

FILTRO HÍBRIDO DE POTÊNCIA BASEADO NO INVERSOR SEIS-CHAVES PARA COMPENSAÇÕES DE HARMÔNICOS E POTÊNCIA REATIVA EM CARGAS NÃO-LINEARES E DESBALANCEADAS

Lauro C. Q. M. Silva, Leonardo R. Limongi, Fabrício Bradaschia, Marcelo C. Cavalcanti
Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife – PE, Brasil
e-mails: laurocqms@gmail.com, {leonardo.limongi,fabricio.bradaschia,marcelo.cavalcanti}@ufpe.br

Resumo – Dentre os distúrbios que afetam a qualidade de energia elétrica, destaca-se a distorção nas formas de onda de tensão e corrente, causada pelas componentes harmônicas de corrente consumidas por cargas não-lineares e desbalanceadas conectadas à rede elétrica. Além disso, na indústria, a presença de cargas com característica predominantemente indutiva contribui para a circulação de potência reativa, proporcionando perdas ôhmicas elevadas e a necessidade de uma maior potência aparente na instalação elétrica. A maioria das soluções trifásicas de compensação não são adequadas para lidar com potência reativa e harmônicos de cargas desbalanceadas. Assim sendo, este trabalho se propõe a incorporar essas duas funcionalidades no filtro híbrido de potência dual baseado no inversor seis-chaves e dois braços, chamado de HPF-SSTL. Para isso, os parâmetros do condicionador tiveram que ser reprojatados para este novo cenário. Resultados experimentais obtidos em um protótipo comprovam que o condicionador é capaz de compensar potência reativa e harmônicos de cargas desbalanceadas sem perder a sua capacidade de compensação original.

Palavras-chave – Filtros Harmônicos de Potência, Inversores, Potência Reativa, Qualidade de Energia.

HYBRID POWER FILTER BASED ON THE SIX-SWITCH INVERTER FOR HARMONIC AND REACTIVE POWER COMPENSATIONS IN UNBALANCED AND NON-LINEAR LOADS

Abstract – Among the disturbances that affect power quality, the harmonic distortion in voltage and current waveforms is significant, caused by current harmonic components consumed by non-linear unbalanced loads connected to the grid. In the industry, the presence of inductive loads is responsible for the circulation of reactive power through the grid, increasing the ohmic losses and the apparent power of electrical installation of the facility. In these contexts, this paper proposes to incorporate these two compensation features to the dual hybrid power filter based on six-switch and two-leg inverter, called HPF-SSTL. In order to achieve this goal, the conditioner parameters were completely

redesigned. Experimental results obtained in a laboratory prototype show the feasibility of incorporating both features without affecting the overall performance of the power conditioner.

Keywords – Inverters, Power Harmonic Filters, Power Quality, Reactive Power.

I. INTRODUÇÃO

As distorções nas tensões e correntes da rede elétrica causadas pela presença de cargas não-lineares, bem como o baixo fator de potência causado pela falta de compensação de potência reativa na rede, são problemas que afetam diretamente a qualidade de energia elétrica e as perdas elétricas relacionadas [1], [2]. Para mitigar esses problemas, várias topologias de filtros foram propostas na literatura.

A filtragem passiva das harmônicas, realizada nas frequências das harmônicas-alvo da compensação desejada, foi superada pela filtragem ativa, em virtude das desvantagens apresentadas pelos filtros passivos perante os filtros ativos. Enquanto na filtragem passiva, cada filtro contribui para mitigar uma harmônica específica requerida por determinada carga, nos filtros ativos, as chaves semicondutoras são controladas de modo a permitir uma atuação dinâmica mais efetiva na filtragem das componentes harmônicas, mesmo com variações na carga. Embora fosse uma solução simples e de baixo custo, o desempenho do filtro passivo dependia das características elétricas da rede, pois poderá haver ressonâncias em série ou paralela [3] entre as impedâncias da rede e do filtro passivo. Esse fenômeno, conhecido como *harmonic-amplifying*, amplia os harmônicos de corrente e tensão, o que acarretará um aumento das perdas ôhmicas nos capacitores do filtro passivo, resultando na diminuição da sua vida útil.

Nas últimas décadas, a filtragem ativa foi usada para na redução das harmônicas de corrente, na correção do fator de potência e no balanceamento de cargas [4]. Dentre as topologias propostas na literatura, o filtro ativo paralelo (*Shunt Active Filter* - SAF) é uma solução bem conhecida na redução das componentes harmônicas de corrente em limites aceitáveis por norma. A topologia do SAF convencional consiste em um inversor fonte de tensão monofásico ou trifásico conectado ao ponto de acoplamento comum (*Point of Common Coupling* - PCC) por meio de um filtro indutivo.

Os SAFs, quando comparados aos filtros passivos, são mais eficazes, porém requerem maior potência instalada, acarretando em alto custo, já que suas chaves necessitam

Artigo submetido em 02/01/2019. Primeira revisão em 15/02/2019. Aceito para publicação em 29/10/2019 por recomendação do Editor Marcelo Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.4.0001>

suportar níveis de corrente equivalentes à da carga e níveis de tensão acima dos valores de rede [5], [6]. Em uma rede elétrica cujo valor eficaz da tensão de linha é igual a v_{SL} , a tensão no barramento c.c. deve maior ou igual a $V_{cc} \geq 1,3\sqrt{2} v_{SL}$ [6], [7]. Para solucionar a desvantagem do alto custo dos SAF, os filtros híbridos de potência (*Hybrid Power Filter* - HPF) foram propostos como uma união dos filtros passivos e ativos. Desse modo, buscou-se que essa topologia mista herdasse as vantagens de ambos os filtros, possuindo um desempenho dentro das normas e sendo uma solução de melhor custo-benefício.

Dois tipos de HPF para filtragem das componentes harmônicas de corrente foram propostos em [8], [9]. A topologia proposta em [8] usa o filtro ativo em série com um filtro passivo. É utilizado um inversor com potência nominal entre 5% e 8% da potência total da carga, percentual inferior ao do nível da potência dos conversores usados no SAF. Nesta publicação, observa-se que a conexão do filtro ativo à rede elétrica é realizada por meio de um transformador e que, além dos filtros passivos, é utilizado um filtro passa-alta. Essas duas características tornaram essa configuração mais pesada, mais volumosa e mais cara. O HPF proposto por [9] apresenta os transformadores conectados em série com os filtros passivos. A característica híbrida destes filtros permitiu que o barramento c.c. funcionasse com um valor de tensão abaixo de 20% do limite dos SAFs de $1,3\sqrt{2} v_{SL}$, pois a parte ativa não necessita vencer a barreira da tensão da rede, já que esta a tensão surge nos capacitores do filtro LC de saída. O papel da parte ativa é somente mudar as características de filtragem do filtro LC para algumas harmônicas específicas, o que demanda uma quantidade pequena de tensão [8], [9]. Conseqüentemente, as chaves nos HPFs ficam submetidas a uma tensão, pelo menos, 80% menor quando comparadas às chaves nos SAFs.

Um HPF formado por um único filtro passivo sintonizado por fase e um pequeno filtro ativo trifásico, que está conectado em série sem qualquer transformador, foi proposto em [10]. A eliminação do transformador do HPF contribuiu para a simplicidade e a redução do custo, tamanho e peso. Um HPF com apenas duas chaves por braço foi proposto em [11]. Ao eliminar um braço do inversor uma das fases é conectada diretamente na parte inferior do barramento c.c. Essa configuração economiza chaves semicondutoras, circuitos de acionamento e ainda tem a vantagem de manter o custo baixo. Uma configuração *back-to-back* da topologia proposta em [11] foi apresentada em [12]. Os autores introduziram mais um filtro ativo, compartilhando o mesmo barramento c.c., obtendo duas saídas que são ligadas ao PCC através de dois filtros passivos. Um dos inversores é projetado para eliminar harmônicas de 11^a e 13^a ordens, enquanto o outro inversor é projetado para eliminar harmônicas de 5^a e 7^a ordens e compensar a potência reativa demandada pela carga. Essa configuração recebe o nome de filtro híbrido dual.

Uma topologia de HPF dual baseado no inversor nove-chaves (*Nine-Switch Inverter* - NSI, [13]) foi proposta em [14]. Esta configuração possui duas saídas trifásicas, as quais são conectadas em série a dois filtros passivos, que por sua vez são ligados em paralelo ao PCC. Esta configuração conta com duas unidades, a superior e a inferior, para compensar harmônicas

de (5^a e 7^a) e (11^a e 13^a), respectivamente. A proposta do HPF dual é capaz de compensar uma carga não-linear com maior distorção (THD - *Total Harmonic Distortion*) de corrente do que a topologia não dual [14]. Embora houvesse a preocupação com a compensação de harmônicas de corrente, não se procurou compensar a potência reativa.

O HPF baseado no inversor seis-chaves e dois braços (*Six-Switch Two-Leg* - SSSL) foi proposto em [15] (Figura 1, chamado de HPF-SSSL). Esta topologia é derivada do HPF dual, baseada no NSI, com a redução de um braço do NSI, ou seja, redução de três das nove chaves. Ao eliminar um braço, uma das fases da unidade superior é conectada diretamente ao terminal positivo do barramento c.c. (ponto P), enquanto uma das fases da unidade inferior é conectada ao terminal negativo do barramento c.c. (ponto N). Por ser derivado do NSI, o inversor SSSL contém duas saídas trifásicas ligadas em série a dois filtros passivos, os quais são conectados diretamente ao PCC. O objetivo é obter melhor compensação de harmônicas de corrente em relação às topologias propostas em [10] e [11], mas com um número reduzido de chaves comparado à topologia proposta em [12]. Além de apresentar um número reduzido de chaves quando comparada com outras topologias duais, a solução é capaz de fornecer uma compensação excelente mesmo para cargas com alto conteúdo harmônico. Entretanto, em [15] não se procurou realizar a compensação da potência reativa nem a mitigação das componentes harmônicas triplas de correntes causadas por cargas não-lineares desbalanceadas.

