

Proposta de um Filtro Ativo Trifásico baseado em Inversores Monofásicos do tipo Modular Multinível com Controle de Tensão de Capacitores

Felipe Gomes da Silva Souza * Guilherme Baumann Corrêa **
José Andrés Santisteban ***

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e
Telecomunicações, Universidade Federal Fluminense, RJ.

* e-mail:gomes_felipe@id.uff.br

** e-mail:gbcorreia@id.uff.br

*** e-mail:josesantisteban@id.uff.br

Abstract:

In three-phase active filtering, the voltage inverter is the key for successful mitigation of harmonic components. Dealing with medium and high voltage applications, multilevel inverters are more suitable. The presented proposal allows to analyse the performance of three-phase active filters composed by single-phase 5-Level H-bridge voltage Modular Multilevel Inverters and compare them with those that use single-phase 5-Level H-bridge voltage Neutral Point Clamped inverters. Furthermore, the developed control system includes a strategy to balance the twelve capacitors voltages of the three single-phase modular multilevel inverters. The results show the effectiveness of this strategy, as well as its filtering capacity, with the possibility of adjusting the control parameters to obtain a similar quality to that obtained with neutral point clamped filters.

Resumo: Na filtragem ativa trifásica, o inversor de tensão é peça chave para o sucesso da mitigação de componentes harmônicos. Para o caso de aplicações de média e alta tensão, os inversores multiníveis mostram-se mais adequados. A proposta apresentada permite analisar a performance dos filtros ativos trifásicos com inversores monofásicos do tipo modular multinível em ponte H com 5 níveis de tensão e comparar com aqueles que utilizam inversores monofásicos do tipo ponto neutro grampeado, também em ponte H com 5 níveis de tensão. Além disso, o sistema de controle implementado inclui uma estratégia de balanceamento das tensões dos doze capacitores que compõem os três inversores monofásicos do tipo modular multinível. A partir dos resultados da distorção harmônica total de corrente é mostrada a eficácia dessa estratégia, assim como a capacidade de filtragem, com a possibilidade de ajuste dos parâmetros de controle para obter uma qualidade similar à obtida com filtros do tipo ponto neutro grampeado.

Keywords: Active Power Filter, Instantaneous Power Theory, Power Quality, Multilevel Neutral Point Clamped Converter, Modular Multilevel Converter, Capacitor Voltage Balance

Palavras-chaves: Filtro Ativo de Potência, Teoria de Potência Instantânea, Qualidade de Energia, Conversor Multinível com Ponto Neutro Grampeado, Conversor Multinível Modular, Balanceamento da Tensão dos Capacitores

1. INTRODUÇÃO

O expressivo aumento do número de cargas não lineares na rede elétrica provocou, nos últimos tempos, um aparecimento de elevada distorção harmônica total tanto nas tensões como nas correntes. Consequentemente, visando mitigar este e outros problemas de qualidade de energia elétrica, as agências regulamentadoras nacionais e internacionais estipularam índices aceitáveis de diversos parâmetros do sistema elétrico, por exemplo o índice de distorção harmônica total de tensão, dentre outros. Estes

índices aparecem em normas como na IEEE Std 519 (2014) e o Módulo 8 - ANEEL (2022).

Para aplicações de média e alta tensão, a filtragem ativa trifásica com a utilização de inversores multiníveis do tipo Modular Multinível (MMC) destaca-se como alternativa interessante, como afirma Ghetti (2012). Por meio da teoria de potência instantânea, bastante difundida atualmente, é possível determinar as correntes de compensação que o inversor deve injetar ou drenar do sistema elétrico para reduzir o conteúdo harmônico, conforme apresentado nos trabalhos de Ghetti (2012), Baumann (2021), Gleydson (2018), Carvalho (2014) e Akagi (2017).

* Este trabalho foi parcialmente apoiado pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - CAPES

Quando se trata de reduzir as perdas por condução e chaveamento dos inversores, a substituição de um inversor trifásico convencional por três inversores monofásicos mostra-se promissora. Por outro lado, havendo falha num dos braços de um inversor trifásico convencional, a operação de compensação ou filtragem trifásica é impossibilitada. De forma contrária, utilizando três inversores monofásicos, a falha de um deles ainda permite a compensação ou filtragem desejada nas outras fases.

Assim sendo, o objetivo deste trabalho é analisar a performance dos filtros ativos trifásicos com inversores monofásicos do tipo MMC e compará-los com aqueles baseados em inversores monofásicos do tipo ponto neutro grampeado (NPC: Neutral Point Clamped), ambos em ponte H com 5 níveis de tensão. Além disso, expor as estratégias de balanceamento das tensões dos capacitores para ambas as estruturas.

Esse trabalho está organizada da seguinte forma: no item 1 foi apresentada uma breve introdução ao tema. No item 2 serão mostrados brevemente os conceitos referentes a teoria de potência instantânea. No item 3, por sua vez, consta a estrutura dos filtros ativos monofásicos. O item 4 compreenderá as simulações correspondentes a cada caso, com cargas não lineares balanceadas. Por fim, no item 5 serão mencionadas as principais conclusões obtidas.

2. TEORIA DE POTÊNCIA INSTANTÂNEA

A teoria de potência convencional, bastante difundida nos estudos de engenharia elétrica até hoje, não é suficiente para projetar conversores que realizam filtragem de harmônicos e compensação de reativos, caso o sistema elétrico analisado contenha cargas não lineares, conforme apresentado em Akagi (2017). Sendo assim, utiliza-se a teoria de potência instantânea desenvolvida em Akagi (1984) para efetuar tal filtragem e compensação.

