

# Filtro Ativo Paralelo Multinível Avaliado Sob a *IEEE Std 1459-2010*

Edson Junior Acordi, Rodrigo Barriviera

Instituto Federal do Paraná - campus Paranavaí  
edson.acordi@ifpr.edu.br, rodrigo.barriviera@ifpr.edu.br

Ricardo Quadros Machado

Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos  
rquadros@sc.usp.br

**Resumo** — Este artigo tem por objetivo apresentar a topologia de um conversor multinível aplicado como filtro ativo paralelo (FAP) para sistemas de baixa e média tensão no qual é empregado como técnica de compensação o método fundamentado no sistema de referência síncrona (*Synchronous Reference Frame - SRF*), visando a compensação de distúrbios como correntes harmônicas e potência reativa geradas por cargas não lineares. As definições de potência apresentadas na norma *IEEE Std 1459-2010* são utilizadas para avaliar as potências envolvidas. Resultados de simulações são apresentados a fim de validar o trabalho desenvolvido, no qual é possível notar que o filtro proposto conseguiu reduzir o nível do conteúdo harmônico da carga considerada a níveis inferiores aos especificados na recomendação *IEEE 519-2014*, bem como reduziu a potência reativa consumida.

**Palavras-chaves** — Filtro Ativo de Potência, *IEEE 1459-2010*, Potência Reativa, Distorção Harmônica Total de corrente.

## I. INTRODUÇÃO

Muitos equipamentos eletrônicos que utilizam módulos de potência, não possuem um estágio retificador com correção do fator de potência e pelas suas características não lineares, drenam correntes não senoidais da rede elétrica, podendo injetar um alto conteúdo harmônico no sistema de fornecimento de energia, o que pode trazer sérios problemas à maioria dos equipamentos acoplados a este sistema. Dentre os problemas pode-se citar o baixo fator de potência e a distorção da tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) devido à interação dos harmônicos de corrente com a impedância do sistema elétrico [1-6]. Neste contexto, para a melhora da qualidade da energia em sistemas elétricos, alguns equipamentos como os filtros passivos paralelos de potência, filtros ativos paralelos de potência e os filtros ativos híbridos podem ser utilizados. Os filtros ativos paralelos (FAP) são uma excelente opção quando se deseja realizar a compensação de correntes harmônicas, de potência reativa e o desbalanço entre as correntes de fase, com a vantagem de se adequarem de forma dinâmica as mudanças dos parâmetros das cargas. Por outro lado, os filtros passivos apresentam um custo reduzido quando comparado aos filtros ativos, no entanto, são muito sensíveis as variações de impedância do sistema e das características das cargas, fato que pode levar a ocorrência de ressonância com a impedância. Os autores agradecem a FAPESP (processo 2013/20721-4) por apoiar este trabalho.

do sistema, portanto, não sendo a opção mais adequada para sistemas industriais e de distribuição [7-8].

## II. GERAÇÃO DA REFERÊNCIA DE CORRENTE E CÁLCULO DAS POTÊNCIAS EMPREGANDO A NORMA *IEEE STD 1459*

Para a geração da referência de corrente (corrente que o FAP deverá impor na rede) foi utilizado o método fundamentado no sistema de eixos de referência síncrona ou *Synchronous Reference Frame (SRF)* para sistemas monofásicos com uma pequena modificação para adequação e aproveitamento no cálculo das grandezas de potência da norma *IEEE 1459*. Deste modo, a corrente de carga  $i_{La}$  é considerada como sendo a corrente  $i'_{L\alpha}$  e a corrente  $i'_{L\beta}$  é dada pela aplicação de um atraso de um quarto de ciclo ( $90^\circ$ ) sobre a corrente  $i_{La}$ , obtendo-se assim um sistema bifásico fictício em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ , conforme (1) [9-10].

$$\begin{bmatrix} i'_{L\alpha} \\ i'_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\left(\frac{3}{2}\right)} \begin{bmatrix} i_{La}(\omega t) \\ i_{La}(\omega t - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Notar que o fator da raiz quadrada que multiplica tanto a corrente quanto a tensão é necessário para o cálculo correto das potências.

Na Fig. 1 é ilustrado o método *SRF* modificado empregado para sistemas monofásicos.