Assim, este artigo se propõe a utilizar o HPF-SSSL para fornecer potência reativa e mitigar harmônicas de correntes provenientes de cargas não-lineares desbalanceadas. A razão para usar o HPF dual é porque filtros duais têm melhor capacidade de compensação do que filtros não duais e o HPF tem menor potência instalada quando comparado com os SAF. O inversor SSSL é a topologia escolhida, já que ela apresenta um menor número de chaves do que conversores *back-to-back* convencionais. A modelagem matemática necessária para a compensação da potência reativa também é uma contribuição importante deste artigo. Afim de validar a eficácia do HPF-SSSL em fornecer potência reativa e mitigar componentes harmônicas de corrente, alguns resultados experimentais são obtidos em um protótipo montado em laboratório.

II. HPF DUAL BASEADO NO INVERSOR SSSL

O HPF-SSSL é derivado do HPF dual baseado no NSI [14] após a remoção do terceiro braço do NSI. Nesta configuração, apresentada na Figura 1, o HPF-SSSL está conectado ao PCC da rede elétrica trifásica, em um sistema que alimenta duas cargas não-lineares. A carga trifásica requer principalmente as harmônicas de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordens e a carga monofásica requer as harmônicas relevantes de 3^a ordem e outros múltiplos ímpares, com destaque para a harmônica de 9^a ordem. Enquanto as cargas não-lineares consomem correntes harmônicas que podem elevar a distorção harmônica total da corrente na rede para níveis acima do recomendado pelas normas, a presença de outras cargas conectadas à rede pode consumir potência reativa e ocasionar a redução do fator de potência abaixo dos valores recomendados. Neste contexto, é possível aplicar o HPF-SSSL com o objetivo de compensar

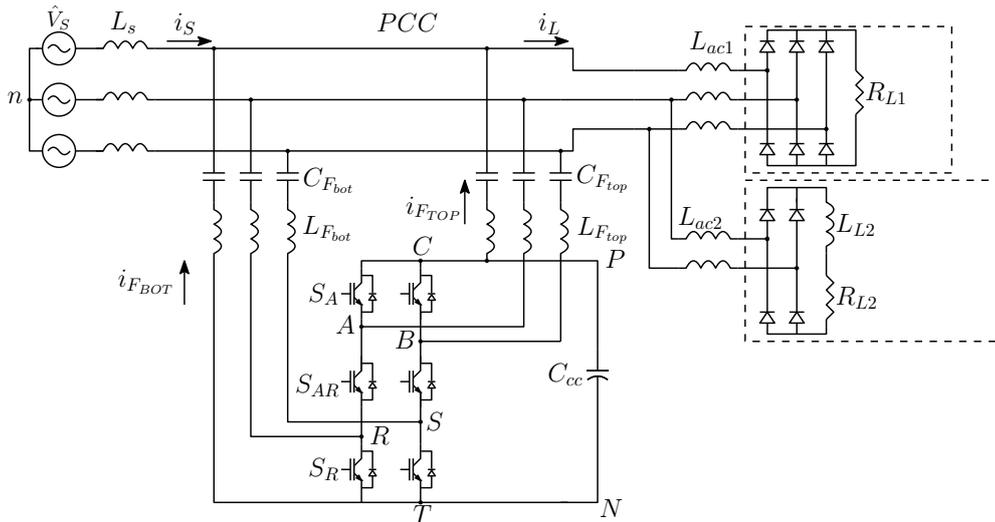


Fig. 1. HPF-SSTL conectado a uma rede elétrica com cargas não-lineares e desbalanceadas.

tanto as componentes harmônicas da corrente na carga, como também a potência reativa.

A. Análise do Inversor SSTL

O inversor SSTL é uma alternativa interessante ao inversor NSI, pois apresenta um número menor de chaves. Por ser derivado do NSI, o inversor SSTL possui os mesmos estados de chaveamento para as chaves superiores (S_A e S_B), inferiores (S_R e S_S) e intermediárias (S_{AR} e S_{BS}). Entretanto, há uma diferença fundamental entre ambas as configurações: enquanto o NSI sintetiza tensões de fase por ter os três braços, o inversor SSTL sintetiza tensões de linha, já que os terminais C e T estão fisicamente conectados nos pontos P e N do barramento c.c. Na Tabela I, são apresentadas as possibilidades para os estados das chaves e as tensões de linha de saída do inversor SSTL, em que $X = A, B$ e $Y = R, S$.

Para o inversor SSTL, as tensões de referência são representadas em função das tensões de linha (v_{XP}^* e v_{YN}^*), com as amplitudes máximas de \hat{V}_{XP} e de \hat{V}_{YN} , que representam as unidades superior (*top*) e inferior (*bottom*), respectivamente. As equações das razões de trabalho das chaves das unidades *top* e *bottom* do inversor SSTL são baseadas nas expressões para o NSI [14]:

$$D_X = \frac{3}{4} + \frac{\hat{V}_{XP} \cdot \text{sen}(\omega_{Xp}t + \varphi_{XP})}{V_{cc}}, \quad (1)$$

$$D_Y = \frac{3}{4} - \frac{\hat{V}_{YN} \cdot \text{sen}(\omega_{Yn}t + \varphi_{YN})}{V_{cc}}, \quad (2)$$

em que ω é a frequência natural das tensões de referência, φ seus deslocamentos angulares e V_{cc} é a tensão do barramento c.c.

As equações (1) e (2) definem os pulsos dos gatilhos das chaves S_X ($X = A, B$) e S_Y ($Y = R, S$), respectivamente, através da comparação da modulante com uma portadora triangular de frequência bem superior às das tensões de referência. Assim como no NSI, os estados das duas chaves intermediárias, S_{XY} ($XY = AR, BS$), são definidos como o OU-Exclusivo (XOR) dos estados S_X e S_Y do braço a que pertence cada chave

TABELA I
Estados de Chaveamento e Tensões de Saída Possíveis Para os Dois Braços do Inversor SSTL

Estado do Inversor	S_X	S_{XY}
S_Y	v_{XP}	v_{YN}
1	Fechada	Fechada
Aberta	0	$+V_{cc}$
2	Fechada	Aberta
Fechada	0	0
3	Aberta	Fechada
Fechada	$-V_{cc}$	0

intermediária.

B. Análise dos Filtros Passivos LC

Os filtros passivos trifásicos LC possuem um papel relevante no desempenho do HPF-SSTL. Por isso, as escolhas das indutâncias e capacitâncias são realizadas com atenção à frequência de ressonância, à tensão nominal dos capacitores e à potência reativa a ser compensada pelo HPF.

A frequência de ressonância (ω_n) do filtro passivo LC representa a frequência em que o filtro é sintonizado. De maneira geral, a escolha do seu valor é realizada de acordo com a componente harmônica principal que se deseja compensar e é escrita como:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (3)$$

na qual L é a indutância e C é a capacitância do filtro passivo.

Além da mudança na abordagem das tensões de fase e tensões de linha, a retirada do terceiro braço do NSI para formar o inversor SSTL acarreta em uma assimetria que altera as expressões finais que definem as tensões máximas que surgem nos capacitores dos filtros passivos LC. Essas expressões são obtidas a partir da análise dos circuitos equivalentes c.c. e c.a. na frequência fundamental para o HPF-SSTL, conforme apresentados na Figura 2.

Na Figura 2.a, apresenta-se o circuito equivalente c.c., cuja a análise é realizada em regime permanente com os indutores dos filtros e a tensão da rede elétrica considerados

como curtos-circuitos. Os valores máximos das componentes das tensões c.c. sobre os capacitores dos filtros passivos acontecem nas fases C (ponto P) e T (ponto N) e são determinados por:

$$v_{C_{Ftop}} = - \left(\frac{C_{Fbot}}{C_{Ftop} + C_{Fbot}} \right) V_{cc} \quad (4)$$

$$v_{C_{Fbot}} = + \left(\frac{C_{Ftop}}{C_{Ftop} + C_{Fbot}} \right) V_{cc}. \quad (5)$$

Vale ressaltar que, no inversor SSTL, a tensão c.c. nos capacitores das fases conectadas diretamente ao barramento c.c. (fases C e T) tem o seu valor dobrado, quando comparada às tensões nas outras fases. Como consequência disso, a contribuição do circuito equivalente c.c. para a tensão nominal dos capacitores do filtro passivo LC é maior no inversor SSTL do que no NSI.

O circuito equivalente c.a. na frequência fundamental, mostrado na Figura 2(b), considera as tensões c.a. geradas nos terminais de saída do inversor SSTL, pois ele também compensará a potência reativa na frequência fundamental. Nesta análise, percebe-se que a impedância equivalente, resultante da associação LC dos filtros passivos e da rede elétrica, apresenta uma característica capacitiva para as frequências menores que a frequência de ressonância do filtro sintonizado. Assim, a rede elétrica e os filtros passivos são representados apenas pelos capacitores. O barramento c.c. também é considerado um curto-circuito, pois sua tensão é constante. Note que o inversor SSTL gera tensões de linha assimétricas quando comparada às tensões de fase simétricas da rede elétrica.

Para contornar essa assimetria do circuito da Figura 2.b e encontrar as expressões das tensões c.a. na frequência fundamental que surgem nos capacitores do filtro LC, é usada uma transformação das fontes de tensão desequilibradas, V_{AP} e V_{BP} , no caso da unidade *top*, em um conjunto trifásico equilibrado de tensões.

