

Filtro Híbrido de Dupla Sintonia com Conversor a Três Braços Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios

Elves Mauro B. E. dos Santos, Francisco Kleber de A. Lima, Ernande E. C. Morais,
Jean M. L. Fonseca, Delcio A. J. Barreto, Carlos Gustavo C. Branco
Universidade Federal do Ceará, Fortaleza – CE, Brazil
e-mail: elvesfixe14@gmail.com, klima@dee.ufc.br, ernande2@yahoo.com.br,
lobo_fs@hotmail.com, delciobarreto@hotmail.com, klima@dee.ufc.br, gustavo@dee.ufc.br

Resumo—Este trabalho apresenta o estudo de uma nova topologia de filtro híbrido de dupla sintonia com o conversor a três braços aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios. O condutor neutro foi colocado no ponto médio do capacitor dividido do barramento CC. O filtro passivo foi projetado para oferecer um caminho de baixa impedância para os dois harmônicos de maiores amplitudes, e também para compensar a potência reativa da carga. A estratégia de controle usada para gerar as referências de correntes para o filtro ativo, foi baseada na teoria de potências ativa e reativa instantâneas. A plataforma PSCAD/EMTDC foi utilizada para avaliar o desempenho da estrutura proposta.

Palavras-Chaves—Qualidade de energia, Compensação de harmônicos, Filtro ativo, Filtro híbrido, Compensação de potência reativa.

I. INTRODUÇÃO

Com o avanço da eletrônica de potência tem-se verificado o uso excessivo de cargas não lineares conectadas a rede elétrica [1]. Cargas não lineares são cargas que mesmo submetidas a uma tensão perfeitamente senoidal (sem distorções), elas demandam da rede correntes distorcidas. Essas correntes distorcidas são formadas pela componente fundamental (60 Hz no Brasil) mais as componentes com frequência de oscilação múltipla inteira da componente fundamental, denominadas de harmônicos [2].

O filtro passivo foi a primeira solução encontrada para amenizar os impactos causados pelos harmônicos na rede elétrica, devido ao seu baixo custo e requisitos mínimos de manutenção. No entanto, essa solução apresenta vários aspectos negativos encontrados em [3] que deram a possibilidade para o surgimento dos filtros ativos. Segundo [4], os filtros ativos quando comparados a filtros passivos, são superiores em termos de desempenho de filtragem, são fisicamente menores e mais flexíveis para aplicações. No entanto, o mesmo apresenta um custo mais elevado devido ao seu alto nível de potência nominal [5].

Com intuito de reduzir o custo da filtragem ativa, foi desenvolvido o filtro híbrido que agrega as vantagens dos

filtros passivos e ativos. A combinação entre o filtro passivo e ativo reduz consideravelmente a potência nominal do conversor (malha ativa do filtro híbrido), sem interferir no seu desempenho de filtragem [6].

Foi proposto no trabalho [7], uma topologia de filtro híbrido a três braços com o capacitor do barramento CC dividido, aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios, onde o condutor neutro foi conectado no ponto central do barramento CC do conversor. A malha passiva desenvolvida foi de sintonia única e a mesma foi projetada para mitigar o harmônico de maior intensidade. O restante dos harmônicos foram mitigados pela malha ativa. A desvantagem dessa topologia é que além da malha passiva ser projetada para mitigar um só harmônico, em caso de manutenção do conversor, a malha passiva torna-se inútil. A topologia proposta no trabalho [7] é ilustrada na Figura 1.

De acordo com as aspectos negativos apresentados em [7], em [8] foi proposta uma topologia de filtro híbrido a quatro braços aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios, onde a malha passiva também foi projetada para mitigar o harmônico

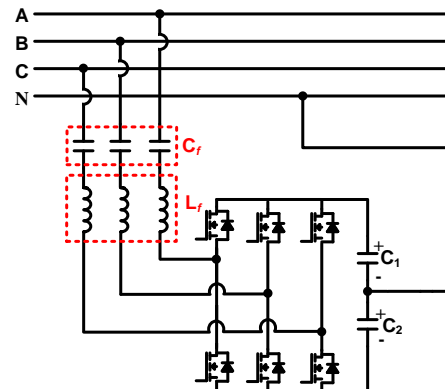


Fig. 1. Filtro híbrido trifásico a quatro fios com capacitor dividido.