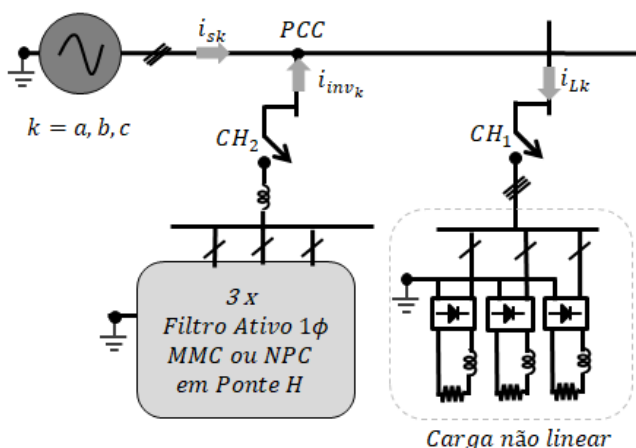


Figura 1. Diagrama unifilar de um sistema elétrico trifásico que utiliza três filtros ativos monofásicos em paralelo.

A filtragem ativa e a compensação de reativos é realizada corretamente quando o filtro ativo paralelo injeta ou drena corretamente as correntes de compensação no Ponto de Acoplamento Comum (PCC), conforme mostra a Fig. 1. A corrente na fonte de alimentação em cada fase (i_{sk}) é a soma da corrente injetada ou drenada por fase do inversor

(i_{invk}) com a corrente na carga por fase (i_{lk}), conforme mostra (1). As correntes de compensação somadas às correntes na carga devem resultar em uma corrente na fonte de alimentação mais próxima a forma senoidal e em fase com tensão de alimentação.

$$i_{sk} = i_{invk} + i_{lk} \quad (1)$$

O algoritmo de controle baseado na teoria de potência instantânea, feito por meio da leitura das tensões na fonte de alimentação ($v_{s_{abc}}$) e das correntes na carga ($i_{L_{abc}}$), gera as referências das correntes de compensação por fase (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}) que o filtro ativo paralelo deve injetar ou drenar do sistema trifásico, conforme mostra a Fig. 2.

Este algoritmo consiste em cinco etapas: transformação de Clarke, cálculo das potências instantâneas, seleção de potência a serem compensadas, cálculo das correntes de referência em $\alpha\beta 0$ e transformação inversa de Clarke. Nesse trabalho admite-se que a componente zero da tensão (v_0) é zero, pois as tensões de alimentação nas três fases são assumidas equilibradas.

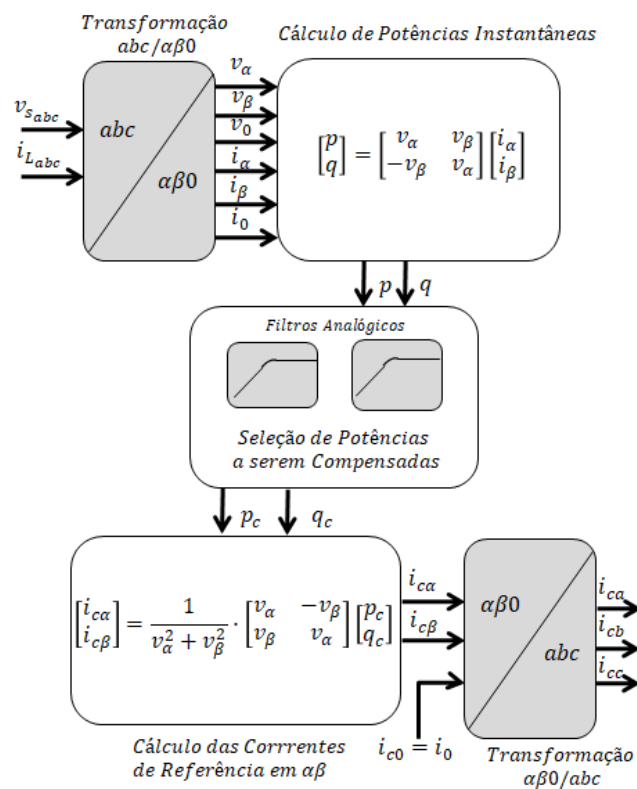


Figura 2. Teoria de potência instantânea.

A primeira etapa consiste em transformar as correntes na carga e as tensões na fonte de alimentação do referencial abc para o referencial $\alpha\beta 0$. A segunda etapa consiste no cálculo das potências instantâneas por meio de (2).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

A equação 2 calcula a potência instantânea real (p), a potência instantânea imaginária (q) e a potência de sequência zero (p_0). Em casos de desbalanceamento e

presença de componentes harmônicas nas tensões e nas correntes, as potências p , q e p_0 apresentam componentes contínuas e componentes oscilantes, conforme mostram (3), (4) e (5).

$$p_0 = \overline{p_0} + \tilde{p}_0 \quad (3)$$

$$p = \overline{p} + \tilde{p} \quad (4)$$

$$q = \overline{q} + \tilde{q} \quad (5)$$

As componentes de potências contínuas representam a parte da energia por unidade de tempo que flui em um determinado sentido, enquanto as componentes de potências oscilantes representam a parte da energia por unidade de tempo que flui em ambos os sentidos, conforme apresentado em Freitas (2014).