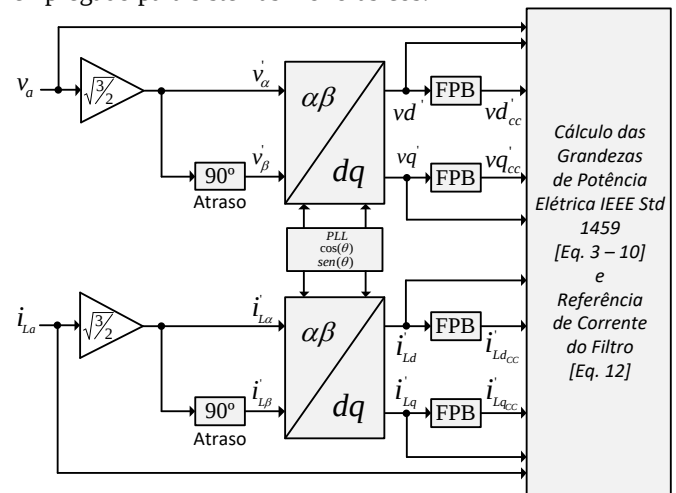


Fig. 1. Estratégia para Geração da Corrente de Referência e Cálculo das Potências *IEEE 1459*.

Este é utilizado para gerar a referência de corrente e também calcular as potências apresentadas na norma *IEEE* 1459-2010 para avaliar o desempenho do FAP na filtragem de correntes harmônicas e na compensação de potência reativa, conforme será visto na seção IV. O cálculo das potências segue uma estratégia semelhante ao apresentado em [11-12] e está em conformidade com [13].

Obtidas as correntes  $i'_{La}$  e  $i'_{L\beta}$ , estas são transformadas para o sistema de coordenadas síncronas dq por meio da transformada de Park (2), assim resultando nas correntes  $i'_{Ld}$  e  $i'_{Lq}$ , que por sua vez devem passar por filtros passa-baixa (FPB) de modo a se obter suas parcelas médias  $i'_{LdCC}$  e  $i'_{LqCC}$  que representam as correntes fundamentais da carga em eixos dq.

$$\begin{bmatrix} i'_{Ld} \\ i'_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{La} \\ i'_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Nota-se na Fig. 1 que os mesmos cálculos para a corrente  $i_{La}$  são realizados para a tensão  $v_a$ . O ângulo de fase  $\theta = 2\pi f$  é obtido por meio de um PLL (Phase Locked Loop), e os termos  $\cos(\theta)$  e  $\sin(\theta)$  são os vetores unitários de sequência positiva da tensão  $v_a$  utilizados de modo a proporcionar o sincronismo do FAP com a rede elétrica [14].

#### A. Cálculo das Potências Apresentadas na Norma *IEEE* 1459-2010

Para a avaliação do desempenho do FAP, este trabalho fará uso dos termos de potências totais e fundamentais apenas, conforme o algoritmo ilustrado na Fig. 1. Inicialmente, é preciso se obter os termos eficazes fundamentais de tensão e corrente, definidos na *IEEE* 1459. Estes são dados respectivamente por (3) e (4).

$$V_1 = \frac{\sqrt{(vd'_{cc})^2 + (vq'_{cc})^2}}{\sqrt{3}} \quad (3)$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{(i'_{LdCC})^2 + (i'_{LqCC})^2}}{\sqrt{3}} \quad (4)$$

Assim, é possível obter a potência aparente fundamental  $S_1$  conforme (5).

$$S_1 = V_1 I_1 \quad (5)$$

A potência ativa fundamental  $P_1$  é dada em (6).

$$P_1 = \frac{vd'_{cc} \cdot i'_{LdCC} + vq'_{cc} \cdot i'_{LqCC}}{3} \quad (6)$$

Do mesmo modo, a potência reativa fundamental  $Q_1$  é determinada conforme (7).

$$Q_1 = \frac{vd'_{cc} \cdot i'_{LqCC} - vq'_{cc} \cdot i'_{LdCC}}{3} \quad (7)$$

Já o fator de deslocamento (fator de potência na frequência fundamental) é calculado conforme (8).

$$FP_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (8)$$

A potência ativa total é determinada pelo valor médio da potência instantânea fictícia conforme (9).

$$P = \bar{p}' \quad (9)$$

No qual  $\bar{p}'$ , representa o valor médio da potência instantânea fictícia  $p'$ , a qual é dada em (10).

$$p' = v'_d \cdot i'_d + v'_q \cdot i'_q \quad (10)$$

Por fim, a potência não ativa é determinada conforme (11), no qual  $S$  representa a potência aparente.

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (11)$$

### III. TOPOLOGIA DO SISTEMA PROPOSTO

A topologia do conversor multinível adotada, foi apresentada inicialmente em [15] e é constituída de oito chaves de potência do tipo IGBT (*Insulate Gate Bipolar Transistor*) sendo denominada de *Five Level Active Neutral Point Clamped (5L-ANPC)* conforme ilustrada na Fig. 2. As chaves S1, S1N, S2 e S2N devem ter capacidade de bloqueio de tensão duas vezes superior ( $2V_f$ ) ao das outras chaves.

