

MODELO, ESTRATÉGIA PWM, CONTROLE E ANÁLISE DE FILTROS ATIVOS PARALELOS

E. L. L. Fabrício^{1,2}, C. B. Jacobina², E. C. dos Santos Jr³ e N. Rocha⁴

¹Instituto Federal da Paraíba – 58.015-430 - João Pessoa - PB - Brasil

²Universidade Federal de Campina Grande – 58.429-900 - Campina Grande - PB - Brasil

³Indiana University – Purdue University Indianapolis - Indianapolis - IN - Estados Unidos

⁴Universidade Federal da Paraíba – 58.051-900 - João Pessoa - PB - Brasil

e-mails: edgard.fabricio@ifpb.edu.br, jacobina@dee.ufcg.edu.br, eudossan@iupui.edu, nadyrocha@cear.ufpb.br

Resumo – Este trabalho trata de um estudo comparativo de filtros ativos potência (FAP) em paralelo para aplicações de média e alta potência. São apresentadas três topologias de FAPs. Para cada uma delas descreve-se: o modelo dinâmico, as estratégias PWM e de controle, análise das distorções harmônicas das correntes da rede, estimação das perdas de condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores e das perdas de alta frequência no barramento CC. Além disso, são descritas técnicas para melhorar o desempenho do sistema e a qualidade das formas de onda das correntes, como por exemplo, a utilização de múltiplas portadoras PWM (*interleaved*). Por fim, são mostrados resultados experimentais, a fim de validar as análises teóricas.

Palavras-chave – Filtro Ativo de Potência, Paralelismo de Conversores, Corrente de Circulação, Conversores Estáticos.

MODEL, PWM STRATEGY, CONTROL AND ANALYSIS OF SHUNT ACTIVE POWER FILTERS

Abstract – This paper brings up a comparison study of shunt active power filters (APF) for medium and high power applications. It presents three topologies of APFs, for each one is described: its dynamic model, PWM and control strategies, analysis of grid current harmonic distortions, estimations of switching and conduction losses on semiconductor devices and losses on dc-link capacitors. Techniques are described to improve the system performance and the waveforms quality of the currents. For example by using multiple PWM carriers (*interleaved*). Finally, experimental results are shown in order to validate theoretical analyzes.

Keywords – Active Power Filter, Parallel Converters, Circulating Current, Static Converters.

I. INTRODUÇÃO

A qualidade de energia se tornou uma grande preocupação entre distribuidores e todos os tipos de consumidores

Artigo submetido em 04/03/2013. Revisado em 16/07/2013. Aceito para publicação em 18/09/2013 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

industriais e comerciais. O uso intensivo de cargas não-lineares, tais como aerogeradores [1], retificadores, inversores de frequência, fornos elétricos a arco e computadores têm elevado os níveis de distorção harmônica a patamares elevados sob a perspectiva de qualidade de energia [2].

Alta distorção harmônica de tensão e corrente aumenta as perdas em linhas de transmissão, causa danos e perdas em transformadores, aumenta as perdas em capacitores, elevando a temperatura dos mesmos, e em geral, provoca redução da produtividade e da vida útil de componentes do sistema [3]. Neste contexto, tem-se estimulado o uso de Filtro Ativo de Potência (FAP) como uma alternativa viável para controlar os níveis de harmônicas e reativos em instalações.

Por outro lado, as associações de conversores estáticos em paralelo [4] vêm sendo usadas em diferentes aplicações (retificadores, inversores, FAPs, etc.), devido às suas vantagens frente às topologias convencionais. Estas associações são desenvolvidas com o objetivo de superar as dificuldades em relação aos níveis de correntes suportados pelas chaves de potência. Adicionalmente, para uma capacidade fixa de potência tem-se a redução de esforços das chaves, devido à divisão do fluxo de potência entre os conversores.

Com relação ao desempenho dos filtros ativos, as associações de filtros ativos em paralelo possibilitam a redução: i) da distorção harmônica das correntes de entrada, devido a utilização de múltiplas portadoras PWM [5]; ii) das componentes harmônicas das correntes dos capacitores do barramento CC, aumentando o tempo de vida destes [6]; iii) e das perdas totais nos dispositivos semicondutores, em comparação com as topologias convencionais. Em [7] e [8] são propostas associações de conversores exercendo a função de filtro ativo, conectados em paralelo, sem uso de transformadores e com um ou dois barramentos CC. Abordase também o dimensionamento e a redução dos componentes do sistema, mantendo-se as mesmas perdas e THD. Além de mostrar a influência da técnica de *interleaved*.

Neste trabalho, é realizado um estudo das topologias apresentadas em [7]. Destas topologias de FAP, uma delas é denominada configuração convencional (Conf.C), mostrada na Figura 1(a), e todo o estudo será referenciado a essa topologia. As outras duas topologias são compostas por associações da Conf.C. Uma apresenta dois barramentos CC e é denominada de Conf.2F2B [Figura 1(b)] e a outra topologia compartilha um único barramento CC entre os conversores, denominada de Conf.2F1B [Figura 1(c)]. As principais contribuições