A terceira etapa consiste em utilizar filtros analógicos em função das componentes de potências a serem eliminadas, mostradas em (3), (4) e (5). Em seguida, na quarta etapa calculam-se as referências das correntes de compensação no referencial $\alpha\beta 0$, de acordo com (6).

$$\begin{bmatrix} i_c \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_c \\ q_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

Por fim, na quinta etapa aplica-se a transformação inversa de Clarke para obter as correntes de referência de compensação no referencial abc , conforme mostrado em Akagi (1984) e Akagi (2017).

3. FILTROS ATIVOS MONOFÁSICOS

Os filtros ativos monofásicos implementados neste trabalho são compostos por três inversores de tensão multiníveis monofásicos do tipo 5 níveis de tensão em ponte H, três reguladores de corrente monofásicos por histerese multinível e um algoritmo de controle que gera referências de corrente baseadas na teoria pq trifásica, resumido na seção 2. Nesse trabalho, para verificar o desempenho desta proposta, será feita uma comparação com a estrutura multinível baseada em inversores monofásicos do tipo NPC.

3.1 Inversor Monofásico Multinível do tipo 5 níveis de tensão em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado (NPC)

O inversor monofásico multinível do tipo 5 níveis de tensão em ponte H com ponto neutro grampeado é composto por dois capacitores e por oito chaves semicondutoras, por exemplo IGBT's, do Inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor* e quatro diodos, conforme mostrado na Fig. 3. Os níveis de tensão (V_{dc} , $\frac{V_{dc}}{2}$; 0; $-\frac{V_{dc}}{2}$; $-V_{dc}$) podem ser impostos pelo inversor multinível, a depender do erro entre a referência de corrente de compensação e a corrente real imposta por cada inversor.

3.2 Inversor Monofásico Modular Multinível do tipo 5 níveis em Ponte H (MMC)

O inversor monofásico modular multinível do tipo 5 níveis é composto por dois submódulos por perna, ou seja, um

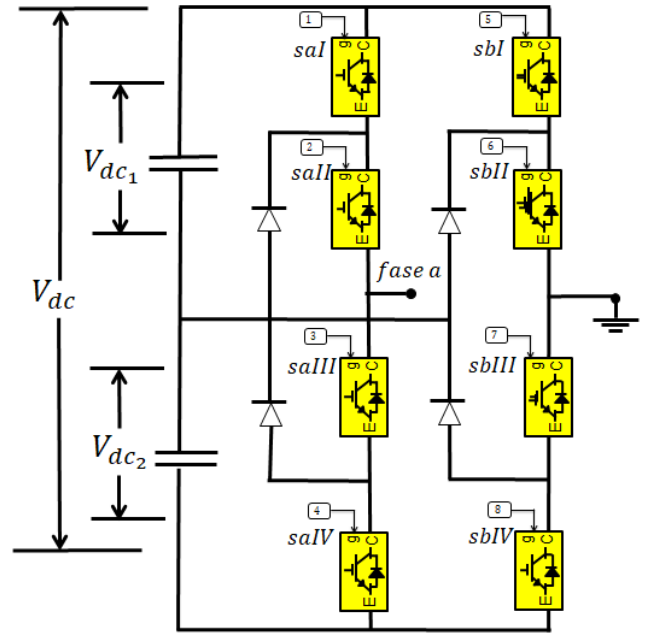


Figura 3. Inversor multinível do tipo 5 níveis em ponte H com ponto neutro grampeado.

submódulo por braço, conforme mostra a Fig. 4. Cada submódulo é composto por um capacitor e duas chaves semicondutoras do tipo IGBT.

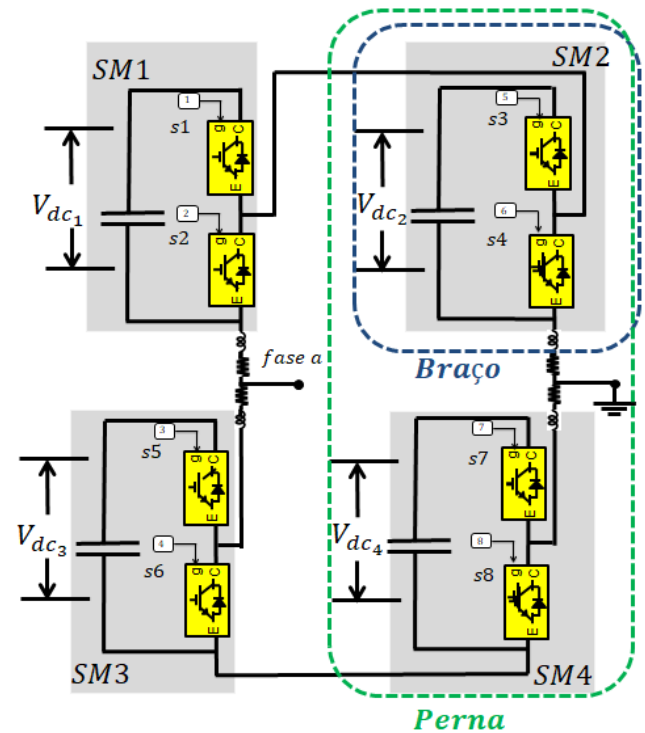


Figura 4. Inversor modular multinível do tipo 5 níveis em ponte H.

De forma semelhante ao que ocorre com o inversor NPC, este inversor consegue impor cinco níveis de tensão (V_{dc} , $\frac{V_{dc}}{2}$; 0; $-\frac{V_{dc}}{2}$; $-V_{dc}$), a depender do erro entre a referência de corrente de compensação e a corrente real imposta por cada inversor.