Na Figura 3, como exemplo, destaca-se o circuito equivalente c.a. da unidade *top*, onde será aplicado a transformação das fontes. As tensões de linha V_{AP} e V_{BP} , existentes somente em duas fases do circuito da esquerda (Figura 3), são separadas em duas componentes de tensão no circuito da direita, surgindo um novo referencial P' , de acordo com:

$$\begin{aligned} v_{AP} &= v_{AP'} + v_{P'P} \\ v_{BP} &= v_{BP'} + v_{P'P}. \end{aligned} \quad (6)$$

Como o ponto P está no mesmo referencial do ponto C , $v_{P'P} = v_{P'C} = -v_{CP'}$. Como as fontes de tensões $v_{P'P}$ são comuns nas fases A e B, elas podem ser deslocadas para a fase C, se tornando uma única fonte de tensão $-v_{CP'}$ e fazendo com que o novo ponto comum das três fases se torne P' . Como essa única fonte de tensão na fase C tem polaridade invertida, é possível trocar os sinais da fonte e transformá-la em $v_{CP'}$. Consequentemente, o circuito fica com três fontes de tensão equilibradas iguais a $v_{AP'}$, $v_{BP'}$ e $v_{CP'}$.

A partir de uma análise matemática desta transformação, é possível determinar o sistema de equações que possui solução

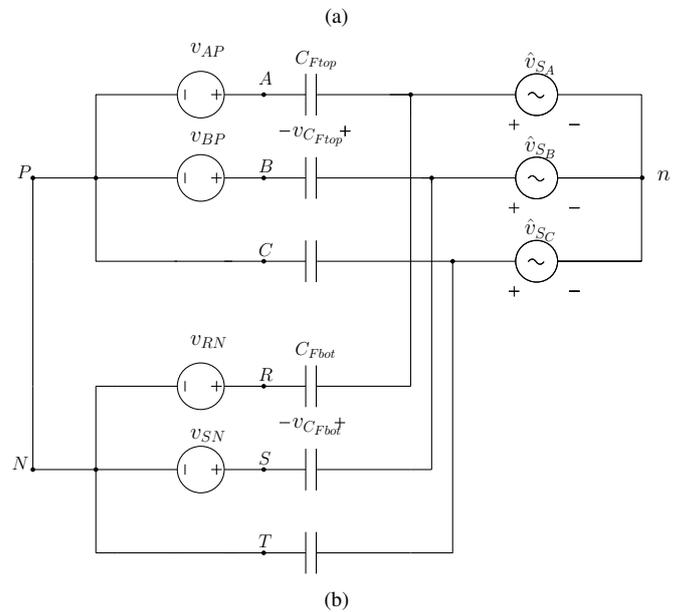
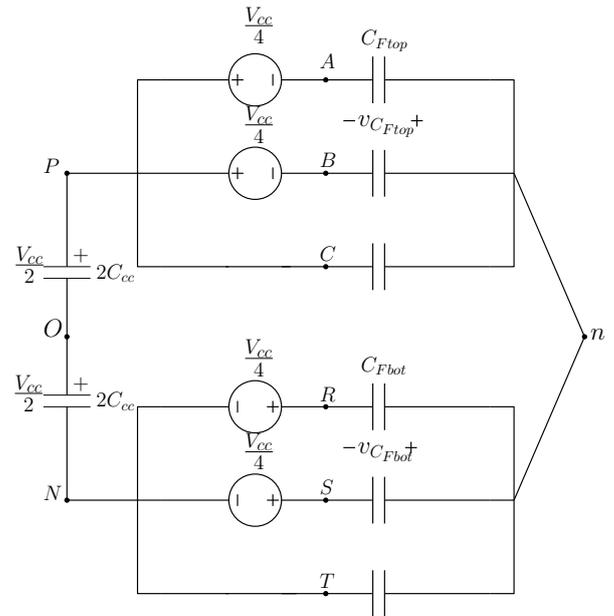


Fig. 2. Circuitos equivalentes do HPF-SSTL: (a) c.c. e (b) c.a. na frequência fundamental.

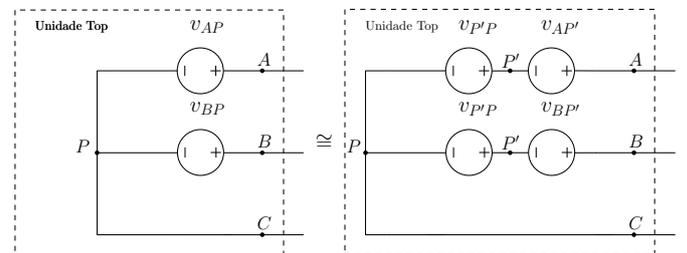


Fig. 3. Processo de transformação das fontes de tensão da unidade *top*.

única. As equações do circuito transformado são:

$$\begin{aligned} v_{AP'} &= v_{AP} - v_{P'P} \\ v_{BP'} &= v_{BP} - v_{P'P} \\ v_{CP'} &= -v_{P'P} \\ 0 &= v_{AP'} + v_{BP'} + v_{CP'}. \end{aligned} \quad (7)$$

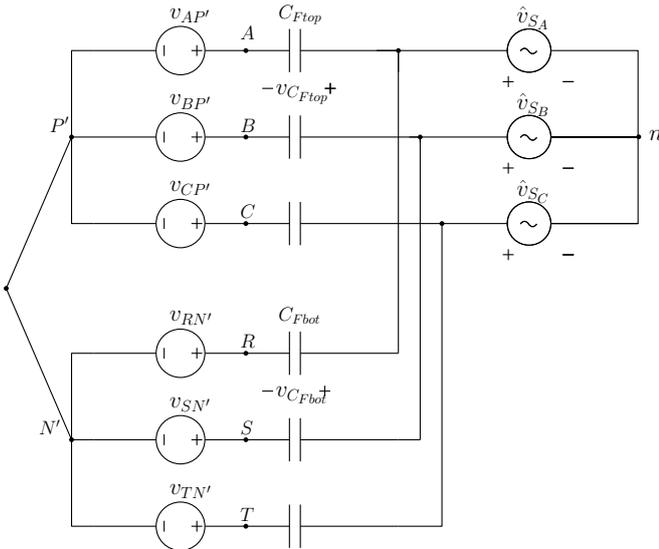


Fig. 4. Circuito equivalente c.a. na frequência fundamental para o inversor SSSL, com fontes de tensão equilibradas.

Analogamente à unidade *top*, também é possível realizar a transformação de fontes de tensão e todo o desenvolvimento matemático realizado para a unidade *bottom*. Assim, o circuito equivalente c.a. na frequência fundamental para o inversor SSSL deverá conter apenas fontes equilibradas após a transformação de fontes de tensão. Na Figura 4, destaca-se o circuito equivalente c.a. após a transformação das fontes de tensão.

Na análise do circuito equivalente da Figura 4, a maior tensão surge nos capacitores quando o inversor SSSL sintetiza a maior tensão senoidal possível em contra fase com a tensão da rede. Assim, a contribuição da tensão c.a. fundamental para a máxima tensão dos capacitores, $\hat{v}_{AC_{top}}$ e $\hat{v}_{AC_{bot}}$, será a soma do valor de pico da tensão de fase da rede elétrica, \hat{v}_S , com o valor de pico da tensão sintetizada pelo inversor SSSL, $\hat{v}_{SSTL_{top}}$ e $\hat{v}_{SSTL_{bot}}$, ou seja:

$$\hat{v}_{AC_{top}} = \hat{v}_S + \hat{v}_{SSTL_{top}} \quad (8)$$

$$\hat{v}_{AC_{bot}} = \hat{v}_S + \hat{v}_{SSTL_{bot}}. \quad (9)$$

As equações (8) e (9) são as mesmas equações apresentadas para o NSI [14], com uma diferença na variação da amplitude devido a transformação de fontes utilizada em (7). As tensões sintetizadas pelas unidades *top* e *bottom* do NSI têm a amplitude que varia de $0 \leq \hat{v}_{NSI} \leq \frac{V_{cc}}{4}$ [14], já que sintetizam tensões de fase. Como o inversor SSSL sintetiza tensões de linha nas duas unidades, após a transformação de (7), a amplitude das tensões trifásicas equilibradas varia de $0 \leq \hat{v}_{SSTL} \leq \frac{V_{cc}}{4\sqrt{3}}$.