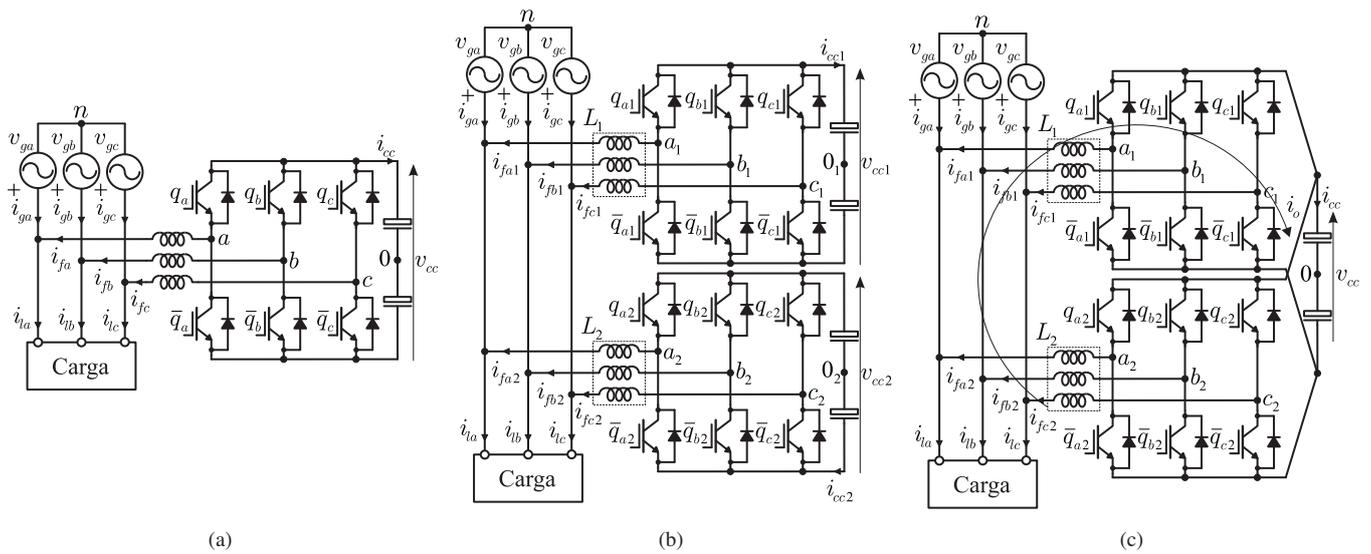


Fig. 1. Topologias de FAPs estudadas. (a) FAP paralelo convencional (Conf.C). (b) FAP paralelo com barramentos individuais (Conf.2F2B). (c) FAP paralelo com barramento único (Conf.2F1B).

deste trabalho são: o modelo dinâmico, estratégia PWM, técnicas de *interleaved* para reduzir as distorções harmônicas das correntes da rede elétrica (mantendo-se os parâmetros do sistema constantes), a apresentação detalhada da influência do fator de distribuição de roda livre μ na distorção harmônica e a análise das perdas de condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores.

II. MODELO DINÂMICO

A. FAP com Barramentos Independentes (Conf.2F2B)

O modelo do FAP paralelo com barramentos independentes, mostrado na Figura 1(b), é apresentado a seguir. Para todas as topologias estudadas, considerou-se a impedância da rede elétrica nula e as correntes da carga fontes ideais.

$$v_{gk} = z_1 i_{fk1} - v_{k1} \quad (1)$$

$$v_{gk} = z_2 i_{fk2} - v_{k2} \quad (2)$$

$$i_{gk} = i_{lk} - i_{fk1} - i_{fk2} \quad (3)$$

$$\sum_{k=a,b,c} i_{k1} = \sum_{k=a,b,c} i_{k2} = \sum_{k=a,b,c} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c} i_{lk} = 0 \quad (4)$$

sendo

$$v_{k1} = v_{k10_1} - v_{n0_1} \quad (5)$$

$$v_{k2} = v_{k20_2} - v_{n0_2} \quad (6)$$

onde v_{gk} são as tensões da alimentação trifásica do sistema, $k = a, b, c$, $z_1 = r_1 + l_1 p$, $z_2 = r_2 + l_2 p$, r_1 , r_2 , l_1 e l_2 são, respectivamente, resistência e indutâncias dos filtros indutivos (L_1 e L_2), $p = d/dt$, v_{k10_1} e v_{k20_2} são as tensões de polo dos conversores, v_{n0_1} e v_{n0_2} são as tensões do neutro da rede elétrica (n) até o ponto médio dos barramentos CC (0_1 e 0_2 , respectivamente). As tensões v_{n0_1} e v_{n0_2} são definidas por

$$v_{n0_1} = \frac{v_{a10_1} + v_{b10_1} + v_{c10_1}}{3} \quad (7)$$

$$v_{n0_2} = \frac{v_{a20_2} + v_{b20_2} + v_{c20_2}}{3} \quad (8)$$

Note que, das seis equações representadas por (1) e (2), apenas quatro são linearmente independentes.

A partir das equações (1)-(3), obtém-se o modelo externo dado por

$$v_{gk} = -\frac{v_{k1} + v_{k2}}{2} + \frac{i_{lk} z_2}{2} - \frac{i_{gk} z_2}{2} + \frac{(z_1 - z_2) i_{fk1}}{2} \quad (9)$$

Para o sistema equilibrado onde $z_1 = z_2 = z_f$, obtém-se

$$v_{gk} = -\frac{v_{k1} + v_{k2}}{2} + \frac{i_{lk} z_f}{2} - \frac{i_{gk} z_f}{2} \quad (10)$$

B. FAP com Barramento Único (Conf.2F1B)

O modelo do FAP paralelo com barramento único, mostrado na Figura 1(c), é definido pelas equações (1)-(3) e (9)-(10). Entretanto, neste caso, as correntes dos nós e as tensões de polo são expressas por

$$\sum_{k=a,b,c} (i_{k1} + i_{k2}) = \sum_{k=a,b,c} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c} i_{lk} = 0 \quad (11)$$

$$v_{k1} = v_{k10} - v_{n0} \quad (12)$$

$$v_{k2} = v_{k20} - v_{n0} \quad (13)$$

onde v_{k10} e v_{k20} são as tensões de polo dos conversores e v_{n0} é a tensão do neutro da rede elétrica (n) até o ponto médio do barramento CC, sendo definida por

$$v_{n0} = \frac{v_{a10} + v_{b10} + v_{c10} + v_{a20} + v_{b20} + v_{c20}}{6} \quad (14)$$