3.3 Regulação de Corrente por Histerese Multinível

Como o objetivo do inversor é impor uma corrente de referência, e tendo em vista os diferentes níveis de tensão possíveis de serem gerados pelos inversores, é conveniente uma escolha adequada de chaveamento. Nesse trabalho, de modo semelhante ao descrito por Baumann (2021) e Corzine (2000) será utilizada uma estratégia de comparação com histerese.

A comparação é feita entre as referências de corrente de compensação por fase (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}) e as correntes (i_{inv_a} , i_{inv_b} e i_{inv_c}) que o inversor injeta ou drena da rede elétrica, também por fase. A depender das cinco faixas em que o erro (e) pode se encontrar ($e > 2h$; $h < e \leq 2h$; $-h < e \leq h$; $-2h < e \leq -h$; $e \leq -2h$), o inversor deve impor um dos cinco níveis de tensão (V_{dc} , $\frac{V_{dc}}{2}$; 0 ; $-\frac{V_{dc}}{2}$; $-V_{dc}$), respectivamente, conforme mostrado na Fig. 5. O valor de h foi definido como sendo $0,02 A$. Essa estratégia foi utilizada para ambos os tipos de inversores.

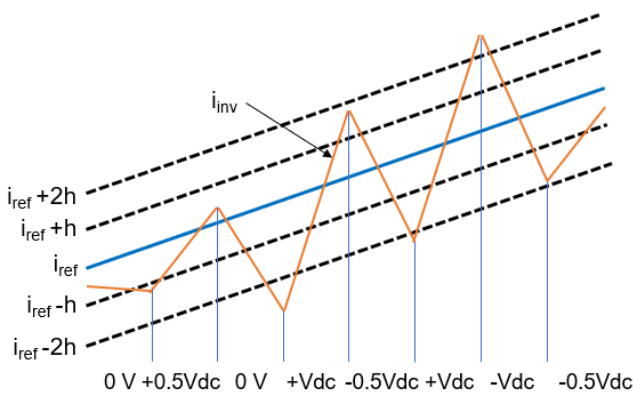


Figura 5. Operação de histerese de regulação por corrente. (Corzine, 2000) e (Baumann, 2021)

3.4 Controle de Tensão CC do Inversor Multinível com Ponto Neutro Grampeado

A correta estratégia de controle das tensões dos capacitores deve ser definida a partir de uma lógica de chaveamento que aproveite os efeitos de carregamento e descarregamento dos mesmos, em função da tensão gerada pelo inversor, conforme mostrado na Tabela 1.

Tabela 1. Carregamento e descarregamento dos Capacitores do Inversor NPC (Baumann, 2021).

Va - Vb	Vab	Corrente Inversor	Vdc1	Vdc2
P - P	0	Caso 3	Carrega	descarrega
P - P	0	Caso 4	descarrega	Carrega
P - O	$+\frac{1}{2}V_{dc}$	Caso 5	Carrega	descarrega
P - N	$+V_{dc}$	Caso 6	-	-
O - P	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	Caso 2	Carrega	descarrega
O - O	0	Não utilizado	-	-
O - N	$+\frac{1}{2}V_{dc}$	Caso 5	descarrega	Carrega
N - P	$-V_{dc}$	Caso 1	-	-
N - O	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	Caso 2	descarrega	Carrega
N - N	0	Caso 3	descarrega	Carrega
N - N	0	Caso 4	Carrega	descarrega

As nomenclaturas (P,O,N) apresentadas na Tabela 1 referem-se às possíveis combinações de chaveamento, conforme apresentado em Baumann (2021). O significado de cada uma é explicado a seguir:

- **P** - quando as duas chaves semicondutoras superiores de uma das pernas do inversor forem acionadas e as outras duas inferiores permanecerem desligadas.
- **O** - quando as duas chaves semicondutoras intermediárias de uma das pernas do inversor forem acionadas e as outras duas externas permanecerem desligadas.
- **N** - quando as duas chaves semicondutoras inferiores de uma das pernas do inversor forem acionadas e as outras duas superiores permanecerem desligadas.

A Fig. 6 mostra o fluxograma da estratégia utilizada para o balanceamento das tensões nos capacitores, onde a saída do algoritmo de chaveamento representa os estados lógicos das chaves semicondutoras, conforme apresentado por Baumann (2021).

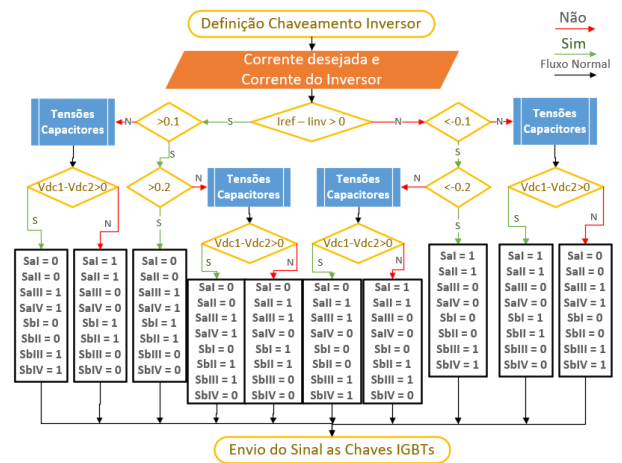


Figura 6. Lógica de seleção das chaves IGBT's do inversor NPC (Baumann, 2021).