de maior intensidade e o quarto braço do conversor (malha ativa) foi utilizado para sintetizar as correntes do neutro. Foi verificado no trabalho que com a presença do quarto braço, o desempenho da filtragem da corrente do neutro foi melhor quando comparado com a estrutura de três braços apresentado no [7]. Outra vantagem dessa topologia é que a malha passiva continua operando mesmo com a desconexão da malha ativa em caso de manutenção do mesmo. No entanto, a malha passiva dessa topologia de filtro híbrido apresentou uma limitação que foi de mitigar apenas um harmônico. A topologia proposta pelo os autores de [8] é apresentada na Figura 2.

Diante deste cenário, foi proposto em [9], uma topologia de filtro híbrido de dupla sintonia com o conversor a quatro braços, também aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios apresentada na Figura 3. Essa topologia apresentou um diferencial na malha passiva, uma vez que ela foi capaz de mitigar dois harmônicos em simultâneo. O terceiro e quinto harmônicos foram mitigados pela malha passiva, pois são os harmônicos de maiores amplitudes. Com isso, o conversor do filtro híbrido foi responsável por mitigar os demais harmônicos (que possuem menores amplitudes), fazendo com que o mesmo sintetizasse uma corrente menor, diminuindo assim a potência nominal do conversor quando comparada a topologia com apenas malha ativa. A potência reativa da carga também foi compensada pela malha passiva, aumentando o fator de potência até 0,92 que é o limite mínimo permitido pela concessionária de energia elétrica local.

Dentre as topologias estudadas, a topologia proposta em [9] foi a que mais apresentou vantagens, pois além de ser de dupla sintonia (nenhuma das outras topologias estudadas apresentaram tal característica), ela também apresentou um bom desempenho na filtragem da corrente do neutro e a operação da malha passiva foi garantida mesmo com a desconexão do conversor, vantagem essa que a topologia [7] não apresentou. No entanto, a topologia apresentada em [9] por ser de 4 braços (8 semicondutores de potência), ela apresentou uma maior perda por comutação, uma estratégia de controle mais complexa, e um maior custo material em relação a demais

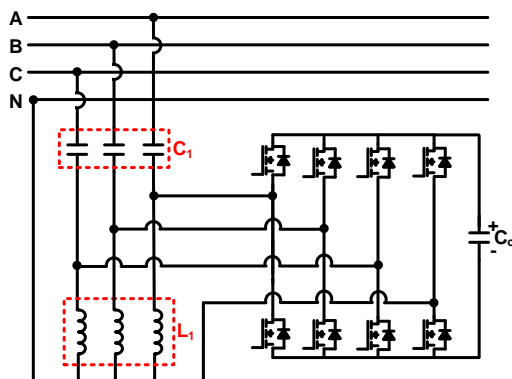


Fig. 2. Filtro híbrido trifásico a quatro fios b-shaped L-type.

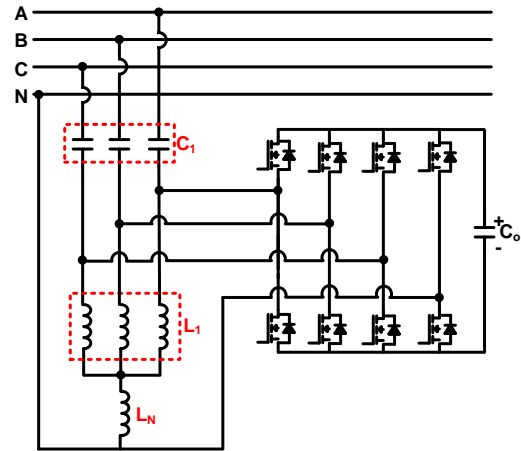


Fig. 3. Filtro híbrido trifásico de dupla sintonia a quatro fios.

estruturas apresentadas.