Das equações obtidas pelas malhas de circulação do circuito, obtém-se

$$v_o = -i_o (z_1 + z_2) \quad (15)$$

a tensão v_o de controle da corrente de circulação é dada por

$$v_o = v_{a10} + v_{b10} + v_{c10} - v_{a20} - v_{b20} - v_{c20} \quad (16)$$

e a corrente de circulação i_o é definida por

$$i_o = -i_{fa1} - i_{fb1} - i_{fc1} = i_{fa2} + i_{fb2} + i_{fc2} \quad (17)$$

III. ESTRATÉGIA PWM

A. Configuração 2F2B

As tensões de referência v_{ab1}^* (v_{a1}^* e v_{b1}^*) e v_{ab2}^* (v_{a2}^* e v_{b2}^*) são as tensões de referência fornecidas pelos controladores de corrente dos conversores 1 e 2, respectivamente. Pode-se obter as tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* por

$$v_{c_j}^* = -v_{a_j}^* - v_{b_j}^* \quad (18)$$

com $j = 1, 2$.

Pelas equações do circuito, pode-se escrever as tensões de referência dos filtros, como

$$v_{k_j}^* = v_{k_j0}^* - v_{n0_j}^* \quad (19)$$

Os sinais de gatilho das chaves, dos conversores que compõem o FAP, podem ser obtidos pela comparação das tensões de polo de referência ($v_{k_10}^*$ e $v_{k_20}^*$, com $k = a, b, c$) com o sinal da onda triangular de alta frequência, também chamada de portadora PWM. Essas tensões podem ser obtidas pelas equações (18)-(19), obtendo-se

$$v_{k_j0}^* = v_{k_j}^* + v_{n0_j}^* \quad (20)$$

As tensões auxiliares ($v_{n0_1}^*$ e $v_{n0_2}^*$) podem ser escolhidas de forma independente, desde que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, ou seja

$$v_{n0_j \max}^* = \frac{v_{cc_j}^*}{2} - v_{j \max}^* \quad (21)$$

$$v_{n0_j \min}^* = -\frac{v_{cc_j}^*}{2} - v_{j \min}^* \quad (22)$$

onde $v_{cc_1}^*$ e $v_{cc_2}^*$ são as tensões de referência dos barramentos CC, $v_{1 \max}^* = \max(V_1^*)$, $v_{1 \min}^* = \min(V_1^*)$, $v_{2 \max}^* = \max(V_2^*)$, $v_{2 \min}^* = \min(V_2^*)$, com $V_1^* = \{v_{a1}^*, v_{b1}^*, v_{c1}^*\}$ e $V_2^* = \{v_{a2}^*, v_{b2}^*, v_{c2}^*\}$. As tensões auxiliares ($v_{n0_1}^*$ e $v_{n0_2}^*$) podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre (μ_j), como

$$v_{n0_j}^* = \mu_j v_{n0_j \max}^* + (1 - \mu_j) v_{n0_j \min}^* \quad (23)$$

onde $0 \leq \mu_j \leq 1$. Se $\mu_j = 0$ ou $\mu_j = 1$ um dos braços do FAP opera com a frequência de chaveamento nula, em partes do ciclo da fundamental (neste caso, frequência de 60 Hz). Quando se escolhe o valor de $\mu = 0,5$, é obtido o valor médio entre os máximos e mínimos de $v_{n0_1}^*$ e $v_{n0_2}^*$, centralizando os pulsos de tensões. Existe um μ ótimo para redução de THD, e.g., para um único conversor trifásico $\mu = 0,5$ leva ao menor valor da THD.

Como comentado anteriormente, os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação das tensões de polo de referência com o sinal da portadora PWM. Podendo ser utilizadas uma portadora PWM ou técnicas de *interleaved* com duas ou seis portadoras PWM. Com duas portadoras, utilizam-se portadoras defasadas entre si de 180° . Por outro lado, para seis portadoras PWM, utiliza-se uma para cada braço do conversor. Neste caso, são utilizadas três portadoras para cada conversor defasadas entre si de 120° , de forma que a portadora do braço k_1 é defasada de 180° do braço k_2 . Em ambos os casos, as portadoras PWM possuem a mesma amplitude e frequência constante.

B. Configuração 2F1B

As tensões de referência v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{a2}^* , v_{b2}^* e v_o^* são fornecidas pelos controladores, logo, pelas equações do circuito, pode-se escrever

$$v_{a_j}^* = v_{a_j0}^* - v_{n0}^* \quad (24)$$

$$v_{b_j}^* = v_{b_j0}^* - v_{n0}^* \quad (25)$$

$$v_o^* = v_{a_10}^* + v_{b_10}^* + v_{c_10}^* - v_{a_20}^* - v_{b_20}^* - v_{c_20}^* \quad (26)$$

As equações (24)-(26) não são suficientes para determinar todas as tensões de polo de referência ($v_{k_10}^*$ e $v_{k_20}^*$). Portanto, é necessário introduzir uma variável auxiliar v_{n0}^* , definida por

$$v_{n0}^* = \frac{v_{a_10}^* + v_{b_10}^* + v_{c_10}^* + v_{a_20}^* + v_{b_20}^* + v_{c_20}^*}{6} \quad (27)$$