Definidas as contribuições das tensões c.c. em (4) e (5) e c.a. fundamental em (8) e (9) dos circuitos equivalentes para o inversor SSSL, utiliza-se o princípio da superposição para obter a máxima tensão dos capacitores do filtro passivo LC, chegando a:

$$v_{C_{Ftop}}^{rated} = \hat{v}_S + \frac{V_{cc}}{4\sqrt{3}} - \left(\frac{C_{bot}}{C_{top} + C_{bot}} \right) V_{cc} \quad (10)$$

$$v_{C_{Fbot}}^{rated} = \hat{v}_S + \frac{V_{cc}}{4\sqrt{3}} + \left(\frac{C_{top}}{C_{top} + C_{bot}} \right) V_{cc}. \quad (11)$$

Quanto à compensação da potência reativa, é importante primeiramente determinar os níveis de potência reativa fornecidas pelos capacitores do filtro passivo LC, para saber quais os limites de potência reativa que o HPF-SSSL será capaz de impor. O valor da potência reativa fornecida pelo HPF-SSSL pode ser controlado em função da variação de tensão c.a. na frequência fundamental sobre o capacitor, a qual excursiona entre o valor da tensão da rede elétrica subtraída ou somada da tensão máxima sintetizada nas saídas do inversor SSSL (quando opera em fase e contra fase uma com a outra, respectivamente). As equações (8) e (9) mostram o caso em que as tensões estão em contra fase. Para o caso em fase, basta inverter o sinal da tensão gerada pelo inversor SSSL. Diante dessas considerações e a partir de (12), calculam-se os limites da potência reativa trifásica que o HPF-SSSL é capaz de compensar:

$$Q_{HPF-SSSL} = Q_{CF} + Q_{SSTL_{top}} + Q_{SSTL_{bot}}, \quad (12)$$

$$Q_{HPF-SSSL_{min}} = 3\omega(C_{top} + C_{bot})v_S^{ef}(v_S^{ef} - v_{SSTL}^{ef}), \quad (13)$$

$$Q_{HPF-SSSL_{max}} = 3\omega(C_{top} + C_{bot})v_S^{ef}(v_S^{ef} + v_{SSTL}^{ef}), \quad (14)$$

em que Q_{CF} representa a parcela de potência reativa fornecida pela parte passiva, $Q_{SSTL_{top}}$ e $Q_{SSTL_{bot}}$ representam as parcelas de potência reativa fornecidas pelas unidades *top* e *bottom* da parte ativa, respectivamente, e v_S^{ef} e v_{SSTL}^{ef} representam os valores eficazes das tensões fase-neutro da rede elétrica e do inversor SSSL, respectivamente.

III. MODELAGEM DOS SISTEMAS DE CONTROLE

O sistema de controle do HPF-SSSL é baseado nas ações de controle *feedforward* e *feedback* para compensação das componentes harmônicas de corrente da carga e na teoria de potência instantânea para compensação da potência reativa. Também é essencial incluir o controle da tensão do barramento c.c. para manter o inversor com a tensão mínima necessária para a operação dos outros controladores. O diagrama de blocos completo do sistema de controle é mostrado na Figura 5. Nas subseções seguintes, cada elemento do diagrama é detalhado individualmente.

A. Ação de Controle Feedforward

A ação de controle *feedforward* faz com que o inversor se comporte como uma impedância virtual (Z_F) em série com a impedância natural do filtro passivo LC. O intuito é que essa impedância virtual se cancele com a impedância natural do filtro LC numa determinada frequência de interesse, fazendo com que o HPF-SSSL se comporte como um curto-circuito franco naquela frequência (impedância equivalente nula). Como o filtro LC possui uma frequência de ressonância natural na qual sua impedância já é nula, a impedância virtual é projetada para componentes harmônicas distintas, criando novos caminhos de baixa impedância para componentes harmônicas de corrente próximas à ressonância natural do filtro LC.

Os dois filtros passivos e as duas ações *feedforward*

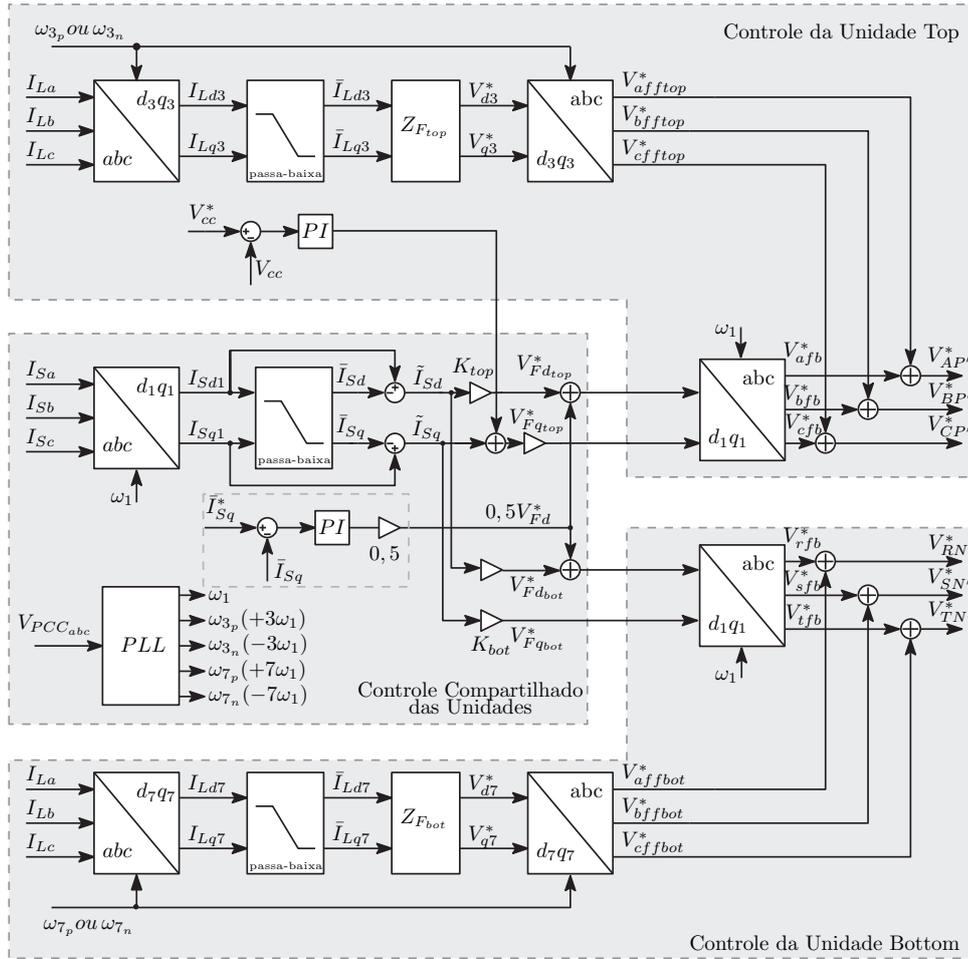


Fig. 5. Diagrama de blocos completo do sistema de controle do HPF-SSTL.

(unidades *top* e *bottom*) são projetadas para compensar as quatro componentes harmônicas de menor ordem: 3^a , 5^a , 7^a e 9^a . Para reduzir os requisitos de tensão do inversor SSTL, é de interesse que as ações *feedforward* ocorram em frequências próximas às das ressonâncias naturais dos filtros passivos LC. Assim, um par de filtro passivo + ação *feedforward* compensa as componentes de 3^a e 5^a ordens e o outro par compensa as componentes de 7^a e 9^a ordens. Os filtros passivos LC foram escolhidos para compensarem as componentes harmônicas de 5^a e 9^a ordens, para as unidades *top* e *bottom*, respectivamente, com o intuito de diminuir o volume e custo dos filtros. Por outro lado, as ações *feedforward* foram escolhidas para filtrar as componentes harmônicas de 3^a e 7^a ordens.

Conforme apresentado na Figura 6, as correntes das cargas no referencial abc são transformadas para o referencial dq0 com o auxílio das frequências de ressonância de 3^a e 7^a ordens de sequências positiva e negativa, ω_{3p} e ω_{3n} ; ω_{7p} e ω_{7n} , respectivamente, as quais vêm do PLL. Após passar pelos filtros passa-baixa, as componentes harmônicas de 3^a e 7^a ordens das correntes das cargas, \bar{i}_{Ld3} e \bar{i}_{Ld7} , são aplicadas nas impedâncias Z_{Ftop} e Z_{Fbot} , a fim de gerar as tensões de referência do controle *feedforward*. Assim, as tensões de referência que compensam as harmônicas de 3^a e 7^a ordens

podem ser calculadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{d3}^* \\ v_{q3}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Ftop3} & -X_{Ftop3} \\ X_{Ftop3} & R_{Ftop3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_{Ld3} \\ \bar{i}_{Lq3} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d7}^* \\ v_{q7}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Ftop7} & -X_{Ftop7} \\ X_{Ftop7} & R_{Ftop7} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_{Ld7} \\ \bar{i}_{Lq7} \end{bmatrix} \quad (16)$$

em que $(R_{Ftop3}$ e $R_{Fbot7})$ e $(X_{Ftop3}$ e $X_{Fbot7})$ são as resistências e a reatâncias, respectivamente, das impedâncias Z_{Ftop} e Z_{Fbot}

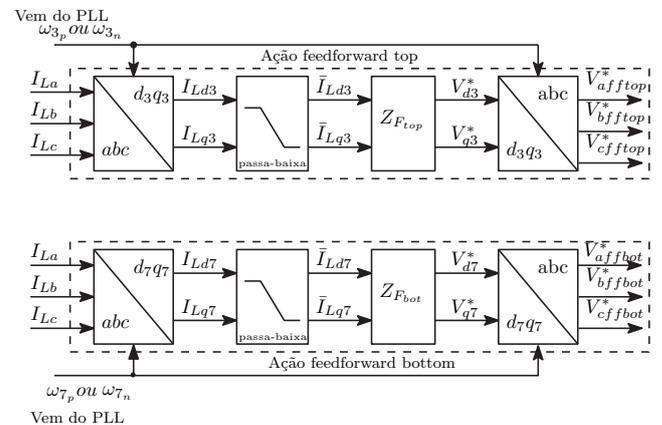


Fig. 6. As duas malhas de controle *feedforward* das unidades *top* e *bottom*.

para as frequências das componentes harmônicas de 3ª e 7ª ordens, sendo $X_{F1op3} = \omega_3 L_{F1op} - \frac{1}{\omega_3 C_{F1op}}$ e $X_{F1op7} = \omega_7 L_{F1op} - \frac{1}{\omega_7 C_{F1op}}$.