Nesse sentido, com o intuito de reduzir o custo material, a perda por comutação e a complexidade da estratégia de controle da topologia [9], o presente trabalho visa contribuir com a literatura através da proposta de uma topologia de filtro híbrido de dupla sintonia a três braços aplicados a sistemas trifásicos a quatro fios, onde o condutor neutro é conectado no ponto médio do capacitor dividido do barramento CC.

II. TOPOLOGIA DE FILTRO HÍBRIDO PROPOSTO

A topologia do filtro híbrido proposta neste trabalho é ilustrada na Figura 4 e a mesma foi baseada na topologia [9]. Os dois harmônicos mais dominantes do sistema (3° e 5°) são mitigados pelo filtro passivo e os demais harmônicos (7° , 9° , 11° , 13° , 15° , 17° e 19°) são mitigados pelo filtro ativo.

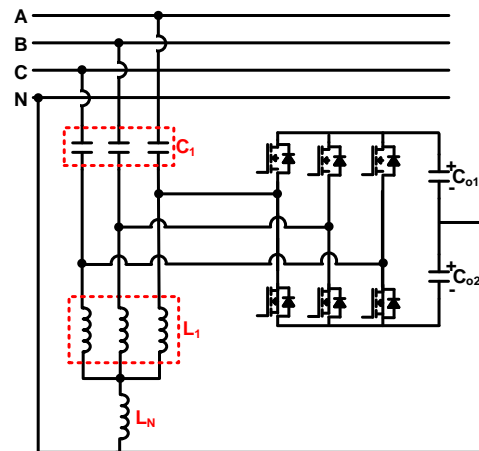


Fig. 4. Topologia proposta.

A. Filtro Passivo

A malha passiva de dupla sintonia surgiu da combinação de duas estruturas passivas que são respectivamente a b-shaped one branch e a b-shaped L-type [10]. É formada por um conjunto de capacitores C_1 em série com indutores L_1 para mitigarem o harmônico de sequência simétrica. O indutor L_N é colocado no neutro do sistema para mitigar o harmônico de sequência zero.

O capacitor C_1 e o indutor L_1 formam uma malha passiva L_1C_1 que é designada para eliminar o segundo harmônico mais dominante presente no sistema e que para este trabalho, é o 5° harmônico. A sua frequência de ressonância é dada por:

$$f_5 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (1)$$

O conjunto formado pelo capacitor C_1 , indutor L_1 e o indutor L_N resultam em uma malha passiva $L_{1N}C_1$ que é designada para mitigar o harmônico mais dominante presente no sistema, que para este trabalho é o terceiro harmônico. A sua frequência de ressonância é dada por:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + 3L_N)C_1}} \quad (2)$$

O capacitor C_1 além de formar a malha passiva para compensar os harmônicos, ele também tem a função compensar o reativo da carga ou seja, corrigir o fator de potência. O dimensionamento da potência reativa do banco de capacitores para se obter o fator de potência 0,92 é:

$$Q_C = Q_L - P \cdot \tan(\cos^{-1}(0.92)) \quad (3)$$

onde:

- Q_C é a potência reativa capacitiva
- Q_L é a potência reativa indutiva
- P é a potência ativa

B. Filtro Ativo

A topologia do conversor (filtro ativo) apresentada na Figura 4 foi baseada dos autores [11]. O conversor possui três braços e o condutor neutro é conectado no ponto central do barramento CC. Essa topologia em comparação com a topologia apresentada pelos autores em [9], apresenta uma vantagem que é de possuir apenas seis semicondutores de potência. Essa vantagem impactará diretamente em um menor custo do conversor e em uma estratégia de controle menos complexa, além da diminuição das perdas por comutação.

O filtro ativo é responsável por injetar correntes na rede, que somada as corrente harmônica, produzem formas de ondas senoidais. Essas correntes injetadas pelo filtro, são denominadas de correntes de compensação. Essas correntes de compensação, são geradas de acordo com a estratégia de controle.