A partir das equações (27), (24)-(26) e utilizando-se de (18), define-se as tensões de polo de referência, isto é

$$v_{a_j0}^* = v_{a_j}^* + v_{n0}^* \quad (28)$$

$$v_{b_j0}^* = v_{b_j}^* + v_{n0}^* \quad (29)$$

$$v_{c_j0}^* = v_{c_j}^* + \delta \frac{v_o^*}{2} + v_{n0}^* \quad (30)$$

onde $\delta = 1$ se $j = 1$ e $\delta = -1$ se $j = 2$. Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das variáveis v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{a2}^* , v_{b2}^* e v_o^* , fornecidas pelos controladores, e também da tensão auxiliar v_{n0}^* . A tensão v_{n0}^* pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, ou seja

$$v_{n0 \max}^* = \frac{v_{cc}^*}{2} - v_{\max}^* \quad (31)$$

$$v_{n0 \min}^* = -\frac{v_{cc}^*}{2} - v_{\min}^* \quad (32)$$

onde v_{cc}^* é a tensão de referência do barramento CC, $v_{n0 \max}^* = \max(V^*)$, $v_{n0 \min}^* = \min(V^*)$, com $V^* = \{v_{a1}^*, v_{b1}^*, v_{c1}^* + \frac{v_o^*}{2}, v_{a2}^*, v_{b2}^*, v_{c2}^* - \frac{v_o^*}{2}\}$. A tensão auxiliar v_{n0}^* pode ser escrita como

$$v_{n0}^* = \mu v_{n0 \max}^* + (1 - \mu) v_{n0 \min}^* \quad (33)$$

onde $0 \leq \mu \leq 1$.

IV. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A. Configuração 2F2B

Na Figura 2(a), é apresentado o diagrama de controle da Conf.2F2B. Deste diagrama, tem-se que as correntes da carga, i_{lk} (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}), são medidas para que sejam obtidas as componentes reativa e harmônica (rh) a serem compensadas pelo FAP. Após a detecção, o controle de cada conversor é feito de forma independente e idêntica. Isto é, sendo $j = 1$ ou 2 , a tensão v_{cc_j} do barramento CC é regulada por um controlador PI convencional (representado pelo bloco R_c), no valor de referência $v_{cc_j}^*$. O controlador R_c fornece a amplitude de corrente de referência $I_{g_j}^*$, que é uma parcela da corrente da rede de alimentação trifásica. Já o bloco PLL (*Phase-Locked-Loop*) detecta o ângulo (θ) de uma das tensões da rede, para

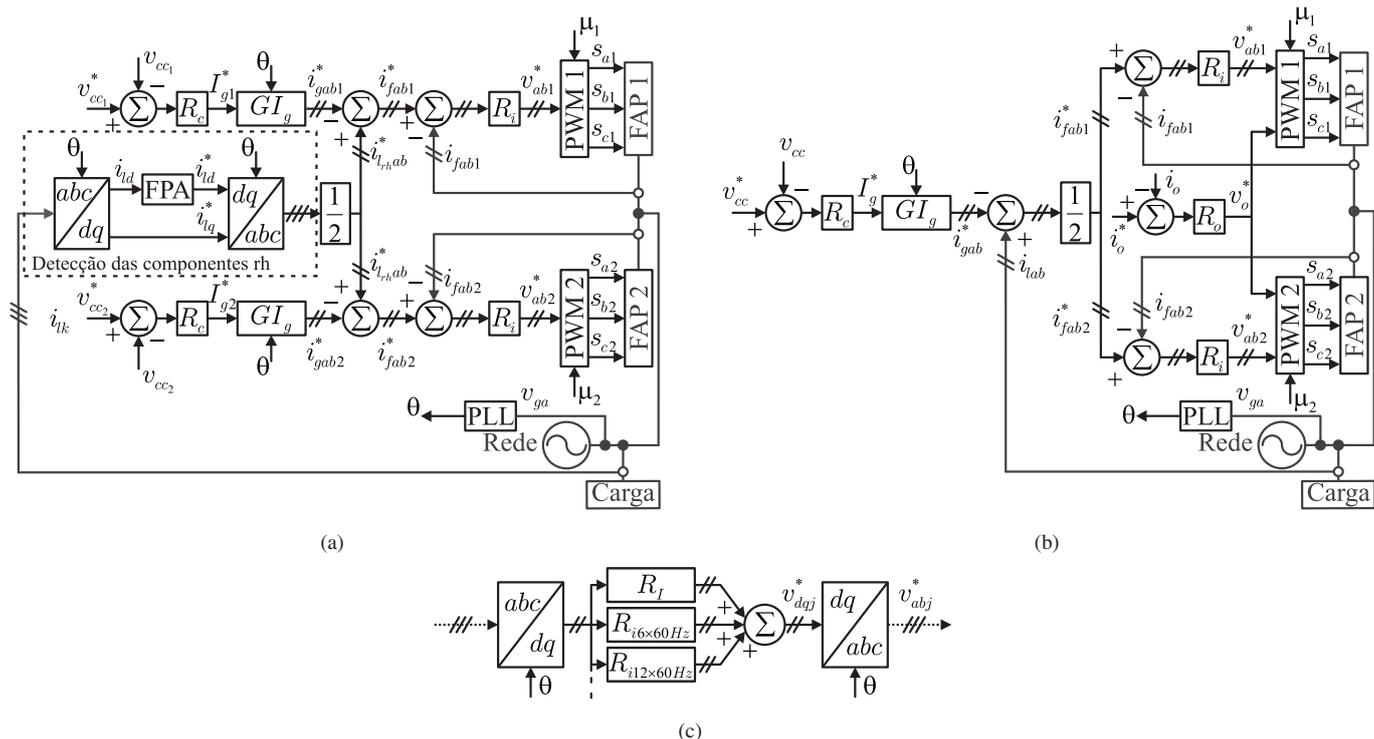


Fig. 2. Diagrama de blocos do controle. (a) Conf.2F2B. (b) Conf.2F1B. (c) Detalhamento do bloco R_i .

isto utilizou-se a técnica $pPLL$ (power-based PLL) apresentada em [9].