A modulação do conversor 5L-ANPC deve considerar o valor medido da tensão sobre o capacitor  $C_f$  bem como a corrente  $i_{ca}$  do conversor. Com base nestas informações o modulador determina qual estado de chaveamento deve ser utilizado para controlar a tensão  $V_f$ . O modulador *pwm* foi implementado conforme descrito em [15].

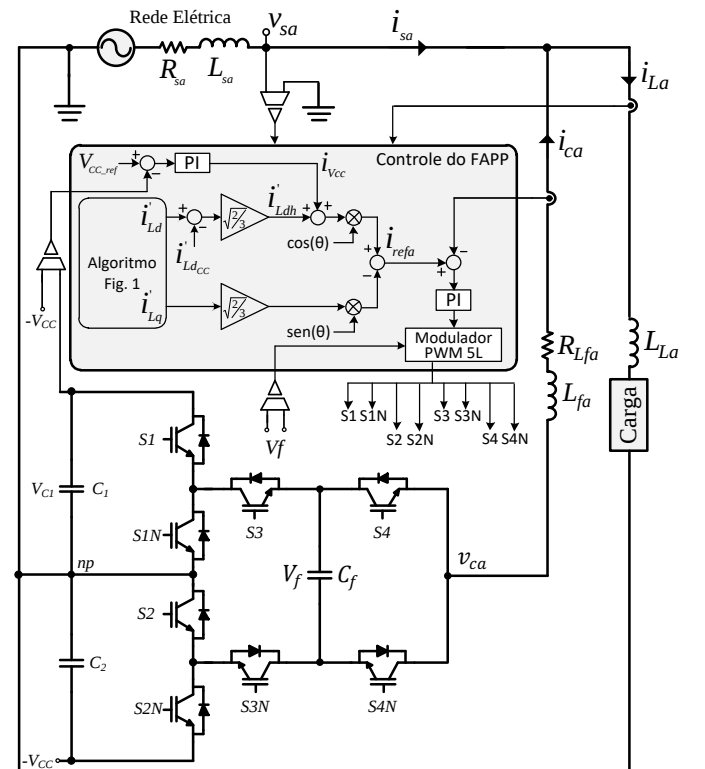


Fig. 2. Topologia do Sistema Proposto.

Para a referência de corrente do FAP, é considerada a corrente  $i'_{Ldh}$ , que representa a parcela harmônica de eixo direto da corrente da carga e  $i'_{Lq}$  que representa a corrente harmônica reativa da carga, ambas em coordenadas

síncronas. Observa-se que o termo  $i_{vcc}$  é adicionado a corrente  $i'_{Ldh}$  para proporcionar o controle da tensão do barramento CC do conversor. Assim, o sinal da referência de corrente é determinado conforme (12).

$$i_{refa} = [(i'_{Ldh} + i_{vcc}) \quad \sqrt{2/3} i'_{Lq}] \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (12)$$

O termo  $i'_{Ldh}$  é definido conforme (13).

$$i'_{Ldh} = \sqrt{2/3} (i'_{Ld} - i'_{Ld_{cc}}) \quad (13)$$

O controle da tensão do ponto neutro ( $V_{NP}$ ) é conseguido com uso do método de injeção de *offset* CC ao sinal de referência conforme apresentado em [16].

#### A. Modelo do Conversor 5L-ANPC para a Malha de Controle de Corrente

Para a modelagem, inicialmente o conversor será considerado como uma fonte de tensão ( $v_{ca}$ ) a fim de facilitar o desenvolvimento do modelo matemático para o projeto dos controladores da malha de corrente do FAP [17-19]. Assim, ao analisar a Fig. 2, desconsiderando a impedância da rede que é muito menor que  $L_{fa}$  e  $R_{Lfa}$ , a equação de malha do circuito pode ser escrita conforme (14).

$$\frac{di_{ca}}{dt} = \frac{1}{L_{fa}} (v_{ca} - v_{sa} - R_{Lfa} \cdot i_{ca}) \quad (14)$$

A tensão  $v_{ca}$  sintetizada pelo conversor pode ser representada conforme (15), na qual  $F_{s1}$ ,  $F_{s3}$  e  $F_{s4}$  são as respectivas funções de chaveamento de  $S1$ ,  $S3$  e  $S4$ .

$$v_{ca} = \frac{V_{cc}}{2} (F_{s1} - 1) + V_{cf} (F_{s3} + F_{s4}) \quad (15)$$

Além disso, considerando que as funções de chaveamento dependem do sinal de modulação dado por  $-1 \leq m(t) \leq 1$  e que as tensões  $V_{cc}$  e  $V_{cf}$  são mantidas constantes, (15) pode ser dada conforme (16).