III. TEORIA PQ

A teoria de potência ativa e reativa instantânea apresentada em [12] tem sido muito utilizada em aplicações de compensação das componentes harmônicas. Ela é baseada nas coordenadas ortogonais $\alpha\beta 0$. A equação (4) conhecida de Transformada de Clarke é usada para a mudança entre coordenadas abc e $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

A transformada inversa de Clarke é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

Expressões similares podem ser escritas para as correntes i_a , i_b e i_c . A potência ativa p , imaginária q e de sequência zero p_0 podem ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

De acordo com a teoria pq , as potências instantâneas p , q e p_0 são compostas pelas suas parcelas médias e oscilantes, e podem ser escritas respectivamente como:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (7)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (8)$$

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (9)$$

As correntes de compensação de referência nas coordenadas $\alpha\beta 0$ podem ser calculadas através da equação (10).

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha'^2 + v_\beta'^2} \begin{bmatrix} v_\alpha' & v_\beta' \\ v_\beta' & -v_\alpha' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} + p_{perda} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} \quad (10)$$

IV. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O esquema de controle usado para o cálculo das correntes de compensação do filtro ativo está representado na Figura 5. Primeiramente foi feita a transformação da tensão (V_g) e corrente (I_g) da rede das coordenadas abc para $\alpha\beta 0$ através de (4), e em seguida foram calculadas as potências p e q de acordo com (6). Lembrando que as tensões da rede fornecidas ao sistema de controle continham apenas a componente fundamental de sequência positiva, uma vez que foi utilizado um *Dual Second-Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop* (DSOGI-FLL) para rastrear tal componente mesmo em cenários de desbalanço ou distorção [13]. Posteriormente foi feita a seleção das parcelas a serem compensadas por meio de Filtros Passa Baixa (FPB), e em seguida foram calculadas as correntes de compensação de referência a partir de (10). O controle das tensões nos capacitores C_{01} e C_{02} foram realizados por meio do controlador proporcional-integral (PI).

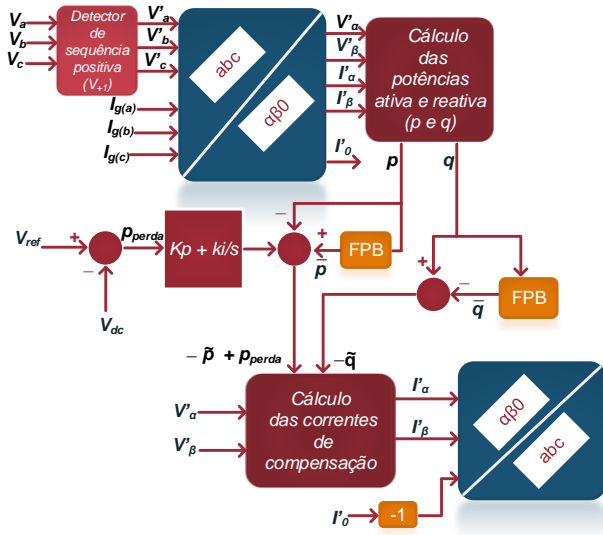


Fig. 5. Estratégia de controle do filtro ativo.

A P_{perda} foi usada no cálculo das correntes de compensação de referência com o intuito de reduzir as oscilações de tensão no barramento CC do conversor. Através da estratégia de modulação por histerese, foi possível fazer com que o conversor sintetizasse as correntes de compensação de referência obtidas pela estratégia de controle.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O sistema de potência simulado nesse trabalho está representado na Figura 6. Usou-se um grupo de três retificadores monofásicos de onda completa como carga não linear. A carga linear foi formada por uma carga RL trifásica ligada em estrela. Os resultados da simulação foram separados em três intervalos, onde no primeiro intervalo ($t = 0s$ até $t = 0,5s$), o sistema operou apenas com a carga conectada. No segundo intervalo ($t = 0,5s$ até $t = 2s$), a malha passiva do filtro foi conectada, e por fim o conversor começou a operar no instante $t = 2s$ até o término da simulação. Os parâmetros utilizados durante a simulação realizada no software PSCAD/EMTDC está resumido na Tabela I.