O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{gab1}^* (i_{ga1}^* e i_{gb1}^*) e i_{gab2}^* (i_{ga2}^* e i_{gb2}^*) com as tensões da rede trifásica, a partir do ângulo θ e do bloco GI_g . A detecção das componentes reativas e harmônicas da carga ($i_{rh,ab}^*$) a serem compensadas é mostrada no diagrama, para isto utiliza-se um filtro passa-altas (FPA). As correntes de referência internas do FAP, i_{fab1}^* (i_{fa1}^* e i_{fb1}^*) e i_{fab2}^* (i_{fa2}^* e i_{fb2}^*), são obtidas por $i_{rh,ab}^* - i_{gabj}^*$. Estas são reguladas por R_i , este bloco é detalhado na Figura 2(c). Onde os erros em abc são levados para o referencial dq síncrono, utilizando-se a matriz T , dada por

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (34)$$

A partir daí, o controle de corrente é realizado em duas partes: o controle da componente fundamental da corrente (60 Hz) e o controle das harmônicas ($n \times 60$ Hz). Onde a componente fundamental do erro é levada para o referencial dq síncrono se tornando CC. Com isto, utilizam-se controladores PI (R_I). Para o controle das harmônicas, como as componentes de 5ª e 7ª harmônica são de sequência positiva e sequência negativa, respectivamente, após a transformação dq essas componentes estarão localizadas na posição da 6ª harmônica. Isto acontece, também, com as 11ª e 13ª harmônicas, que passarão a localizar-se na 12ª. Generalizando, temos que: as harmônicas de ordem $6n + 1$ (sequência positiva) e as harmônicas de ordem $6n - 1$ (sequência negativa), após a transformação dq síncrona ficarão

localizadas em $6n$, sendo $n = 1, 2, 3, \dots$. Desta maneira, reduzindo o número de controladores pela metade, comparado com a estratégia de controle realizada em cada frequência. A estratégia de controle utilizada neste trabalho foi abordada em [10] e [11]. O controle das componentes harmônicas é implementado utilizando controladores de dupla sequência (ressonante), representados por $R_{in \times 60\text{Hz}}$ no diagrama, sendo definidos por

$$R_{in \times 60\text{Hz}} = 2 \frac{K_{pn}s^2 + K_{in}s}{s^2 + (nw_e)^2}. \quad (35)$$

Para aplicações de FAP, este controlador mostrou-se mais adequado, tendo em vista que é mais seletivo que os demais controladores apresentados na literatura, atuando apenas na frequência em que ele é sintonizado, isto é mostrado em [12].

A saída de todos os controladores são somadas, resultando nas tensões de referência v_{dqj}^* . Utilizando-se a inversa da matriz T , obtém-se as tensões v_{ab1}^* e v_{ab2}^* .

B. Configuração 2F1B

Na Figura 2(b), apresenta-se o diagrama de controle da associação de FAPs paralelo com barramento único para sistemas equilibrados a três fios. Neste caso, as correntes de referência internas do FAP, i_{fab1}^* e i_{fab2}^* , são obtidas por $i_{lab}^* - i_{gab}^*$. Estas são reguladas por R_i . A partir daí, o controle de corrente é realizado da mesma forma do FAP com dois barramentos.

A saída de todos os controladores são somadas, resultando nas tensões v_{dqj}^* . Utilizando-se a inversa da matriz T , obtém-se as tensões v_{ab1}^* e v_{ab2}^* . A corrente de circulação i_o é regulada, no valor de referência nulo, pelo controlador R_o fornecendo a tensão de referência v_o^* .

V. ANÁLISE DA THD

A THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*) é um fator importante para a análise da “poluição” harmônica de uma corrente. Este fator pode ser definido por:

$$THD(p)\% = \frac{100}{Y_1} \sqrt{\sum_{n=2}^p (Y_n)^2} \quad (36)$$

onde $n = 2, 3, 4, \dots$ e p é a ordem da harmônica, Y_1 é a amplitude da componente fundamental, Y_n é a amplitude da n -ésima harmônica e p é o número de harmônicas que será considerado. Para a análise da distorção harmônica, foram realizadas simulações, em regime permanente, de todas as topologias apresentadas neste trabalho, no sistema *por unidade* (p.u.).

As curvas da THD são traçadas em função do fator de distribuição μ , para diferentes números de portadoras PWM. Neste trabalho, a análise da THD é realizada considerando μ dos conversores 1 e 2 independentes para a Conf.2F2B. Isto é, μ_1 e μ_2 podem assumir valores diferentes.

Nesta seção é apresentada e analisada a THD das correntes da rede, i_{gk} , da topologia convencional (C) e das topologias compostas por dois conversores (2F). São considerados os sistemas em malha aberta, assumindo que a compensação das harmônicas e reativos é perfeita. Com isto, observa-se apenas o efeito da frequência de chaveamento na distorção harmônica. Utilizou-se uma (2F-1P), duas (2F-2P) ou seis portadoras PWM (2F-6P) nas topologias 2F. Outras possibilidades podem ser utilizadas.