$$v_{ca} = m(t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (16)$$

Então, para se obter o modelo CA de pequenos sinais, assumindo que a frequência de chaveamento do conversor é bem superior à frequência fundamental da rede ( $f_{sw} \gg f$ ), o termo  $v_{sa}$  pode ser considerado constante (termo CC) em um período de chaveamento  $T_{sw}$ . Considerando ainda que a razão cíclica  $d(t)$  relacionada a tensão  $v_{ca}$  é dada em função do sinal de modulação e que o modelo é obtido levando-se em conta o valor médio das variáveis em um período de chaveamento, (16) pode ser escrita conforme (17).

$$\bar{v}_{ca} = \begin{cases} -d(t) \frac{V_{cc}}{2}, & m < 0 \\ d(t) \frac{V_{cc}}{2}, & m \geq 0 \end{cases} \quad (17)$$

Assim, reescrevendo (14) em função dos valores médios, é possível obter (18).

$$\frac{d\langle i_{ca}(t) \rangle}{dt} = \frac{1}{L_{fa}} \left( d(t) \frac{V_{cc}}{2} - \langle v_{sa}(t) \rangle - R_{Lfa} \cdot \langle i_{ca}(t) \rangle \right) \quad (18)$$

Então, aplicando pequenas perturbações nas variáveis em (18), as quais são a razão cíclica  $d(t)$  e a corrente média  $\langle i_{ca}(t) \rangle$ , tais grandezas são determinadas conforme (19) e (20) respectivamente.

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (19)$$

$$\langle i_{ca}(t) \rangle = I_{ca} + \hat{i}_{ca}(t) \quad (20)$$

No qual os termos em letra maiúscula representam as componentes CC e os termos variantes no tempo representam pequenas oscilações (componentes CA). Substituindo (19) e (20) em (18), se obtém (21).

$$\frac{dI_{ca}}{dt} + \frac{d\hat{i}_{ca}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fa}} \left( D \frac{V_{cc}}{2} + \hat{d}(t) \frac{V_{cc}}{2} - \langle v_{sa}(t) \rangle - R_{Lfa} \cdot I_{ca} - R_{Lfa} \cdot \hat{i}_{ca}(t) \right) \quad (21)$$

Sabe-se que os termos CC de (21) são referentes à resposta do conversor em regime permanente, portanto, são considerados como sendo iguais a zero. Além disso, a derivada de uma constante ( $I_{ca}$ ) é zero. Assim, desprezando os termos CC, obtém-se o modelo CA em (22).

$$\frac{d\hat{i}_{ca}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fa}} \left( \hat{d}(t) \frac{V_{cc}}{2} - R_{Lfa} \cdot \hat{i}_{ca}(t) \right) \quad (22)$$

Por fim, aplicando a transformada de Laplace em (22), obtém-se a função de transferência  $G_{conv} = \hat{i}_{ca}(s)/\hat{d}(s)$  do conversor conforme (23), a qual relaciona a variação da corrente do conversor em função da razão cíclica.

$$G_{conv} = \frac{V_{cc}}{2(s \cdot L_{fa} + R_{Lfa})} \quad (23)$$

#### B. Modelo do Conversor 5L-ANPC para a Malha de Controle de Tensão

O modelo do conversor para a tensão do barramento CC pode ser realizado considerando o balanço de potência entre a rede e os capacitores do barramento. Para facilitar o desenvolvimento do modelo, as perdas na estrutura do conversor são desconsideradas, assim, considera-se que a potência instantânea no barramento CC é aproximadamente igual a potência instantânea do lado da rede, conforme (24).

$$p_{cc}(t) = v_c(t) \cdot i_c(t) \cong v_{sa}(t) \cdot i_a(t) \quad (24)$$

Os termos  $v_c(t)$  e  $i_c(t)$  correspondem a tensão e a corrente do capacitor respectivamente. Além disso, a corrente no capacitor é definida conforme (25).

$$i_{cc}(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (25)$$

Assim, substituindo (25) em (24), obtém-se (26).

$$v_c(t) \cdot C \frac{dv_c(t)}{dt} = v_{sa}(t) \cdot i_a(t) \quad (26)$$

Então escrevendo (26) em função dos valores médios instantâneos é possível obter (27).

$$\langle v_c(t) \rangle \cdot C \frac{d\langle v_c(t) \rangle}{dt} = \langle v_{sa}(t) \rangle \cdot \langle i_a(t) \rangle \quad (27)$$

Logo, aplicando pequenas perturbações nas variáveis em (27), tais variáveis são dadas conforme (28) e (29) respectivamente.

$$\langle v_c(t) \rangle = V_c + \hat{v}_c(t) \quad (28)$$

$$\langle i_a(t) \rangle = I_a + \hat{i}_a(t) \quad (29)$$

Assim, substituindo (28) e (29) em (27) obtém-se (30).