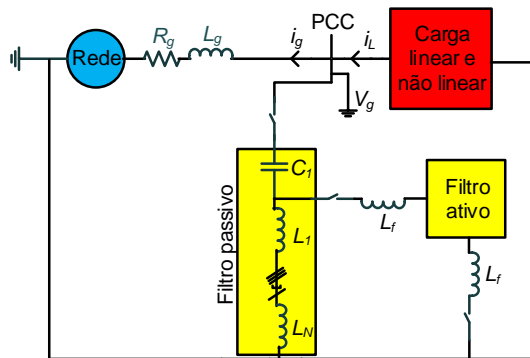


Fig. 6. Sistema de potência simulado.

TABELA I
PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO
SEM O FILTRO HÍBRIDO.

Parâmetros	Valores
Tensão de linha	380 V
Frequência	60 Hz
Resistência da rede R_g	56,65 $m\Omega$
Indutância da rede L_g	20 μH
Fator de potência do sistema	0,80
THD da corrente da rede	11,5 %
THD da tensão	0,80 %
Resistor R_{carga}	0,8 Ω
Indutor L_{carga}	60 mH
Capacitor C_1	60,71 μF
Indutor L_1	4,636 mH
Indutor L_N	2,747 mH

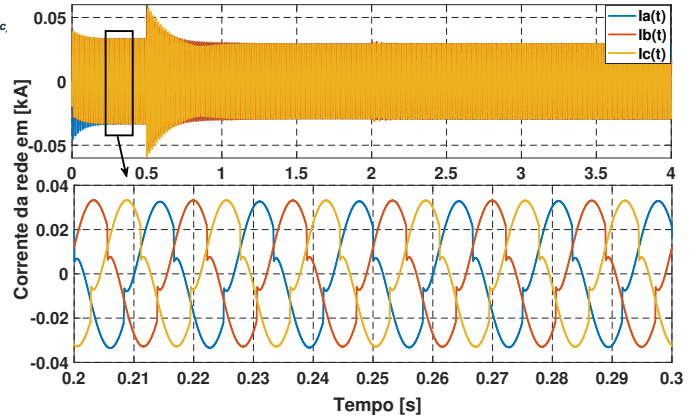


Fig. 7. Corrente da rede sem o filtro híbrido.

O comportamento da corrente da rede antes e após a inserção do filtro híbrido, estão representadas nas figuras 7, 8 e 9. Nessas figuras, estão respectivamente a corrente da rede sem o filtro híbrido, corrente da rede com a inserção da malha passiva e a corrente da rede com o pleno funcionamento do filtro híbrido. De acordo com a Figura 7, é possível verificar a distorção na forma de onda da corrente da rede causada pela carga não linear. Pode-se verificar na Figura 8 que quando a malha passiva é acionada, ocorre uma melhoria da forma de onda na corrente, pois ela foi projetada para oferecer um caminho de baixa impedância para os dois harmônicos mais predominantes, presentes na corrente drenada pela carga não linear (terceiro e quinto harmônico).

Após a inserção do conversor (filtro híbrido em pleno funcionamento, ver Figura 9), pode-se notar que as correntes da rede tornam-se senoidas com Taxa de Distorção harmônica Total abaixo de 5% (ver Figura 10), que é o valor mínimo permitido pela norma aludida nesse trabalho [14].

De acordo com a Figura 10, é possível verificar que o sistema operando sem o filtro híbrido apresenta um THD em torno de 11,5%, valor este que está totalmente fora do permitido pela norma. No entanto, quando apenas o filtro passivo é acionado, é possível verificar uma diminuição do THD da corrente da rede de 11,5% para 7,5%. Só foi possível um THD abaixo de 5% quando o conversor foi acionado

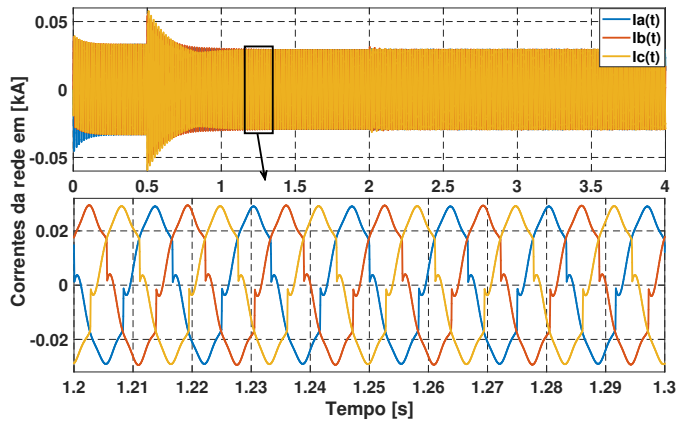


Fig. 8. Corrente da rede após a inserção da malha passiva.