Na Figura 3(a) é mostrada a THD das correntes i_{gk} , da Conf.2F2B, em função dos fatores de distribuição de roda livre (μ_1 e μ_2), para uma, duas ou seis portadoras PWM. Como foi dito anteriormente, os valores de μ_1 e μ_2 são variados no intervalo de 0 a 1 de forma independente, gerando superfícies simétricas. Observa-se que pode-se obter a THD da Conf.C na superfície 2F-1P em $\mu_1 = \mu_2$. Esta superfície apresenta a menor THD em $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$ ou em $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$. Nota-se também, na mesma figura, que o sistema com duas portadoras PWM (superfície 2F-2P) apresenta correntes com menores distorções harmônicas que as topologias C e a 2F-1P, para todos os valores de μ_1 e μ_2 . Vê-se que, utilizando seis portadoras o valor da THD é menor ou igual (nos casos $\mu_1 = \mu_2 = 0$ ou 1) a THD da topologia com duas portadoras PWM para todos os valores de μ_1 e μ_2 . Estes resultados são comprovados comparando as curvas das correntes da rede dessas configurações para diferentes condições de operação, conforme mostradas na Figura 5.

Na Figura 3(b), são apresentadas as curvas com os pontos ótimos, com os menores valores de THD das superfícies mostradas na Figura 3(a). Na Figura 3(b), observa-se que a curva de THD da topologia C é obtida nos pontos da superfície 2F-1P, onde $\mu_1 = \mu_2 = \mu$. Os pontos com menores THDs da superfície 2F-1P encontram-se na curva onde $\mu = \mu_1 = 1 - \mu_2$. Para as superfícies 2F-2P e 2F-6P, as menores THDs encontram-se nas curvas onde $\mu_1 = \mu_2$. A superfície 2F-2P apresenta dois pontos de menor THD, em $\mu_1 = \mu_2 = 0$ ou 1. Já para superfície 2F-6P, a menor THD encontra-se em $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$.

A partir da equação (10), observa-se que as correntes da rede dependem das tensões geradas pelos conversores. Portanto, essas tensões influenciam na THD dessas correntes. Na Figura 4, são apresentadas as curvas das tensões $v_{a1} + v_{a2}$. Observa-se que para as topologias C e 2F-1P com $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$, o número de níveis de tensões é menor que nas topologias 2F-2P e 2F-6P. Para 2F-1P com $\mu_1 = 1 - \mu_2$ o número de níveis é o mesmo de quando é utilizado duas e seis portadoras PWM. Porém, os pulsos para duas e seis portadoras são melhor distribuídos, sendo que o de seis portadoras apresenta melhor distribuição, de forma que reduz as componentes de alta frequência das correntes da rede, como pode ser visto na Figura 5. Sabe-se que, quanto maior o número de níveis da tensão e melhor sua distribuição, menor será a THD da corrente. Isto comprova o comportamento da distorção harmônica do sistema.

VI. PERDAS NO SISTEMA

A. Perdas no barramento CC

Um aspecto importante no projeto do barramento CC são as componentes de frequência da corrente do capacitor. A corrente RMS e a temperatura do barramento CC são os fatores responsáveis pelas perdas nos capacitores, reduzindo a vida útil dos mesmos. As perdas de potência dos capacitores são calculadas em [13], por

$$P_c^{hf} = 0,45ESR_{(100\text{ Hz})} \sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h) \quad (37)$$

onde P_c^{hf} são as perdas de potência, das harmônicas de alta frequência, causadas pela frequência de chaveamento, ESR é a resistência em série equivalente (do inglês *Equivalent Series Resistance*) e $I_c(h)$ é a componente harmônica da corrente do capacitor. A resistência ESR do capacitor eletrolítico é estimada por diferentes técnicas apresentadas em [13]. A ESR pode ser considerada constante em frequências maiores que 3 kHz [14]. Sendo considerada igual a 45% da resistência medida numa frequência de 100 Hz [6].

Para estimar as perdas de potência nos capacitores do barramento CC, é necessário determinar a corrente RMS no mesmo, esta é definida em [13]. Como a ESR pode ser considerada praticamente constante em altas frequências, as perdas de potência de alta frequência (P_c^{hf}) dependem apenas da componente da corrente RMS de alta frequência $I_{c,RMS}^{hf}$.

São apresentados e analisados os espectros das harmônicas das correntes nos barramentos CC das topologias estudadas neste trabalho. Observa-se na Figura 6(a) o espectro das harmônicas da corrente do capacitor da Conf.C; na Figura 6(b), observa-se o espectro da corrente de um dos capacitores da Conf.2F2B e, na Figura 6(c) o espectro da corrente do barramento da Conf.2F1B, utilizando duas portadoras PWM. Em todos os casos utilizou-se $\mu = 0,5$.

A partir do espectro dessas correntes, obtém-se os dados da Tabela I. Nessa tabela, são observados os valores da relação $I_{c,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ entre a Conf.2F2B ou Conf.2F1B com a Conf.C. Nota-se uma redução de 50% na corrente RMS do barramento na topologia com dois barramentos CC (2B), independente do número de portadoras PWM utilizadas