3.5 Controle de Tensão CC dos capacitores do Inversor Modular

De forma análoga ao descrito por Baumann (2021) e Ghetti (2012) acerca do controle das tensões dos capacitores dos inversores NPC, para o controle das tensões dos inversores MMC foram corrigidas as correntes de referência dos inversores através de inclusão de uma componente de potência em cada fase, resultantes de controle de tensão de um capacitor de cada inversor, conforme ilustra a Fig. 7.

Nessa etapa, o erro entre a tensão de referência de um dos capacitores e a tensão real desse mesmo capacitor passa por um controlador PI e define a potência requerida para carregar os capacitores. Como o filtro ativo é composto por três inversores, tal malha de controle é necessária para cada uma das fases. Os ganhos dos controladores PI foram definidos tendo como referência a teoria de controle apresentada em Ogata (2011).

A lógica de chaveamento utilizada para manter constantes as tensões dos capacitores é baseada na Tabela 2, para o caso em que a corrente flui saindo do inversor (corrente positiva), conforme mostra a Fig. 4. Esta tabela apresenta

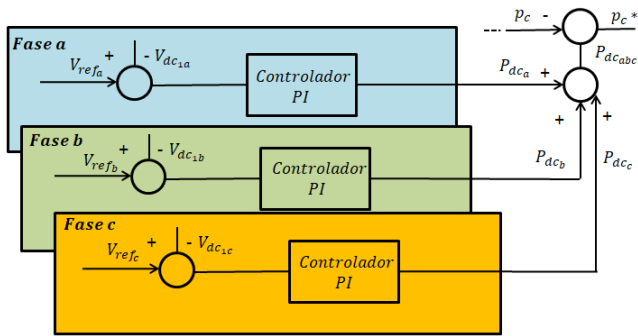


Figura 7. Diagrama de blocos do sistemas de controle de tensão dos capacitores.

Tabela 2. Carregamento e descarregamento dos capacitores do inversor MMC.

Corrente saindo do Inversor (Corrente Positiva)												
-	Chaves								Capacitores			
Tensão	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4
Vdc	0	1	1	0	1	0	0	1	b	d	d	b
Vdc/2	0	1	0	1	1	0	0	1	b	d	b	b
Vdc/2	0	1	1	0	1	0	1	0	b	d	d	c
Vdc/2	0	1	1	0	0	1	0	1	b	b	d	b
Vdc/2	1	0	1	0	1	0	0	1	c	d	d	b
0	0	1	0	1	0	1	0	1	b	b	b	b
0	0	1	1	0	0	1	1	0	b	b	d	c
0	1	0	0	1	1	0	0	1	c	d	b	b
0	1	0	1	0	1	0	1	0	c	d	d	c
0	1	0	1	0	0	1	0	1	c	b	d	b
0	0	1	0	1	1	0	1	0	b	d	b	c
-Vdc/2	0	1	0	1	0	1	1	0	b	b	b	c
-Vdc/2	1	0	0	1	1	0	1	0	c	d	b	c
-Vdc/2	1	0	0	1	0	1	0	1	c	b	b	b
-Vdc/2	1	0	1	0	0	1	1	0	c	b	d	c
-Vdc	1	0	0	1	0	1	1	0	c	b	b	c

o comportamento dos quatro capacitores presentes nos inversores MMC para cada uma das 16 combinações de chaveamento possíveis, onde "b" significa estado de *bypass*, "d" significa capacitor descarregando e "c" significa capacitor carregando. Para o caso em que a corrente flui em direção ao inversor (corrente negativa), uma tabela análoga pode ser construída, cuja a diferença é que os capacitores que antes carregavam passam a descarregar e vice-versa.

O fluxograma do balanceamento dos capacitores para o caso do inversor MMC está mostrado na Fig. 8. Observa-se que o balanceamento correto das tensões dos capacitores depende da leitura e ordenamento das tensões dos mesmos, assim como também da identificação da banda de histerese em que o erro (e) que existe entre a corrente de referência de compensação e a corrente real do inversor se encontra. Semelhante ao que ocorre no fluxograma, mostrado na Fig. 6, a saída do algoritmo de chaveamento fornece os estados lógicos a serem impostos às chaves semicondutoras do MMC. A estratégia de balanceamento das tensões dos capacitores dos inversores MMC foi realizada tendo como referência os trabalhos de Baumann (2021) e Ghetti (2012)

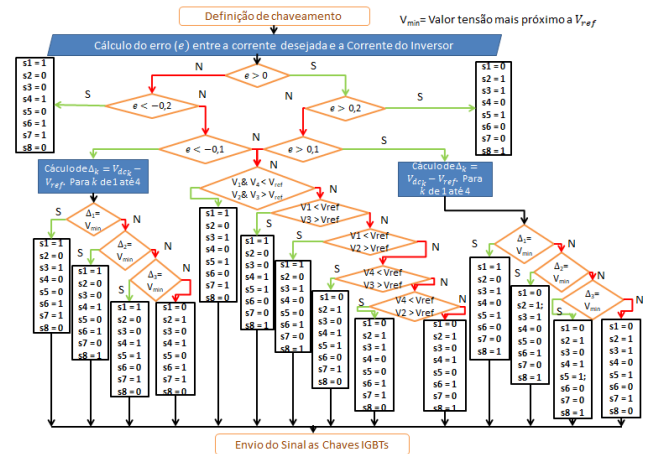


Figura 8. Lógica de seleção das chaves IGBT's do inversor MMC.