$$[V_c + \hat{v}_c(t)] \cdot C \frac{d[V_c + \hat{v}_c(t)]}{dt} = \langle v_{sa}(t) \rangle \cdot [I_a + \hat{i}_a(t)] \quad (30)$$

Expandindo (27) e desconsiderando os termos nulos, o termo CC e o termo CA de segunda ordem (não linear), é possível obter (31).

$$V_c \frac{d\hat{v}_c(t)}{dt} C = \langle v_{sa}(t) \rangle \cdot \hat{i}_a(t) \quad (31)$$

Por fim, aplicando a transformada de Laplace em (31), é possível obter a função de transferência  $G_{pv} = \hat{v}_c(s)/\hat{i}_a(s)$ , que relaciona a variação da tensão do barramento CC em função da corrente de saída do conversor, conforme (32).

$$G_{pv} = \frac{V_{sa}}{s \cdot C \cdot V_c} \quad (31)$$

#### IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DO FAP

Para as simulações do FAP, foram considerados os parâmetros da Tabela 1. Notar que embora o sistema seja monofásico, este é modular, assim, pode ser acrescido de mais módulos para formar um FAP trifásico. As simulações foram realizadas no ambiente gráfico *Simulink* do *software Matlab* com auxílio da *Toolbox SimPowerSystems*.

TABELA I. PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO DO FAP.

|                                                     |               |
|-----------------------------------------------------|---------------|
| Tensão eficaz da rede ( $v_{sa}$ )                  | 220 V         |
| Frequência da rede ( $f$ )                          | 60 Hz         |
| Frequência de chaveamento do Conversor ( $f_{sw}$ ) | 2000 Hz       |
| Tensão do Barramento CC ( $V_{cc}$ )                | 800 V         |
| Indutâncias de acoplamento do FAP ( $L_f$ )         | 1,5 mH        |
| Resistência série da indutância ( $R_{Lfa}$ )       | 0,15 $\Omega$ |
| Indutância de acoplamento da Carga ( $L_{La}$ )     | 0,8 mH        |
| Capacitores do Barramento CC ( $C_1$ e $C_2$ )      | 9,4 mF        |
| Capacitor de fase ( $C_f$ )                         | 800 $\mu$ F   |

As cargas foram simuladas simultaneamente com o FAP em operação e consistem de dois retificadores monofásicos em ponte conectados ao sistema elétrico, no qual o primeiro

alimenta uma carga resistiva-indutiva em série, já o segundo alimenta uma carga resistiva-capacitiva em paralelo. A Tabela 2 mostra os parâmetros das cargas utilizadas nas simulações.

TABELA II. PARÂMETROS DAS CARGAS.

| Cargas | Tipo de Carga                   | Elementos                       |
|--------|---------------------------------|---------------------------------|
| 1      | Retificador Monofásico em Ponte | R=6,5 $\Omega$<br>L=20mH        |
| 2      |                                 | R=52 $\Omega$<br>C=2200 $\mu$ F |

Para controlar tanto as correntes impostas pelo FAP quanto a tensão do barramento CC, foi aplicado o controlador Proporcional-Integral (PI) que apresenta resultados satisfatórios sob condições de regime permanente resultando teoricamente em erro nulo. O controlador da malha de corrente foi ajustado conforme os critérios de estabilidade já bem consolidados na literatura sobre o tema [18-20]. A Tabela III mostra os parâmetros considerados no projeto do controlador da malha de corrente do FAP bem como os seus respectivos ganhos.

TABELA III. PARÂMETROS PARA O CONTROLADOR DE CORRENTE DO FAP.

|                                                                |                               |
|----------------------------------------------------------------|-------------------------------|
| Frequência angular de cruzamento ( $\omega_{ci}$ )             | $2\pi \cdot f_{sw}/11$ rad/s  |
| Frequência angular do zero do controlador PI ( $\omega_{zi}$ ) | $2\pi \cdot f_{sw}/600$ rad/s |
| Ganho Proporcional ( $k_{pi}$ )                                | 71 $\Omega$                   |
| Ganho Integral ( $k_{Ii}$ )                                    | 1495 $\Omega$ /s              |

Já na Tabela IV são mostrados os parâmetros para o projeto do controlador de tensão do FAP.

TABELA IV. PARÂMETROS PARA O CONTROLADOR DE TENSÃO DO FAP.

|                                                                |                            |
|----------------------------------------------------------------|----------------------------|
| Frequência angular de cruzamento ( $\omega_{cv}$ )             | $2\pi \cdot 120/16$ rad/s  |
| Frequência angular do zero do controlador PI ( $\omega_{zv}$ ) | $2\pi \cdot 120/160$ rad/s |
| Ganho Proporcional ( $k_{pv}$ )                                | 0,41 $\Omega^{-1}$         |
| Ganho Integral ( $k_{Iv}$ )                                    | 4,3 $\Omega^{-1}$ /s       |

Na Fig. 3 é ilustrado o resultado da simulação para a forma de onda da corrente da carga sem o FAP acoplado a rede, bem como a forma de onda da tensão de alimentação.