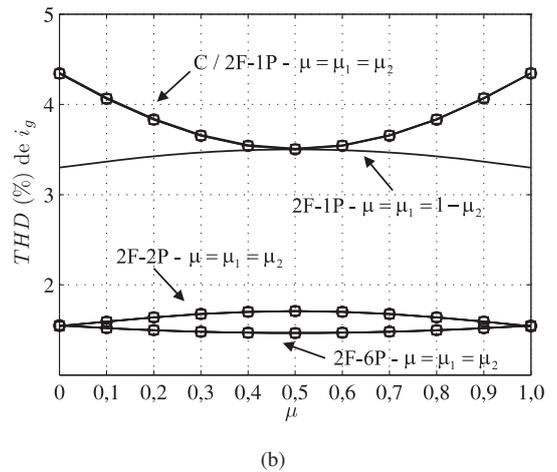
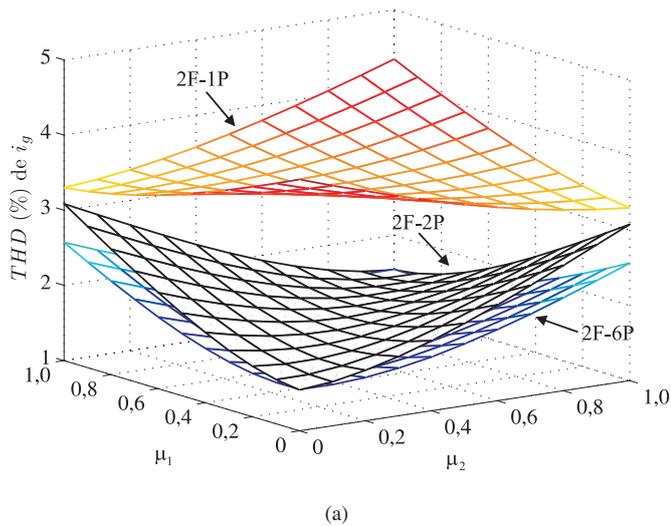


Fig. 3. THD das correntes da rede. (a) THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} em função de μ . Para as topologias compostas por dois conversores (2F) utilizando uma (1P), duas (2P) e seis (6P) portadoras PWM (b) Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} em função de μ .

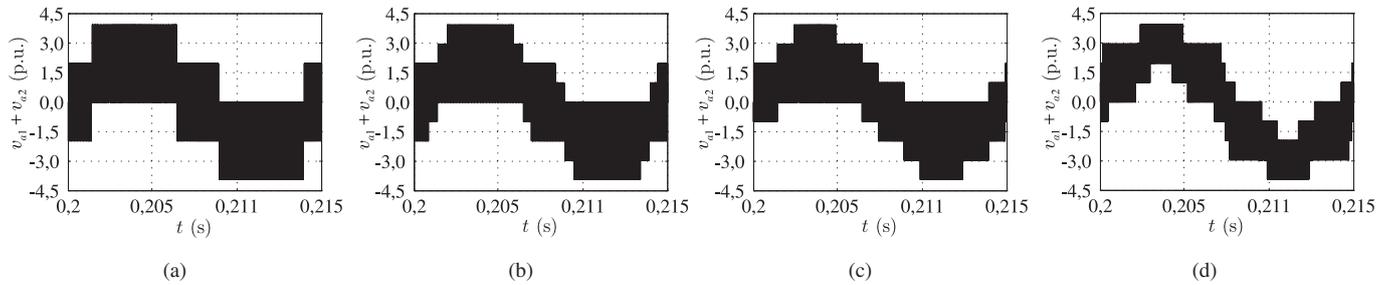


Fig. 4. Tensões $v_{a1} + v_{a2}$. (a) 2F-1P com $\mu = \mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (b) 2F-1P com $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$. (c) 2F-2P para $\mu = \mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (d) 2F-6P com $\mu = \mu_1 = \mu_2 = 0,5$.

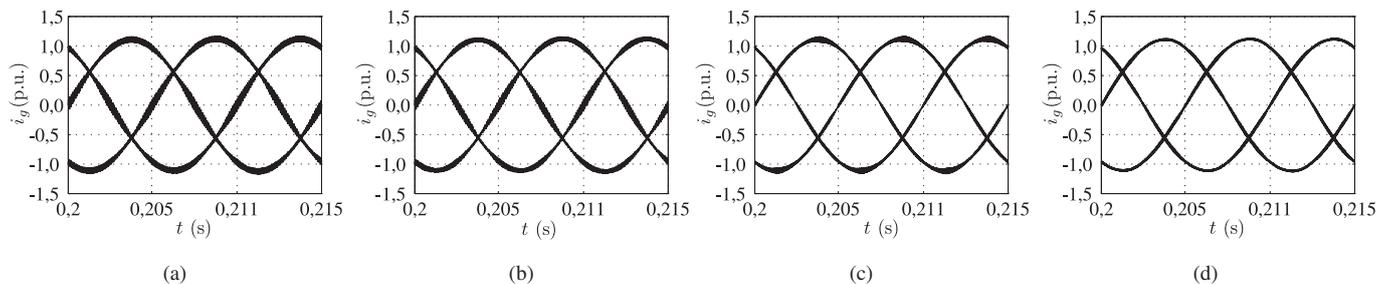


Fig. 5. Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . (a) 2F-1P com $\mu = \mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (b) 2F-1P com $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$. (c) 2F-2P com $\mu = \mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (d) 2F-6P com $\mu = \mu_1 = \mu_2 = 0,5$.

e na topologia com um barramento (1B) ao se utilizar duas portadoras PWM. Esta redução nas perdas da Conf.2F2B é devido à redução da corrente no FAP e para a Conf.2F1B é devido ao cancelamento de metade das harmônicas de alta frequência da corrente do barramento CC, como pode ser visto na Figura 6. Considerando que a capacitância dos barramentos das topologias 2F é igual à da Conf.C. Com isto, a resistência em série da topologia composta por associação é igual à resistência em série equivalente da Conf.C, isto é, $ESR_{(100\text{ Hz})}(2F) = ESR_{(100\text{ Hz})}(C)$. Como a corrente RMS de alta frequência, para uma ou duas portadoras e $\mu = 0,5$,

equivale a 50% da corrente RMS da Conf.C, as perdas de potência de alta frequência (P_c^{hf}) dos dois barramentos CC equivalem a 50% das perdas da Conf.C. Para a Conf.2F1B, considerando as mesmas condições, as perdas do barramento equivalem a 25% das perdas da Conf.C.