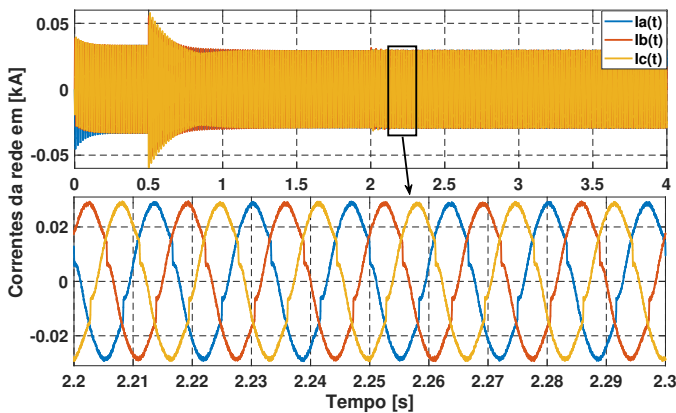


Fig. 9. Corrente da rede após a inserção do conversor.

implicando no pleno funcionamento do filtro híbrido.

A Distorsão Harmônica Individual (IHD) na fase *a* da corrente da rede para 3° e 5° harmônico, está apresentada na Figura 11. Os resultados para as fases *b* e *c* foram idênticos ao apresentado para a fase *a*, desta forma, as suas curvas foram omitidas. Verifica-se que quando a malha passiva é acionada, ocorre a redução da IDH do 3° e 5° harmônico para valores abaixo do permitido pela norma aludida nesse trabalho. Após o acionamento do conversor ou seja, o filtro híbrido em pleno funcionamento, percebe-se que há novamente uma redução dos IDH. No entanto, é importante frisar que só com a malha passiva, é possível garantir a compensação desses harmônicos, garantindo que os mesmos tenham IDH abaixo do permitido pela norma [14].

O comportamento da corrente do neutro da rede é mostrado na Figura 12. Observa-se que quando a malha passiva é acionada no instante $t = 0,5s$, ocorre a redução da corrente do neutro da rede em torno de 5%. Essa redução foi possível devido ao fato da malha passiva de dupla sintonia compensar também o harmônico de sequência zero de maior intensidade (3° harmônico). No instante $t = 2s$, o conversor é acionado e pode-se verificar que ocorre novamente uma redução na corrente do neutro da rede. Portanto, de acordo com esse re-

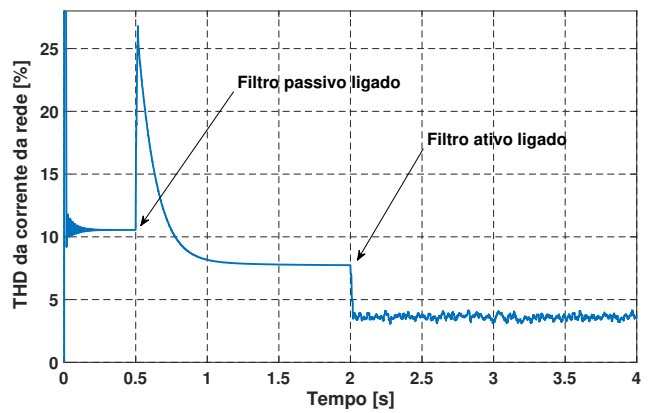


Fig. 10. Taxa de distorsão harmônica total na fase *a* da corrente da rede.