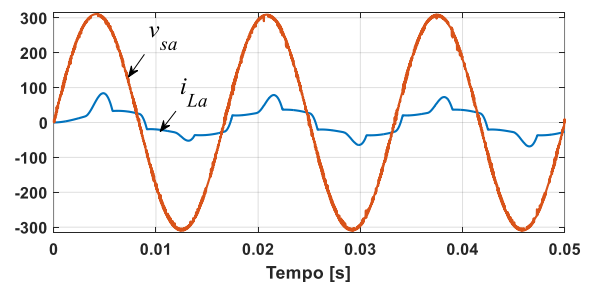


Fig. 3. Formas de Onda da Corrente e Tensão (Sem o FAP).

É evidente ao observar a Fig. 3 que a corrente resultante dos dois retificadores monofásicos da carga  $i_{La}$  possui componentes harmônicas (com DHT<sub>1</sub> de aproximadamente 26%), já que sua forma de onda é muito diferente de uma senóide. Isso será comprovado logo a frente ao se proceder a avaliação dos indicadores na Tabela V. Além disso, é fácil observar o atraso do sinal da corrente em relação ao da tensão, que caracteriza claramente um fator de potência inferior a unidade.

Já na Fig. 4 são ilustradas as mesmas formas de onda da corrente da rede  $i_{sa}$  e a tensão de alimentação  $v_{sa}$ , no entanto, com o FAP em operação.

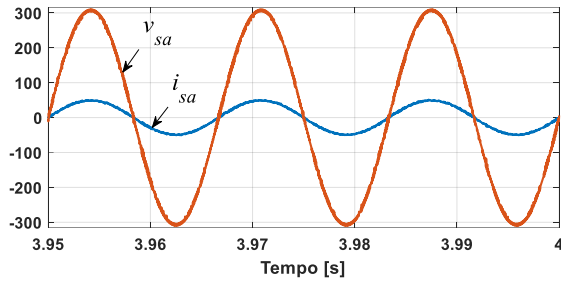


Fig. 4. Formas de Onda da Corrente e Tensão (Com o FAP).

Nota-se pela Fig. 4 que a corrente da rede ficou aproximadamente senoidal, assim, comprovando que o FAP conseguiu impor corretamente a corrente de compensação. Além disso, a corrente ficou em fase com a tensão, mostrando que o fator de potência foi elevado ao valor unitário, portanto, eliminando a potência reativa como era esperado.

Na Fig. 5 são ilustradas as formas de onda da carga  $i_{La}$  e a corrente imposta pelo FAP  $i_{ca}$ .

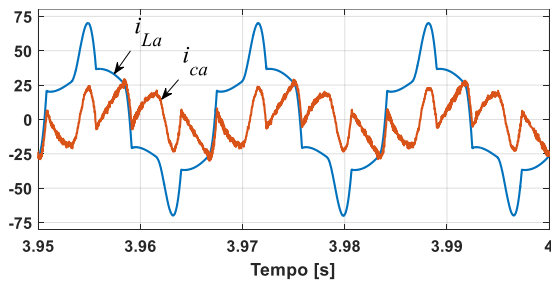


Fig. 5. Corrente da Carga e Corrente Imposta pelo FAP.

Na Fig. 6 são ilustradas as formas de onda da corrente da carga  $i_{La}$  e da corrente resultante da rede  $i_{sa}$  com a compensação do FAP. Nota-se que a corrente  $i_{sa}$  se tornou praticamente senoidal, apresentando pequenas oscilações muito pequenas.

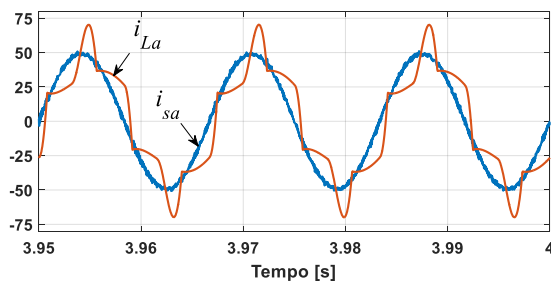


Fig. 6. Corrente da Carga e Corrente Resultante na Rede.

Na Fig. 7 é ilustrada a tensão do barramento CC, na qual se pode observar que o controle da tensão atuou corretamente, resultando em um baixo *overshoot* no intervalo transitório (810V correspondendo a apenas 1,25% acima da referência) e rapidamente atingindo o regime imposto pela referência. Na simulação foi considerada uma pré-carga para os capacitores do barramento de aproximadamente 300V.