4. SIMULAÇÕES

As simulações mostradas nessa seção utilizaram os mesmos parâmetros elétricos, entre eles, tensão da fonte de alimentação, impedância da linha, indutores de acoplamento e carga não linear. A principal diferença entre elas é o tipo de inversor utilizado e a lógica de controle de tensão dos capacitores deste inversor. A Tabela 3 mostra os valores dos principais parâmetros utilizados nas simulações. O programa de simulação utilizado foi o MATLAB/SIMULINK.

Tabela 3. Parâmetros de simulação.

Tensão da Rede Elétrica (pico) - 60Hz	$V_s = 179,6051V$
Frequência de Chaveamento	$f_{chav} = 20kHz$
Impedância de Linha	$R_s = 0,887\Omega$ $L_s = 2mH$
Indutor de Acoplamento	$L_f = 40mH$
Capacitor 1 e 2 do Inversor NPC	$C_f = 1,2mF$
Capacitor 1, 2, 3 e 4 do Inversor MMC	$C_f = 2,2mF$
Tensão CC desejada do Inversor NPC	$V_{dc} = 800V$
Tensão CC desejada do Inversor MMC	$V_{dc} = 800V$
Carga após o retificador	$R_{load} = 30\Omega$ $L_{load} = 0.5H$
Tempo de Acionamento da Carga Não Linear	$t_{carga} = 0s$
Tempo de acionamento dos Inversores	$t_{inv} = 0s$

Os componentes associados ao inversor NPC foram estimados de acordo com Baumann (2021). Já para o caso dos inversores MMC, inicialmente foram adotados como referência os mesmos parâmetros, entretanto, devido à complexidade do controle das tensões nos quatro capacitores por módulo, foi necessário aumentar os seus valores.

A carga não linear utilizada neste trabalho, conforme mostra a Fig. 9, é composta por três retificadores monofásicos de ponte completa conectados em estrela. Esta carga foi escolhida porque provoca distorções harmônicas significativas, fora dos índices permitidos pelas normas internacionais, como por exemplo a norma IEEE Std 519 de 2014.

Os diagramas de blocos das simulações realizadas estão ilustrados nas Figs. 10 e 11. Os dois filtros ativos trifásicos implementados utilizam três inversores monofásicos cada, sendo o primeiro composto por inversores Monofásicos

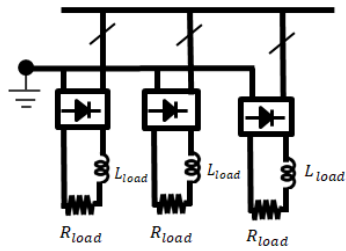


Figura 9. Carga não linear - retificador monofásico de ponte completa.

NPC e o segundo composto por inversores monofásicos MMC.

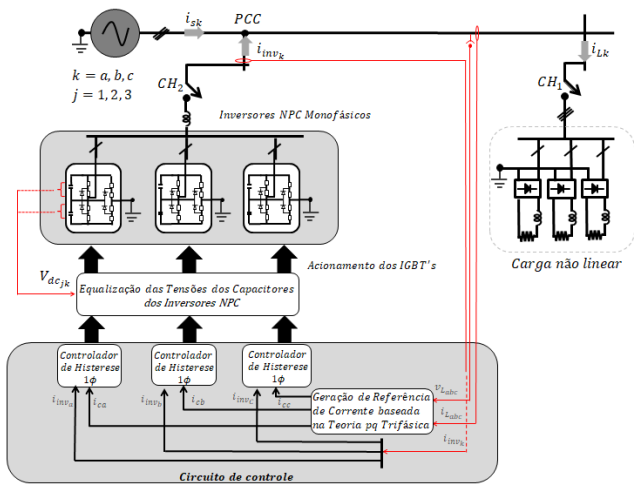


Figura 10. Diagrama de blocos do sistema elétrico com filtragem ativa usando inversores multiníveis monofásicos do tipo NPC.

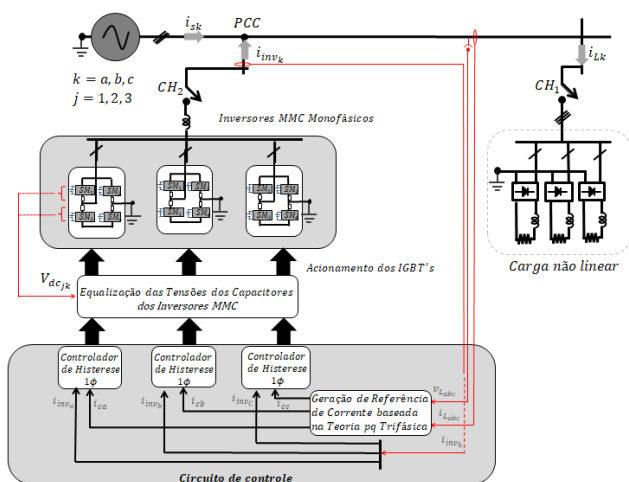


Figura 11. Diagrama de blocos do sistema elétrico com filtragem ativa usando inversores multiníveis monofásicos do tipo MMC.

A Fig. 12 ilustra as correntes nas cargas não lineares, mostrando a presença de elevadas componentes indutivas.

