation of an active regeneration unit in a traction substation. In: *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–9. Citado na página 5.
- Espinosa, E. E. et al. A new modulation method for a 13-level asymmetric inverter toward minimum thd. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 3, p. 1924–1933, May 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 5.
- Franquelo, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529. Citado na página 2.
- Hammond, P. W. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 202–208, Jan 1997. ISSN 0093-9994. Citado na página 2.
- Holtz, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1194–1214, Aug 1994. ISSN 0018-9219. Citado na página 2.
- Kolar, J. W.; Zach, F. C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 4, p. 456–467, Aug 1997. ISSN 0278-0046. Citado na página 5.
- Kouro, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, Aug 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 5.
- Meynard, T. A.; Foch, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1. Citado na página 2.
- Monteiro, A. *Estudo de Balanceamento de Capacitor Flutuante e Regeneração de Potência para Inversores Multiníveis Monofásicos Baseados em Ponte-H em Cascata*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 02 2019. Citado na página 5.

Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sep. 1981. ISSN 0093-9994. Citado na página 2.

Nami, A. et al. A hybrid cascade converter topology with series-connected symmetrical and asymmetrical diode-clamped h-bridge cells. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 1, p. 51–65, Jan 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 5.

Rodrigues, P. *Estrutura de um conversor multinível para aplicação em qualidade de energia eléctrica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Técnica de Lisboa, 10 2011. Citado na página 3.

Rodriguez, J. et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, Nov 2009. ISSN 0018-9219. Citado 3 vezes nas páginas 1, 2 e 3.

Rodriguez, J.; Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Aug 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 2.

Routray, A.; Singh, R. K.; Mahanty, R. Ga optimized she pwm hybrid cascaded h-bridge multilevel inverter with capacitor voltage balancing. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 714–721. Citado na página 5.

Sehahvand, H.; Ferdowsi, M.; Corzine, K. A. Fault recovery strategy for hybrid cascaded h-bridge multi-level inverters. In: *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1629–1633. ISSN 1048-2334. Citado na página 5.

Vahedi, H. et al. Cascaded multilevel inverter with multicarrier pwm technique and voltage balancing feature. In: *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2155–2160. ISSN 2163-5145. Citado na página 5.

Vazquez, S. et al. Dc-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converters fed with a single dc source. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 7, p. 2513–2521, July 2009. ISSN 0278-0046. Citado na página 5.

Vitorino, M. *Otimização do Processamento da Energia em Sistemas de Bombeamento Fotovoltaico e Conversão Monofásica*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2012. Citado na página 1.

Yuan, X. Three-level non-regenerative rectifiers with reduced number of devices for aerospace applications. In: *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–10. Citado na página 5.