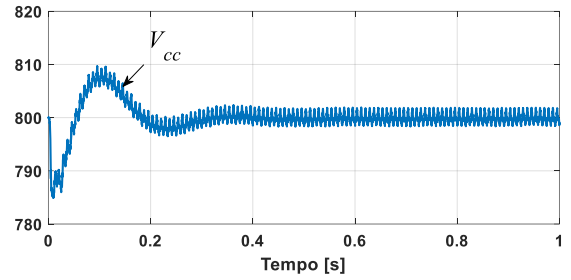


Fig. 7. Tensão do Barramento CC do FAP.

Na Fig. 8 é ilustrada a tensão sobre o capacitor  $C_f$  do conversor, no qual é possível notar que o algoritmo que determina os estados de comutação a partir das informações da tensão  $V_f$  e da corrente  $i_{ca}$  do conversor funcionou perfeitamente, sem *overshoots* e independente do controle da tensão do barramento CC.

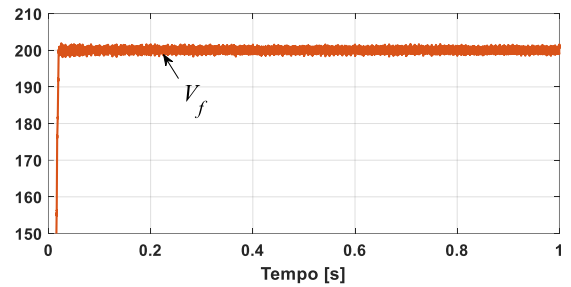


Fig. 8. Tensão do Capacitor  $C_f$  do FAP.

A Tabela V resume os indicadores calculados com o algoritmo apresentado na seção II. Nota-se que a potência aparente  $S$  foi reduzida em aproximadamente 6% com a atuação do FAP. A potência ativa  $P$  sofreu um pequeno acréscimo devido às perdas de potência na estrutura do FAP. A potência não ativa  $N$  foi quase que eliminada, sofrendo uma redução de mais de 98%. Já por meio do cálculo do fator de potência foi possível observar que este foi elevado de 0,919 para aproximadamente 1 que é o ideal. Para os termos na frequência fundamental todas as potências foram reduzidas, em especial a reativa  $Q_1$  que sofreu uma redução de mais de 99%. Ainda se nota que o fator de deslocamento ficou muito próximo da unidade, conforme esperado.

TABELA V. INDICADORES IEEE 1459.

| Termos       | Indicador   | Sem FAP | DHT <sub>i</sub> (%) | Com FAP | DHT <sub>i</sub> (%) |
|--------------|-------------|---------|----------------------|---------|----------------------|
| Totais       | $S$ [VA]    | 8143,28 |                      | 7625,83 |                      |
|              | $P$ [W]     | 7484,90 |                      | 7600,90 |                      |
|              | $N$ [var]   | 3207,78 |                      | 47,27   |                      |
|              | FP          | 0,9190  |                      | 0,9967  |                      |
| Fundamentais | $S_1$ [VA]  | 7867,41 | 26,68                | 7600,90 | 1,64%                |
|              | $P_1$ [W]   | 7484,90 |                      | 7600,90 |                      |
|              | $Q_1$ [var] | 2410,84 |                      | 21,78   |                      |
|              | FD          | 0,9518  |                      | 0,9999  |                      |

Com o objetivo principal do FAP em compensar as componentes harmônicas da corrente da carga, nota-se que a proposta da topologia do conversor multinível se mostrou adequada, com resultados bastante satisfatórios, pois a distorção harmônica total da corrente (DHT<sub>i</sub>) da carga que era de 26,68% foi reduzida para apenas 1,64%, uma redução de aproximadamente 94%.

Na Fig. 9 é ilustrado o espectro harmônico da corrente resultante da rede  $i_{sa}$  em sobreposição a recomendação IEEE

519-2014 [21] na qual se nota que até a vigésima primeira harmônica, a corrente compensada ficou com uma distorção bem inferior aos valores estabelecidos pela recomendação supracitada.

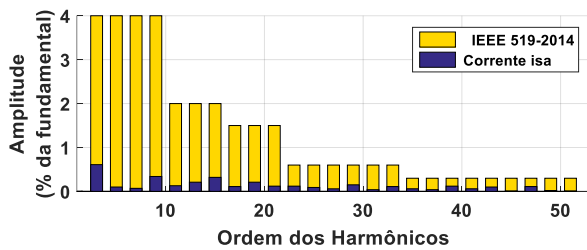


Fig. 9. Espectro Harmônico de  $i_{sa}$  versus Recomendação IEEE 519.