B. Ação de Controle Feedback

De forma distinta, a ação *feedback* controla o inversor SSTL para se comportar como uma resistência virtual, K , que fica em série com a impedância da rede, Z_S . A ideia é essa resistência atuar exclusivamente para as componentes harmônicas de corrente, excluindo a componente fundamental. Assim, a rede elétrica é vista como uma baixa impedância para a componente fundamental, permitindo que ela entregue a potência ativa à carga, e é vista como uma alta impedância para as componentes harmônicas, devido à ação da resistência virtual, K (ver Figura 7). Para isso, o inversor SSTL produz uma tensão de referência que é o produto entre a resistência virtual e as componentes harmônicas existentes na corrente da rede elétrica, i_{Sh} . O objetivo é que o inversor force todas as componentes harmônicas da corrente da carga a fluir pelo filtro passivo LC, i_{Fh} , de modo que nenhuma componente harmônica de corrente surja na corrente da rede.

Na Figura 7, é representado o circuito equivalente para as componentes harmônicas da corrente da carga com a ação *feedback* ativada. Nota-se que a resistência K em série com a impedância da rede, Z_S , é a resistência virtual do controle *feedback* que regulará a circulação das harmônicas de corrente. A capacidade de supressão das componentes harmônicas de corrente na rede elétrica pode ser visualizada na seguinte expressão:

$$i_{Sh} = \frac{Z_F}{K + Z_S + Z_F} i_{Lh}. \quad (17)$$

Caso $K \gg |Z_F|$, todas as componentes harmônicas da corrente da carga circulariam pelo filtro passivo. Para $K \ll |Z_F|$, todas as componentes harmônicas circulariam pela rede em vez do filtro LC. Em resumo, o valor de K funciona como um regulador da circulação das componentes harmônicas pela rede ou pelo filtro passivo LC.

Para a síntese da tensão de referência do controle *feedback*, é necessário multiplicar a resistência K pelas componentes harmônicas de corrente da rede (\tilde{i}_{Sdq}). Essas componentes harmônicas são obtidas em referencial dq a partir da subtração da corrente da rede elétrica (i_{Sdq1}) pela componente filtrada por um passa-baixa (\tilde{i}_{Sdq}), como mostrado na Figura 11.

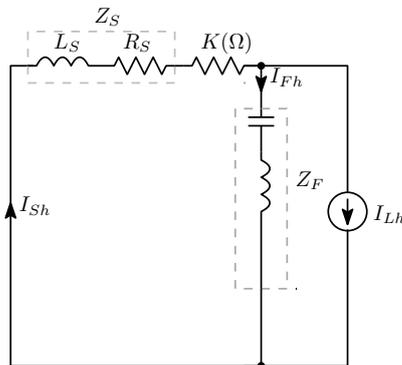


Fig. 7. Circuito equivalente para as componentes harmônicas da corrente da carga com a ação *feedback* ativada.

Assim, a tensão de referência do controle *feedback* é escrita como:

$$v_{Fdq}^* = K \cdot \tilde{i}_{Sdq}, \quad (18)$$

em que K é representado como k_{top} e k_{bot} na Figura 11.

É importante frisar que a escolha do valor de K é fundamental para garantir a qualidade da supressão das componentes harmônicas de corrente na rede. Nas Figuras 8, 9 e 10 são destacados os gráficos da resposta em frequência da ação de controle *feedback* e *feedforward* para três valores distintos de K .

Fig. 8. Resposta em frequência da ação de controle *feedback* e *feedforward* para $K = 5$.

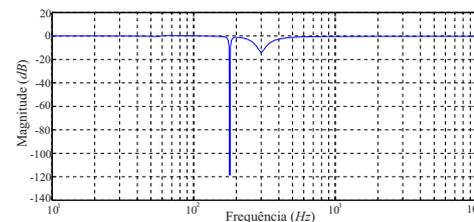


Fig. 9. Resposta em frequência da ação de controle *feedback* e *feedforward* para $K = 15$.

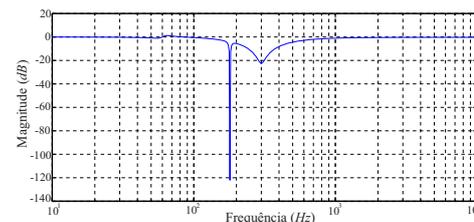
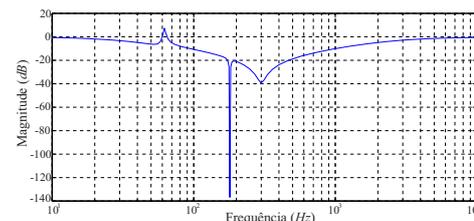


Fig. 10. Resposta em frequência da ação de controle *feedback* e *feedforward* para $K = 105$.



Um alto valor de K garante uma boa qualidade de filtragem, mas aumenta os requisitos de tensão do inversor SSTL. Um baixo valor de K produz o efeito contrário.

C. Controle da Tensão do Barramento c.c.

O controle da tensão do barramento c.c. é realizado com a finalidade de manter a tensão no valor desejado necessário ao funcionamento do HPF-SSTL. A estratégia de controle se baseia no balanço da potência ativa, dos lados c.c. e c.a. do filtro híbrido, de acordo com:

$$P_{cc} = P_{ac} \quad (19)$$

$$V_{cc}^* I_{cc} = V_{Fd} I_{Fd}. \quad (20)$$

dq e $P_S^d(s)$, $P_S^q(s)$, $P_L^d(s)$ e $P_L^q(s)$ são dados por:

$$P_S^d(s) = -(L_{eq}s^2 + R_{eq}s + \frac{1}{C_{top}} - \omega^2 L_{eq})I_{S_d} + (\omega R_{eq} + 2\omega L_{eq}s)I_{S_q} \quad (26)$$

$$P_S^q(s) = -(\omega R_{eq} + 2\omega L_{eq}s)I_{S_d} - (L_{eq}s^2 + R_{eq}s + \frac{1}{C_{Ftop}} - \omega^2 L_{eq})I_{S_q} \quad (27)$$

$$P_L^d(s) = (L_{Ftop}s^2 + R_{Ftop}s + \frac{1}{C_{Ftop}} - \omega^2 L_{Ftop})I_{L_d} - (\omega R_{Ftop} + 2\omega L_{Ftop}s)I_{L_q} \quad (28)$$

$$P_L^q(s) = (\omega R_{Ftop} + 2\omega L_{Ftop}s)I_{L_d} + (L_{Ftop}s^2 + R_{Ftop}s + \frac{1}{C_{Ftop}} - \omega^2 L_{Ftop})I_{L_q}. \quad (29)$$

Vale ressaltar que os elementos passivos da rede elétrica (R_s e L_s) e do HPF-SSTL (R_{Ftop} e L_{Ftop}) são agrupados em $R_{eq} = R_s + R_{Ftop}$ e $L_{eq} = L_s + L_{Ftop}$. A função de transferência do HPF-SSTL (H_Q) que representa a planta da malha de controle ilustrada na Figura 13 possui como entrada a tensão V_{F_d} e como saída a corrente I_{S_q} . Ela é obtida a partir de (25), quando desprezam-se as componentes V_{F_q} , V_{S_d} , V_{S_q} e $P_L^q(s)$, que são apenas perturbações para o sistema, ou seja:

$$H_Q(s) = \frac{I_{S_q}}{V_{F_d}} = \frac{\frac{-\omega}{L_{eq}}}{s^2 + \frac{R_{eq}}{L_{eq}}s + \frac{1}{C_{Ftop}} - \frac{L_{eq}\omega^2}{L_{eq}}}. \quad (30)$$

Os valores de R_{eq} , L_{eq} e C_{Ftop} determinam os dois polos da função transferência $H_Q(s)$. Assim, faz-se necessário avaliar as posições dos polos das unidades *top* e *bottom* para conhecer quais deles possuem uma dinâmica mais lenta de resposta e poder definir, assim, os ganhos k_{pQ} e k_{iQ} do controlador proporcional e integral da malha de controle da potência reativa. Como o mesmo controlador PI é utilizado para as duas unidades, uma delas terá uma dinâmica ligeiramente mais rápida que a outra, embora tal diferença seja imperceptível.

Na parte central da Figura 5, é destacado como o controle da potência reativa é realizado no HPF-SSTL. Na saída do controlador PI, um ganho de 0,5 divide a tensão $v_{F_d}^*$ pela metade, de modo que cada uma das unidades (*top* e *bottom*) compensem metade da potência reativa necessária.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O modelo da simulação foi desenvolvido no *MATLAB/Simulink* com o objetivo de retratar fidedignamente o protótipo montado na bancada experimental. Ele foi realizado no *Simulink*, utilizando as bibliotecas *SimpowerSystems* e o seu código de controle programado em linguagem *C*, introduzido na *S-Function*. Um protótipo experimental foi montado em laboratório para verificar a eficácia do compensador HPF-SSTL, conforme destacado na Figura 15. Nesse protótipo, foram medidas as correntes

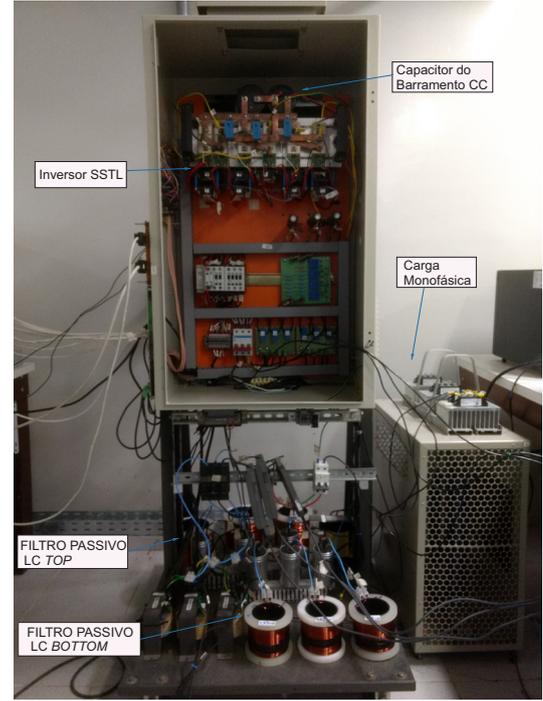


Fig. 15. Detalhes do protótipo adaptado para o HPF dual baseado no SSTL.

da rede elétrica trifásica, $i_{S_{ABC}}$, as correntes resultantes das cargas não-lineares, $i_{L_{ABC}}$, a tensão do PCC, v_{PCC} , e a tensão de barramento c.c., V_{cc} (Figura 1). Os parâmetros do protótipo e os ganhos dos controladores são mostrados na Tabela II. Vale salientar que um SAF aplicado em uma rede elétrica com valor eficaz de 220 V necessitaria de, pelo menos, 405 V de tensão no barramento c.c. Um HPF equivalente baseado no VSI necessitaria de aproximadamente 80 V, ou seja, 20% do valor no SAF. Para o caso do DHPF-SSTL proposto, como o barramento c.c. é compartilhado entre as duas unidades, um valor de 160 V no barramento c.c. seria necessário. Na prática, o valor de 270 V para o barramento c.c. foi escolhido para se alcançar uma faixa de controle de potência reativa de aproximadamente 600 var (entre -1400 var e -2000 var). Essa faixa de valores é calculada aplicando os parâmetros da Tabela II em (13) e (14).