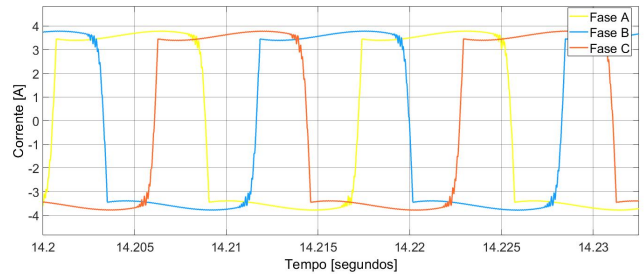


Figura 12. Correntes nas cargas não lineares.

As Figs. 13 e 14 comparam a corrente de referência para a compensação da fase *a* com a respectiva corrente entregue pelo inversor monofásico, no primeiro caso utilizando os NPC e no segundo caso utilizando os MMCs.

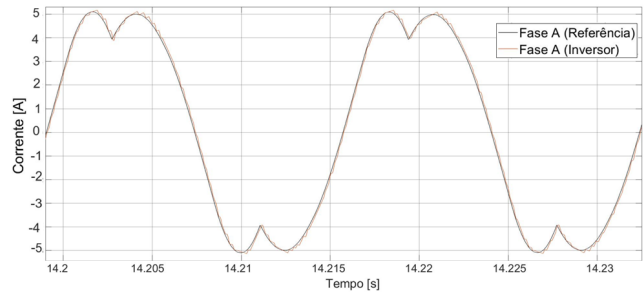


Figura 13. Corrente de referência de compensação e corrente injetada ou drenada pelo inversor NPC.

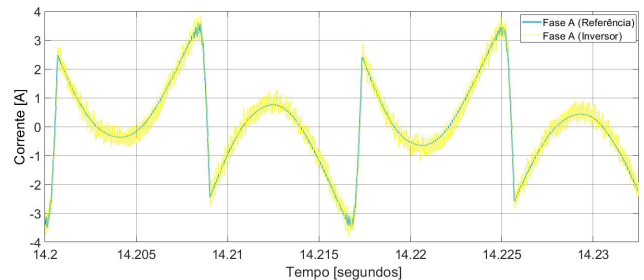


Figura 14. Corrente de referência de compensação e corrente injetada ou drenada pelo inversor MMC.

Observou-se que a corrente injetada pelo inversor MMC segue a referência como desejado, apresentando uma ondulação de no máximo 0,5 A em relação a sua referência. Os resultados obtidos na fase *b* e na fase *c* são semelhantes. Contudo, foi observado que ao modificar os ganhos dos controladores de tensão dos capacitores dos inversores MMC as correntes de referência de compensação sofrem alterações, justificando estudos futuros para uma melhor compreensão visando convergir as formas de onda das correntes de referência de compensação.

As Figs. 15 e 16 mostram a corrente e a tensão de alimentação da fase *a*, no PCC, para o caso do NPC e para o caso do MMC, respectivamente. Observa-se que a componente fundamental da corrente está em fase com a respectiva tensão de alimentação, evidenciando a correta compensação de reativos. Nota-se também, na Fig. 16, que a ondulação de tensão no PCC é maior do que o observado na Fig. 15. Isto ocorreu porque, com o intuito de reduzir a complexidade do sistema de controle, foi dispensada a utilização de um *Phase-Locked Loop* (PLL). Simulando o

mesmo sistema de controle com a inclusão do PLL, esta ondulação reduz significativamente, assemelhando-se ao mostrado na Fig. 15. Nas Figs. 15 e 16, as correntes foram multiplicadas por um fator igual a 10 para melhorar a compreensão dos resultados obtidos.

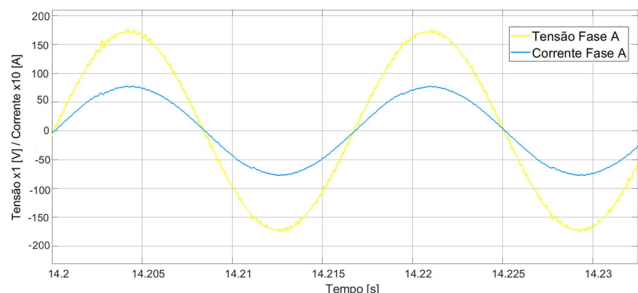


Figura 15. Corrente e tensão da fonte de alimentação da fase *a*, utilizando inversores NPC.

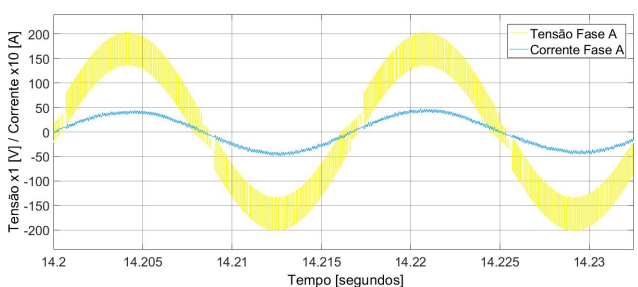


Figura 16. Corrente e tensão da fonte de alimentação da fase *a*, utilizando inversores MMC.

Na Fig. 17 são mostradas as tensões dos dois capacitores de um dos inversores NPC. Como observado, estas oscilam em torno da tensão de referência, que para este caso é de 800V, conforme informado na Tabela 3. Além disso, mostra-se a soma das duas tensões.