É importante ainda mencionar que a recomendação IEEE 519-2014 estabelece que a  $DHT_i$  para o sistema avaliado deva ser inferior a 5%.

## V. OBSERVAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou a utilização da topologia de um conversor multinível denominado *5L-ANPC* aplicado como um filtro ativo de potência paralelo visando o uso na baixa e média tensão. Foi apresentado o algoritmo para geração da referência de corrente do FAP bem como para o cálculo dos indicadores definidos na recomendação IEEE 1459-2010. Resultados de simulações computacionais foram mostrados a fim de possibilitar uma avaliação detalhada das potências envolvidas quando o FAP está em operação, mostrando, assim, que este teve um desempenho bastante satisfatório na compensação das componentes harmônicas e da potência reativa da corrente de carga, as quais foram reduzidas a valores aceitáveis.

## VI. REFERÊNCIAS

- [1] ABDALLA, I. I.; RAO, K. S. R.; PERUMAL, N. Harmonics Mitigation and Power Factor Correction with a Modern Three-phase Four-Leg Shunt Active Power Filter. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY (PES2010), 2010, Kuala Lumpur. Proceedings... Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2010. p. 156-161.
- [2] POTDAR, R. M. et al. Comparation of Topologies of Shunt Active Power Filter Implemented on Three Phase Four-Wire System. International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE), [S.l.], v. 1, n. 5, p. 209-216, nov. 2011.
- [3] AKAGI, H. New Trends in Active Filters for Power Conditioning. IEEE Transactions on Industry Applications, [S.l.], v. 32, n. 6, p. 1312-1322, nov./dec. 1996.
- [4] LOUIE, K. W. et al. Discussion on Power System Harmonic Analysis in the Frequency Domain. In: TRANSMISSION & DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXPOSITION: LATIN AMERICA, 2006, Caracas. Proceedings... Caracas: IEEE/PES, 2006. p. 1-6.
- [5] SINGH, Bhim et al. A review of single-phase improved power quality AC-DC converters. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 50, n. 5, p. 962-981, 2003.
- [6] SU, Wenbo; LI, Zhaoxiang; SHAO, Zhenguo. The harmonic calculation model of non-linear load. In: Electricity Distribution (CICED), 2014 China International Conference on. IEEE, 2014. p. 866-872.
- [7] RAHMANI, Salem; MENDALEK, Nassar; AL-HADDAD, Kamal. Experimental design of a nonlinear control technique for three-phase shunt active power filter. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 57, n. 10, p. 3364-3375, 2010.
- [8] SREENIVASARAO, D.; AGARWAL, Pramod; DAS, Biswarup. Neutral current compensation in three-phase, four-wire systems: A review. Electric Power Systems Research, v. 86, p. 170-180, 2012.
- [9] MIRANDA, U. de A.; ROLIM, L. G. B.; AREDES, M. A DQ synchronous reference frame current control for single-phase converters, in Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th. IEEE, 2005. pp. 1377-1381.
- [10] SILVA, Sergio Augusto Oliveira da; MODESTO, Rodrigo Augusto. A comparative analysis of SRF-based controllers applied to active power line conditioners. In: Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE. IEEE, 2008. p. 405-410.
- [11] CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. da; GOEDEL, A. Virtual instrumentation applied to calculation of electrical power quantities in single phase systems. Proc. ICREPQ'12, 2012.
- [12] S. A. Portugal, J. H. M. Luna, M. T. Vasconcellos. Medição de Potência e a Norma IEEE 1459-2010. XI CBQEE. 2015.
- [13] IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions, March. 2010. IEEE Std. 1459-2010.
- [14] S. A. O. da Silva, L. B. G. Campanhol, A. Goedel, C. F. Nascimento, D. Paiao. "A comparative analysis of p-PLL algorithms for single-phase utility connected systems". in 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'09, pp. 1-10. Sept. 2009.
- [15] BARBOSA, Peter et al. Active-neutral-point-clamped (ANPC) multilevel converter technology. In: Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on. IEEE, 2005. p. 10 pp.-P. 10.
- [16] YAZDANI, Amimaser; IRAVANI, Reza. A generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 20, n. 2, p. 1105-1114, 2005.
- [17] MAKSIMOVIC, Dragan et al. Modeling and simulation of power electronic converters. Proceedings of the IEEE, v. 89, n. 6, p. 898-912, 2001.
- [18] R. W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of power electronics. Springer Science, 2nd ed. New York 2001.
- [19] S. Buso, P. Mattavelli, "Digital control in power electronics", v. 1, n. 1, pp. 1-158, 2006.
- [20] BARBI, I. Projetos de fontes chaveadas. 2. ed. Florianópolis: UFSC, 2007.
- [21] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, March. 2014. IEEE Std. 519-2014.