O sistema *dSPACE* é a plataforma responsável pelo controle do HPF-SSTL, enviando os pulsos de comandos de abertura e fechamento para as chaves do inversor SSTL. Para isso, ele realiza a aquisição de dados, o controle das grandezas desejadas e a proteção do sistema. A utilização do *dSPACE* também permite o aproveitamento do mesmo código-fonte do controle programado em linguagem *C*, introduzido na *S-Function* do *Simulink*, da simulação realizada no *MATLAB*, reduzindo o tempo de comissionamento do sistema.

As medições para a obtenção dos gráficos de corrente e tensão foram realizadas com o auxílio do osciloscópio Yokogawa DL850 e do analisador de qualidade de energia Fluke 432 série II. Através do osciloscópio, as formas de onda das correntes trifásicas da rede elétrica, das cargas e dos filtros foram observadas no tempo sob determinadas condições de atuação do HPF-SSTL. Por meio do analisador de qualidade de energia, foram fornecidos os percentuais de THD das

TABELA II
Parâmetros do Protótipo do HPF-SSTL

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão eficaz no PCC (fase-fase)	v_{SL}	220 V
Indutância da rede	L_s	200 μH
Frequência da rede	f_s	60 Hz
Frequência de chaveamento	f_{chav}	20 kHz
Tensão do barramento c.c.	V_{cc}	270 V
Capacitância do barramento c.c.	C_{cc}	4700 μF
Capacitância da unidade <i>top</i>	$C_{F_{top}}$	46 μF
Indutância da unidade <i>top</i>	$L_{F_{top}}$	6,12 mH
Capacitância da unidade <i>bottom</i>	$C_{F_{bot}}$	46 μF
Indutância da unidade <i>bottom</i>	$L_{F_{bot}}$	1,89 mH
Indutância do retificador 3f	L_{ac_1}	5 mH
Resistência c.c. do retificador 3f	R_{L1}	31 Ω
Indutância do retificador 1f	L_{ac_2}	7 mH
Indutância c.c. do retificador 1f	L_{L2}	128 mH
Resistência c.c. do retificador 1f	R_{L2}	60 Ω
Ganho <i>feedback top</i>	k_{top}	10 Ω
Ganho <i>feedback bottom</i>	k_{bot}	18 Ω
Ganho proporcional de V_{cc}	k_{pvcc}	0,68 Ω^{-1}
Ganho integral de V_{cc}	k_{ivcc}	9,02 ($\Omega \cdot s$) $^{-1}$
Ganho proporcional de i_{Sq}	k_{piSq}	-0,32 Ω
Ganho integral de i_{Sq}	k_{iiSq}	-1482 $\Omega \cdot s^{-1}$

correntes da rede e da carga, além da contribuição individual de cada harmônica de interesse. Dessa forma, foi possível observar o desempenho do HPS-SSTL na compensação das componentes harmônicas de correntes das cargas não-lineares desbalanceadas.

Para verificar o funcionamento do controle da potência reativa, foi observado o comportamento da corrente \bar{i}_{Sq} em um gráfico quando aplicado um degrau no seu valor de referência, \bar{i}_{Sq}^* . No protótipo, esse gráfico é observado indiretamente através *software* do *dSPACE*, já que o osciloscópio é incapaz de medir grandezas em referencial dq.

Primeiramente, é analisado o desempenho da atuação do HPF-SSTL para compensar as componentes harmônicas da corrente das cargas, considerando que ambas as cargas não-lineares estão conectadas à rede. Ao acrescentar o retificador a diodos monofásico ao protótipo, surge um desequilíbrio na corrente trifásica resultante das correntes drenadas por ambas as cargas não-lineares (retificadores trifásico e monofásico). Este desequilíbrio pode ser observado na Figura 16, e ocorre porque a carga não-linear desequilibrada é conectada apenas nas fases B e C da rede (as fases que estão com as maiores correntes).

Os resultados das THD e dos níveis das componentes

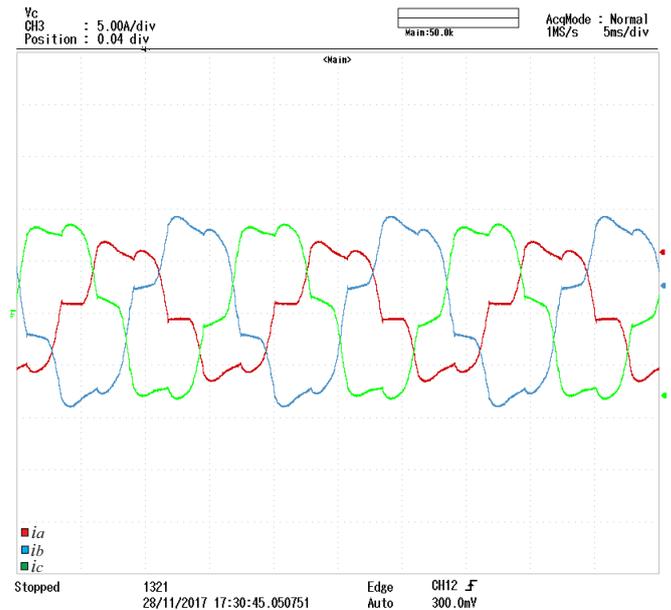


Fig. 16. Correntes solicitadas pelos retificadores (5 A/div, 5ms/div).

LOGGER			
Amp	P _{UNI}	A	B
THD%f		22.9	18.9
H3%f		0.7	4.2
H5%f		21.2	16.9
H7%f		7.1	6.0
H9%f		0.4	0.9
H11%f		3.9	3.3
H13%f		2.3	1.7

Fig. 17. THD e componentes harmônicas das correntes das cargas.

harmônicas de corrente da rede elétrica, obtidos pelo analisador de qualidade de energia Fluke, são apresentados na Figura 17, cujos os valores são mostrados por fase. Neste caso, sem a compensação das harmônicas, a corrente solicitada pelas cargas é igual a corrente trifásica da rede. Por isso, apresenta níveis de THD e de amplitude das componentes harmônicas acima dos limites recomendados pela norma [16], conforme constata-se na Tabela III. A inclusão do retificador monofásico também eleva os valores da componente harmônica de 3ª ordem e das suas componentes múltiplas (Figura 17).

Continua-se a análise da situação com as duas cargas não-lineares ligadas à rede, porém apenas com a contribuição dos dois filtros passivos LC, sintonizados nas componentes de 5ª e 9ª ordens. Na Figura 18 apresenta-se o gráfico das correntes da rede elétrica (i_s), da carga (i_L), dos filtros *top* ($i_{F_{top}}$) e *bottom* ($i_{F_{bot}}$), todos para a fase B, com a atuação dos filtros passivos LC. Apesar da melhora na forma da onda da corrente da rede elétrica, a atuação isolada dos filtros passivos LC não é suficiente para fornecer as harmônicas solicitadas pelas duas cargas.

Por outro lado, no gráfico da Figura 19, podem ser

TABELA III
THD e os Níveis das Componentes Harmônicas da
Corrente da Rede Elétrica e THD de Corrente
Recomendadas por [16]

Distorção Harmônica				
Total	Fase A	Fase B	Fase C	IEEE
THD	22.9%	18.9%	19.0%	5%
Ordem da				
Harmônica	Fase A	Fase B	Fase C	IEEE
3 ^a	0.7%	4.2%	3.9%	4%
5 ^a	21.2%	16.9%	17.1%	4%
7 ^a	7.1%	6.0%	6.2%	4%
9 ^a	0.4%	0.9%	0.9%	4%
11 ^a	3.09%	3.3%	3.0%	2%
13 ^a	2.3%	1.7%	1.8%	2%

observadas as correntes trifásicas da rede elétrica no caso em que o HPF-SSTL é ativado, compensando as componentes harmônicas de corrente com ambas as unidades, *top* e *bottom*. Nota-se a melhora significativa nas formas de onda das correntes da rede. Os níveis de THD e da amplitude das componentes harmônicas reduziram para os valores adequados à norma [16], conforme destaca-se na Figura 20.