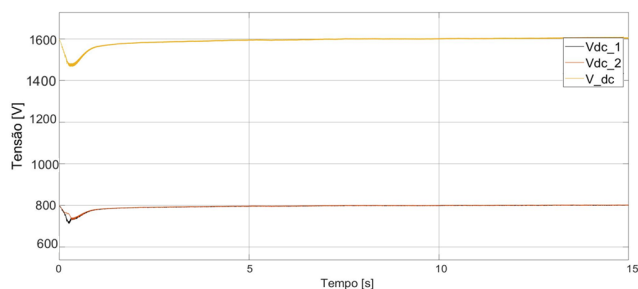


Figura 17. Tensões dos dois capacitores do inversor NPC ligado à fase *a*

Na Fig. 18 são mostradas as tensões dos quatro capacitores de um dos inversores MMC, as quais variam em torno da tensão de referência, que também é 800V, conforme informado na Tabela 3. Observou-se que o máximo valor de tensão obtido foi de aproximadamente 830V e o mínimo valor de tensão obtido foi de aproximadamente 780V, representando um erro percentual de 6,25%, após diversos ajustes dos parâmetros dos controladores PI. O emprego de outros controladores é um aspecto a ser explorado futuramente. Mesmo com a ondulação observada, para efeito da compensação e filtragem, tal resultado não prejudicou o objetivo almejado.

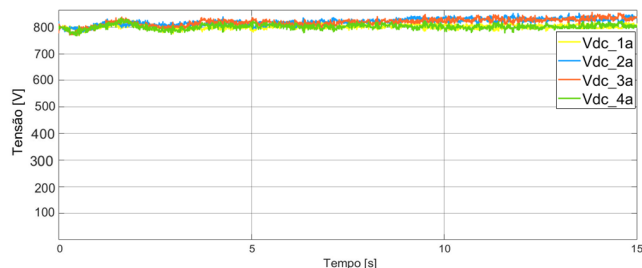


Figura 18. Tensões dos quatro capacitores do inversor MMC ligado à fase *a*.

Na tabela 4 são mostrados os percentuais das distorções harmônicas das correntes ($THDi$) da fonte de alimentação na fase *a* para cada caso (NPC e MMC).

Tabela 4. Resultados do percentual da Distorção Harmônica Total das correntes ($THDi$) na fase *a*.

-	$THDi\%$
Sem Inversores	24,41%
Inversores NPC	1,20%
Inversores MMC	4,8%

Como se percebe, a distorção harmônica total é maior para o caso de utilizar MMCs, o que pode ser explicado pelo controle de tensão de um maior número de capacitores. Além disso, é possível que os controladores utilizados necessitem ser substituídos por outros mais sofisticados. Para ambos os casos, houve uma drástica redução no $THDi$ em relação ao $THDi$ sem filtragem ativa de potência.

5. CONCLUSÕES

Nesse trabalho foi proposta a utilização de três inversores monofásicos do tipo MMC com controle de tensão de capacitores para um filtro ativo trifásico a quatro fios.

A partir dos resultados das simulações, verificou-se que estes foram semelhantes aos obtidos com aqueles que utilizam três inversores monofásicos do tipo NPC, ou seja, conseguem realizar a correta filtragem e compensação de reativos.

Para o caso de utilizar MMCs, o sistema de controle das tensões dos capacitores é mais complexo, uma vez que deve manter constante a tensão de quatro capacitores por fase, ao invés de dois capacitores, como ocorre no caso de utilizar inversores NPCs. Como consequência, as correntes de referência de compensação são distintas. Por outro lado, percebeu-se um incremento de THD de tensão no PCC, o que sugere um futuro aperfeiçoamento do sistema de controle das tensões dos capacitores dos MMCs. Apesar da complexidade do sistema proposto, a utilização de inversores MMC é atrativa por apresentar algumas vantagens, conforme já apontadas em Ghetti (2012), referidas à redução de componentes passivos e menores perdas de condução nas chaves semicondutoras.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro concedido a um dos autores pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - CAPES.

REFERÊNCIAS

- IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, 2014.
- F. Ghetti, A. A. Ferreira, H.A.C Braga and P.G. Barbosa A study of shunt active power filter based on modular multilevel converter (MMC). *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, pages 1–6, 2012.
- Procedimentos de Distribuição Módulo 8–Qualidade da energia elétrica *Agência Nacional de Energia Elétrica–ANEEL*, 2022.
- G.C.Baumann and J.A. Santistebam Comparação de desempenhos de um Inversor Convencional e o de um Inversor Multinível na Filtragem Ativa Monofásica. *14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pages 401–408, 2021.
- G. S. Neves and J.A. Santistebam A comparison between two single-phase static compensator methodologies—PQ theory and state feedback. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*, pages 1–6, 2018.
- H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on industry applications* ,no. 3, pages 625–630, 1984.
- H. Akagi, E.H Watanabe and M. Aredes. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. *John Wiley & Sons*, 2017.
- R.C.A. Carvalho. Análise de filtro ativo Shunt utilizando conversor Modular Multinível. *Universidade Federal do Rio de Janeiro*, 2014.
- C.M.Freitas Algumas Contribuições para Algoritmos de Controle de Filtros Ativos e Híbridos Conectados em Paralelo com Redes Elétricas Trifásicas a 3 ou a 4 Fios. *Universidade do Estado do Rio de Janeiro*, 2014.
- CORZINE, K. A. A hysteresis current-regulated control for multi-level drives *IEEE Transactions on Energy Conversion* vol. 15, no. 2, pp. 169-175, June 2000, doi: 10.1109/60.866995;
- K. Ogata and B. Severo. Engenharia de controle moderno. Editora LTC, 2011.
kathushiko2011engenharia, title=Engenharia de controle moderno. 5^o edição, author=Kathushiko, OGATA, journal=Editora LTC, year=2011