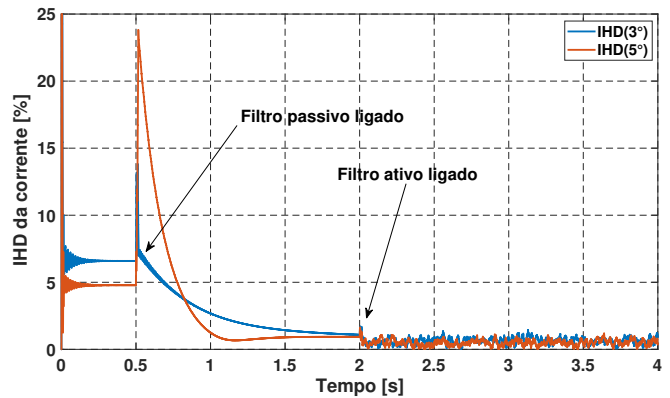


Fig. 11. Taxa de distorsão harmônica individual da 3° e 5° na fase *a*.

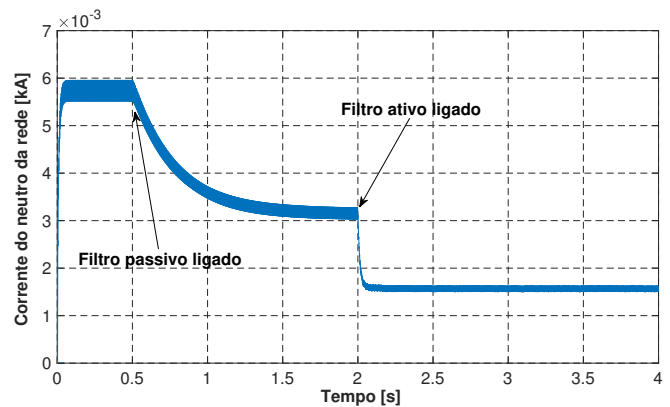


Fig. 12. Corrente do neutro da rede.

sultado, fica nítido que a topologia proposta pode ser aplicada a sistemas trifásicos a quatro fios.

A distorsão harmônica total de tensão no Ponto de Conexão Comum (PCC), é mostrada na Figura 13. Devido ao fato da carga não linear drenar da rede uma corrente distorcida, essa mesma corrente acaba por distorcer a forma de onda da tensão no PCC. Embora o THD encontra-se dentro do limite permitido pela norma [14], verifica-se que há uma diminuição

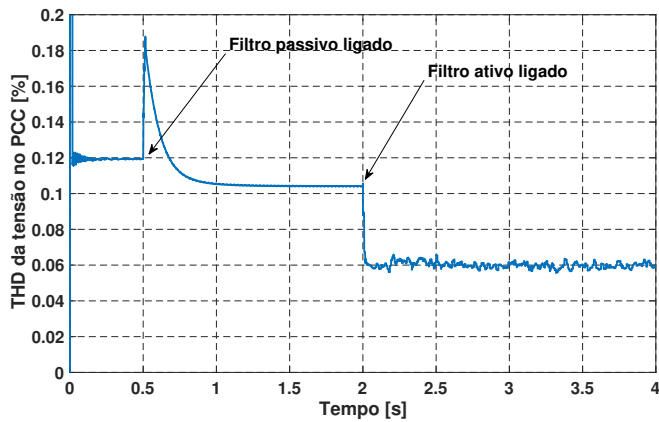


Fig. 13. Taxa de distorção harmônica total da tensão no PCC.

no THD da tensão quando o filtro híbrido é acionado.

O Fator de Potência (FP) da carga é mostrado na Figura 14. Após a inserção da malha passiva do filtro híbrido, verifica-se que ocorre o aumento do FP de 0,82 até 0,92, valor esse que é o limite mínimo permitido pelo concessionária de energia local. No instante $t = 2s$ quando o conversor é acionado, verifica-se que ocorre uma ligeira alteração no FP da carga, pois o conversor compensa a parcela oscilante da potência reativa do sistema.