TABELA IV
THD e os Níveis das Componentes Harmônicas da
Corrente da Rede Elétrica e THD de Corrente
Recomendadas por [16], Após a Compensação Harmônica

Distorção Harmônica				
Total	Fase A	Fase B	Fase C	IEEE
THD	4.6%	3.4%	3.5%	5%
Ordem da				
Harmônica	Fase A	Fase B	Fase C	IEEE
3 ^a	0.9%	1.2%	0.7%	4%
5 ^a	2.6%	1.9%	1.8%	4%
7 ^a	1.5%	1.0%	0.8%	4%
9 ^a	0.4%	0.5%	1.0%	4%
11 ^a	0.4%	1.0%	1.2%	2%
13 ^a	0.1%	0.7%	0.9%	2%

Os gráficos das correntes da rede, da carga, e dos filtros *top* e *bottom*, todas para a fase B, são apresentados na Figura 21. É possível perceber nas correntes relacionadas a fase B, que embora a corrente da rede destacada na letra (a), tenha deixado de fornecer as harmônicas necessitadas pelas cargas

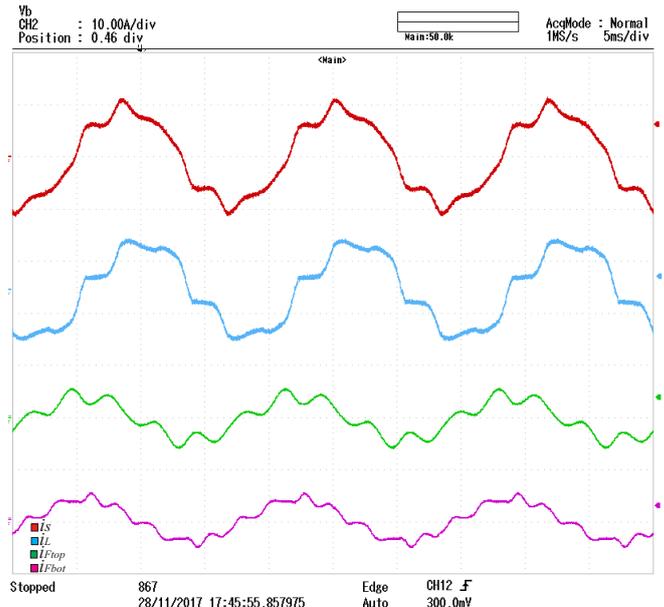


Fig. 18. Correntes da fase B apenas com a atuação dos filtros passivos LC: (a) i_S ; (b) i_L ; (c) $i_{F_{top}}$ e (d) $i_{F_{bot}}$ (10 A/div, 5ms/div).

não-lineares, os gráficos da corrente das cargas permanece com sua forma característica idêntica à da Figura 18. Isso justifica-se pelo fato das harmônicas drenadas pelas cargas passarem a ser fornecidas pelas correntes $i_{F_{top}}$ e $i_{F_{bot}}$ fornecidas pelo HPF-SSTL, desonerando a corrente da rede, i_S , desta função.

Na Tabela IV nota-se que as componentes harmônicas de 3^a, 5^a, 7^a e 9^a ordens das correntes presentes na rede elétrica estão abaixo dos limites estabelecidos pela [16]. Tal fato ocorre devido a atuação do HPF-SSTL, que fornece as harmônicas das correntes solicitadas pelas cargas não-lineares, através das correntes $i_{F_{top}}$ e $i_{F_{bot}}$. Essas correntes também proporcionam as reduções das componentes harmônicas de 11^a e 13^a ordens, causadas pela presença da carga não-linear trifásica. Ao considerar a fase A, o THD de i_L é de 22,9%, enquanto o THD de i_S é de 4,6%.

O controle da corrente \bar{i}_{Sg} é mostrado na Figura 22(experimento), como prova da capacidade de compensar a potência reativa por meio do HPF-SSTL. Foi dado um degrau na corrente de referência de 3,5 A para 5,5 A no tempo de 50 ms. Após 190 ms, a corrente entra na faixa de 2% em torno do valor de referência estabelecido. Assim, para as condições de projeto, foi possível controlar a potência reativa fornecida pelo HPF-SSTL na faixa de -1475 a -2030 var, muito próximo aos valores de projeto. Por exemplo, se a potência reativa indutiva demandada pela carga estiver na faixa de +1475 a +2030 var, é possível atuar o HPF-SSTL e garantir que o fator de potência visto pela rede elétrica seja unitário. Na Figura 23, apresenta-se a variação da potência reativa decorrente desse degrau da corrente \bar{i}_{Sg}^* .

Na Tabela V, é realizada uma comparação entre os desempenhos do HPF-SSTL e o HPF-NSI [17], em relação as compensações de harmônicas de corrente e de potência reativa. Vale ressaltar que o barramento c.c. possui a mesma tensão em ambas as aplicações. Em relação a compensação das harmônicas de corrente, o HPF-NSI apresentou desempenho similar ao HPF-SSTL. Para a

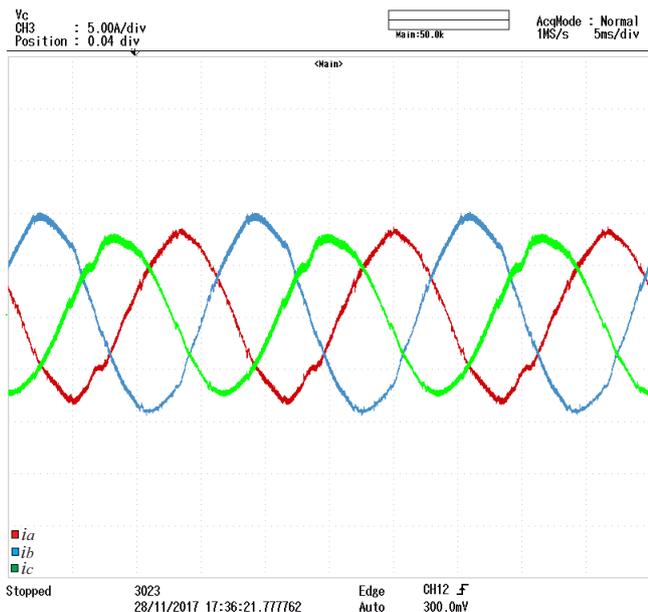


Fig. 19. Correntes da rede elétrica (i_S) com a atuação completa do HPF-SSTL, (5 A/div, 5ms/div).

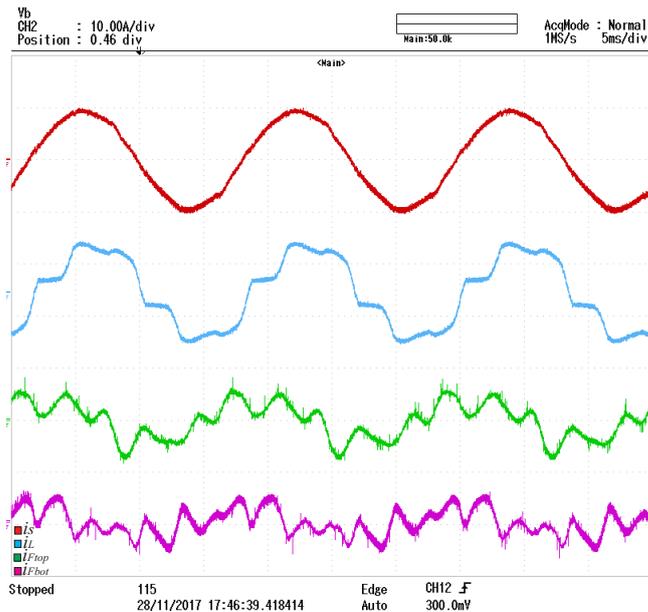


Fig. 21. Correntes da fase B com a atuação plena do HPF-SSTL: (a) i_S ; (b) i_L ; (c) $i_{F_{top}}$ e (d) $i_{F_{bot}}$ (10 A/div, 5ms/div).

LOGGER			
P _{UNI} 0:45:57 U _F			
Amp	A	B	C
THD%f	4.6	3.4	3.5
H3%f	0.9	1.2	0.7
H5%f	2.6	1.9	1.8
H7%f	1.5	1.0	0.8
H9%f	0.4	0.5	1.0
H11%f	0.4	1.0	1.2
H13%f	0.1	0.7	0.9

11/28/17 01:30:16 208U 60Hz 3Ø IT GR32144

UP DOWN TREND EVENTS 0 HOLD RUN

Fig. 20. THD e componentes harmônicas das correntes da rede com a atuação completa do HPF-SSTL, por fase.

compensação de reativo, percebeu-se que o HPF-SSTL possui uma faixa menor de compensação de reativo, pois o HPF-NSI sintetiza uma tensão de fase 1,73 vezes maior do que a tensão sintetizada pela topologia proposta. Com relação ao desempenho dinâmico do controle, ambas as soluções possuem tempos de acomodação de mesma ordem de grandeza. A solução proposta, por possuir um menor número de chaves, pode ser considerada uma alternativa viável de condicionador de energia.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo, duas características adicionais foram propostas para o HPF-SSTL: a compensação de potência reativa e a compensação de harmônicas de corrente para cargas não-lineares desbalanceadas. O HPF dual é usado, pois filtros duais têm melhor capacidade de compensação do que os não duais, característica importante para compensação de componentes harmônicas de corrente de cargas não-lineares e desbalanceadas. Como no DHPF-SSTL a parte ativa é

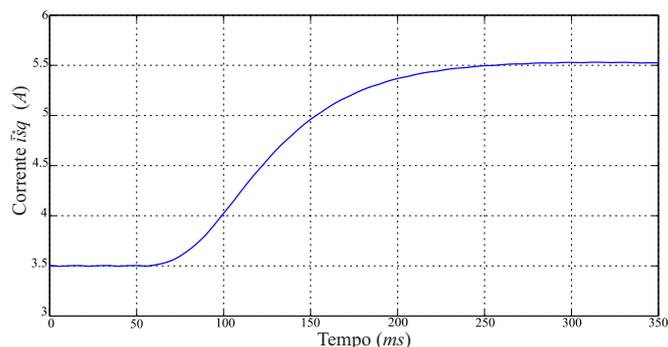


Fig. 22. Resposta ao degrau na referência de corrente $\tilde{i}_{S_q}^*$.

conectada em série com os filtros passivos LC, é possível trabalhar com uma tensão de barramento c.c com valores abaixo do valor de pico da tensão de linha da rede elétrica (limite mínimo dos SAF é maior que esse valor), pois os filtros LC série retêm as tensões do PCC, sendo a parte ativa somente responsável por alterar a resposta em frequência dos filtros passivos LC série, que demanda somente uma pequena quantidade de tensão. Consequentemente, as suas chaves do DHPF-SSTL ficam submetidas a uma tensão de bloqueio menor que os típicos SAF, impactando numa menor potência instalada nas chaves. Nas situações que o valor de mercado da chave for considerável para a montagem do projeto, o uso do HPF-SSTL para compensar harmônicas e potência reativa poderá apresentar um custo-benefício melhor do que o HPF-NSI. O limite de potência reativa que o HPF-SSTL pode compensar, bem como seu modelo matemático para compensação de potência reativa, também foi demonstrado através de um degrau no valor de referência. Resultados experimentais do sistema proposto foram apresentados, provando sua capacidade em termos de compensações harmônica e potência reativa.

Fig. 23. Variação da potência reativa correspondente ao degrau de corrente \bar{i}_{Sg}^* .

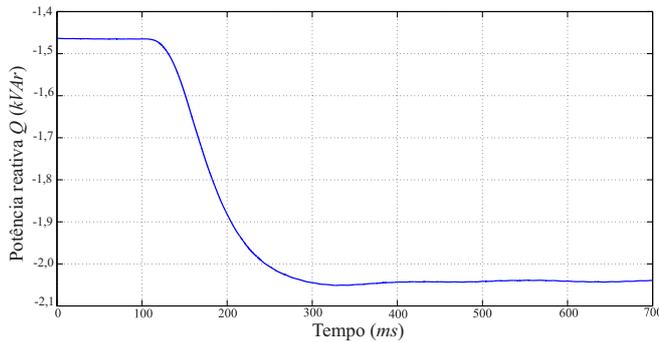


TABELA V
Comparação Entre os Resultados Apresentados pelo HPF-SSTL e o HPF-NSI [17]

	HPF-SSTL	HPF-NSI [17]
Número de Chaves	6	9
THD (i_s)	4,6 %	4,5 %
Tempo de estabilização de \bar{i}_{Sg}	190 ms	150 ms
Tensão sintetizada pelo inversor	1 pu	$\sqrt{3}$ pu
Faixa de Q controlável em kvar	1,475 à 2,03	1,05 à 2,32

AGRADECIMENTOS

Este projeto foi financiado pela CAPES, CNPq (processos No. 306106/2015-9, No. 309789/2017-6 e No. 306304/2018-0) e FACEPE (processos No. APQ-0777-3.04/14 e No. APQ-0896-3.04/14).

REFERÊNCIAS

- [1] S. Silva, F. Negro, “Condicionador unificado de qualidade de energia monofásico-trifásico aplicado em redes de distribuição de energia elétrica MRT”, *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 23, no. 1, pp. 8–19, Março 2018.
- [2] S. Duarte, G. Fogli, P. Almeida, P. Barbosa, “Estratégias de energização e desenergização de um compensador estático síncrono para distribuição”, *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 23, no. 1, pp. 29–38, Março 2018.
- [3] X. Xiangyang, L. Tieling, “Analysis on the active power filter of pi iterative control strategy”, in *Proceedings of International Conference on Power System Technology*, pp. 1–3, 2006.
- [4] T. Haugan, E. Tedeschi, “Reactive and harmonic compensation using the conservative power theory”, in *Proceedings of International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies*, pp. 1–8, 2015.
- [5] L. Chen, A. Jouanne, “A comparison and assessment of hybrid filter topologies and control algorithms”,

- in *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 565–570, Junho 2001.
- [6] R. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, F. Profumo, “Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1402–1412, Novembro 2005.
- [7] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, F. Blaabjerg, “High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1826–1835, Setembro 2007.
- [8] F. Peng, H. Akagi, A. Nabae, “A novel harmonic power filter”, in *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1151–1159, Abril 1988.
- [9] H. Fujita, H. Akagi, “A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters”, in *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1107–1122, 1990.
- [10] S. Srianthumrong, H. Akagi, “A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 874–882, Maio 2003.
- [11] J. C. Wu, H. L. Jou, Y. T. Feng, W. P. Hsu, M. S. Huang, W. J. Hou, “Novel Circuit Topology for Three-Phase Active Power Filter”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 444–449, Janeiro 2007.
- [12] A. Bhattacharya, C. Chakraborty, S. Bhattacharya, “Parallel-Connected Shunt Hybrid Active Power Filters Operating at Different Switching Frequencies for Improved Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 11, pp. 4007–4019, Novembro 2012.
- [13] C. Liu, B. Wu, N. Zargari, D. Xu, “A Novel Three-phase Three-leg AC/AC Converter Using Nine IGBTs”, in *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2685–2690, 2007.
- [14] L. Limongi, F. Bradaschia, G. Azevedo, L. Genu, L. S. Filho, “Dual hybrid power filter based on a nine-switch inverter”, *Electric Power Systems Research*, vol. 117, pp. 154 – 162, Dezembro 2014.
- [15] L. Limongi, L. S. Filho, L. Genu, F. Bradaschia, M. Cavalcanti, “Transformerless Hybrid Power Filter Based on a Six-Switch Two-Leg Inverter for Improved Harmonic Compensation Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 40–51, Janeiro 2015.
- [16] IEEE, “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”, *IEEE Std 519-1992*, pp. 1–112, Abril 1993.
- [17] L. Rodrigues Limongi, F. Bradaschia, C. Hermann de Oliveira Lima, M. Cabral Cavalcanti, “M. Reactive Power and Current Harmonic Control Using a Dual Hybrid Power Filter for Unbalanced Non-Linear Loads”, *Energies*, , no. 6, p. 1392, May 2018.

DADOS BIOGRÁFICOS

Lauro Cesar Queiroz de Moraes Silva nasceu em Recife, Brasil, em 1983. Recebeu o título de Bacharel em Ciências Militares, Arma de Engenharia, pela Academia Militar das Agulhas Negras (AMAN) em 2006. Nos anos de 2012 e 2018, recebeu os títulos de Bacharel e Mestre em Engenharia Elétrica, respectivamente, pelo Instituto Militar de Engenharia (IME) e pela Universidade Federal de Pernambuco (UFPE). Desde dezembro de 2012, atua como Engenheiro Eletricista no Exército Brasileiro, onde desenvolve projetos elétricos e fiscaliza obras públicas no sistema de obras militares. Suas áreas de interesse de pesquisa são a eletrônica de potência, sistemas de energia renovável, qualidade da energia elétrica e o uso da tecnologia BIM em projetos e obras de engenharia.

Leonardo Rodrigues Limongi nasceu em Recife em 1978. Recebeu o grau de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Pernambuco em 2006 e o grau de Doutor em Engenharia Elétrica pela *Politecnico di Torino*, Itália, em 2009. Desde 2010, ele é Professor efetivo do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPE. Prof. Limongi é autor de mais de 50 artigos publicados em anais de congressos internacionais e revistas técnicas e é bolsista de produtividade do CNPq nível 2 desde 2016. Seus interesses de pesquisa incluem os campos de eletrônica de potência dedicada a sistemas de condicionamento de energia e geração distribuída.

Fabício Bradaschia nasceu em São Paulo, Brasil, em 1983. Recebeu os títulos de Bacharel, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, em 2006, 2008 e 2012, respectivamente. De agosto de 2008 a agosto de 2009, trabalhou como pesquisador visitante no Grupo de Ingeniería Electrónica Aplicada a Sistemas de Energías Renovables (GEISER) da Universidad de Alcalá e no Grupo de Investigación en Electrónica Aplicada (APERT) da Universidad del País Vasco, Espanha. Desde outubro de 2013, atua como Professor Adjunto no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco. É Tesoureiro da SOBRAEP desde dezembro de 2017 e bolsista PQ 2 do CNPq desde março de 2018. Sua área de pesquisa é aplicações de Eletrônica de Potência em sistemas fotovoltaicos, geração distribuída e qualidade da energia elétrica.

Marcelo Cabral Cavalcanti recebeu o grau de Engenheiro Eletricista em 1997 pela Universidade Federal de Pernambuco e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande em 1999 e 2003, respectivamente. De outubro de 2001 a agosto de 2002, fez Doutorado-sanduiche no *Center for Power Electronics Systems, Virginia Tech, USA*. Desde 2005, atua como professor no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco. Recebeu *The Best Paper Award* em duas conferências organizadas pelo IEEE: International Conference on Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation, 2005, e International

Symposium on Industrial Electronics, 2011. De setembro de 2012 a agosto de 2013, fez Pós-Doutorado na Universidad de Alcalá, Espanha. Foi Vice-Presidente da SOBRAEP e Editor da Revista Eletrônica de Potência durante o biênio 2016-2017. É Presidente da SOBRAEP desde dezembro de 2017. Atua como Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco desde março de 2016. Faz parte do Comitê Assessor de Engenharia Elétrica, Eletrônica e Biomédica do CNPq desde outubro de 2018. Sua área de pesquisa é aplicações de Eletrônica de Potência em sistemas fotovoltaicos e qualidade da energia elétrica.