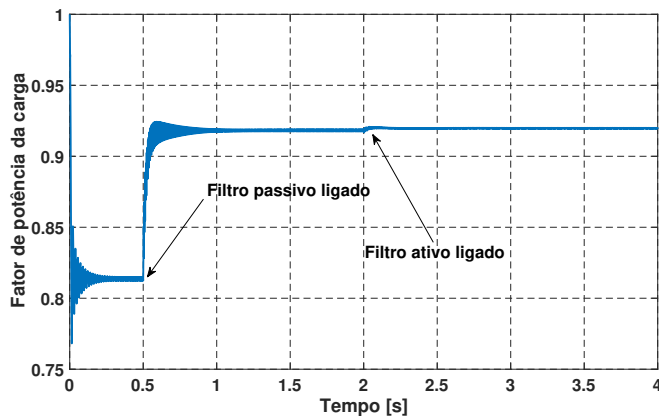


Fig. 14. Fator de potência da carga.

É importante destacar que, no atual estágio deste estudo, foi realizado o controle da tensão no elo CC. Porém, ainda não foi identificada a necessidade do controle individual das tensões sobre cada um dos capacitores.

VI. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a proposta uma topologia de filtro híbrido de dupla sintonia com conversor a três braços aplicado a sistema trifásico a quatro fios, onde o condutor neutro da rede foi conectado no ponto médio do barramento CC do conversor.

Com o intuito de provar o desempenho dessa topologia, foi simulado no PSCAD/EMTDC um sistema de potência com a presença de um grupo cargas não lineares (retificadores

monofásicos não controlados) e lineares. Com base nos resultados obtidos via simulação, foi possível verificar que essa topologia de filtro híbrido apresentou uma compensação satisfatória das correntes harmônicas presentes na carga, mantendo o nível de THD dentro dos valores permitidos pela norma [14] e com uma boa redução da corrente do neutro da rede.

Portanto, de acordo com o presente trabalho, é possível afirmar que essa topologia de filtro híbrido a três braços está apta para ser utilizada em compensação de correntes harmônicas e reativos presentes em sistemas de distribuição trifásicos a quatro fios.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer a CAPES pelo fornecimento da bolsa de estudo para a realização dessa pesquisa.

REFERENCES

- [1] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. John Wiley & Sons, 2017, vol. 62.
- [2] S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, R. R. Pereira, C. H. da Silva, L. B. da Silva, and G. Lambert-Torres, "Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2608–2617, 2018.
- [3] F. K. A. Lima, E. E. C. Morais, M. A. N. Nunes, J. L. Dantas, and C. G. C. Branco, "A comparison between a single and a double tuned hybrid power filter under power quality analysis," in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. IEEE, 2013, pp. 1291–1296.
- [4] H. Akagi, "Modern active filters and traditional passive filters," *Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences*, vol. 54, no. 3, 2006.
- [5] J. Aswal and Y. Pal, "Passive and active filter for harmonic mitigation in a 3-phase, 3-wire system," in *2018 2nd International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)*. IEEE, 2018, pp. 668–672.
- [6] N. P. Gupta, P. Gupta, and D. Masand, "Performance evaluation of hybrid active power filter," in *2012 International Conference on Communication Systems and Network Technologies*. IEEE, 2012, pp. 573–576.
- [7] M. Lamich, J. Balcells, J. Garcia, D. Gonzalez, and J. Gago, "New structure for three phase four wires hybrid active filters," in *IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. IEEE, 2006, pp. 1603–1608.
- [8] C.-S. Lam and M.-C. Wong, "A novel b-shaped l-type transformerless hybrid active power filter in three-phase four-wire systems," in *2006 38th North American Power Symposium*. IEEE, 2006, pp. 235–241.
- [9] L. F. Encarnação, J. M. Neto, S. Dos Reis, and M. Aredes, "Improved structure for three-phase four-wires hybrid active power filters," in *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, 2013, pp. 1–6.
- [10] S. Srianthumrong and H. Akagi, "A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)*, vol. 1. IEEE, 2002, pp. 78–85.
- [11] M. Aredes, J. Hafner, and K. Heumann, "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 2, pp. 311–318, 1997.
- [12] E. H. Watanabe, M. Aredes, and H. Akagi, "The pq theory for active filter control: some problems and solutions," *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, vol. 15, no. 1, pp. 78–84, 2004.
- [13] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 127–138, 2010.
- [14] "Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems," *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, June 2014.