B. Perdas nos semicondutores

A estimativa das perdas foi obtida utilizando a técnica apresentada em [15] e [16], a partir de um programa de simulação com chaves ideais. Os modelos simplificados das perdas foram obtidos experimentalmente, baseados

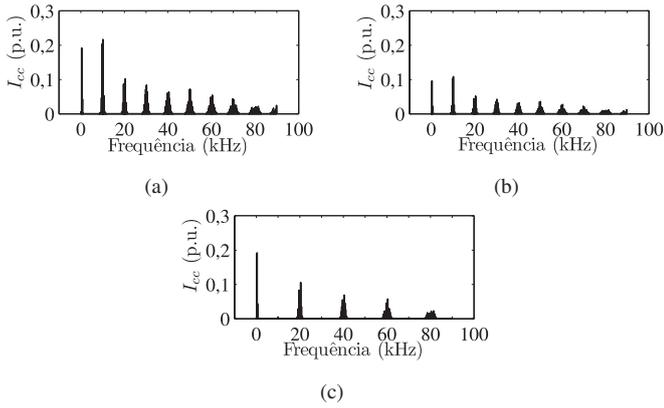


Fig. 6. Espectro da corrente do capacitor (i_{cc}). (a) Da Conf.C e da Conf.2F1B-1P. (b) Da Conf.2F2B com 1P ou 2P. (c) Da Conf.2F1B-2P.

TABELA I
Perdas no barramento CC

NB - NP	$I_{c,RMS}^{h,f}(2F)/I_{c,RMS}^{h,f}(C)$	$P_c^{h,f}(2F)/P_c^{h,f}(C)$
2B - 1P	0,5	50%
2B - 2P	0,5	50%
1B - 1P	1,0	100%
1B - 2P	0,5	25%

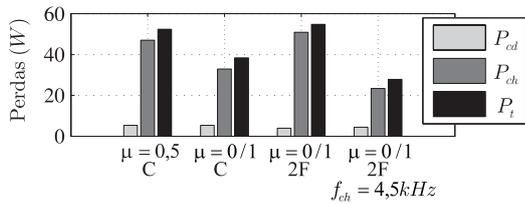


Fig. 7. Perdas das topologias C e 2F.

nas medidas das perdas instantâneas nos dispositivos semicondutores e a partir de um modelo de regressão. No levantamento experimental realizado em [15], utilizou-se uma chave IGBT com módulo dual CM50DY-24H, produzido pela POWEREX, com o drive SKHI-10 da SEMIKRON.

São mostradas na Figura 7, as perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$). Foram analisados alguns cenários específicos onde se obtém baixas perdas ou baixa THD. Na Figura 7, são observadas as perdas da Conf.C para $\mu = 0,5$ e $\mu = 0$ ou 1. Nota-se que, com $\mu = 0$ ou 1, ocorre uma redução em P_{ch} , devido ao grameamento das chaves. Entretanto, neste caso, ocorre um aumento da THD. As topologias 2F, mesmo possuindo o dobro de chaves da Conf.C, as perdas totais excedem em apenas 4% às perdas da Conf.C com $\mu = 0,5$, e, em contrapartida reduzem significativamente a THD. Agora, considerando uma frequência de chaveamento de 4,5 kHz, as topologias 2F apresentam o mesmo valor de THD da Conf.C com $\mu = 0,5$. Entretanto, neste caso as perdas são reduzidas, em relação à Conf.C, em aproximadamente 50%.

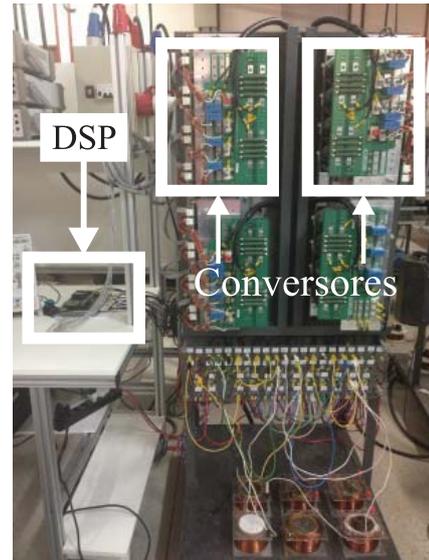


Fig. 8. Plataforma de desenvolvimento experimental.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de uma plataforma experimental, mostrada na Figura 8, controlada por um processador digital de sinais (DSP), TMS320F28335. Utilizou-se frequência de chaveamento de 10 kHz.

Os resultados experimentais da Conf.C com $\mu = 0,5$ são apresentados na Figura 9(a), (b) e (c). Na Figura 9(a), observa-se a tensão v_{ga} e a corrente i_{ga} da rede elétrica. Na Figura 9(b) tem-se a corrente injetada pelo FAP e na Figura 9(c) tem-se a tensão do barramento CC.

Os resultados da Conf.2F1B com uma e duas portadoras PWM e $\mu = 0,5$ são apresentados na Figura 9(d), (e), (f), (g), (h) e (i). Na Figura 9(d), observa-se a tensão v_{ga} e a corrente i_{ga} da rede elétrica, para uma e duas portadoras PWM. Observa-se uma redução na oscilação de alta frequência na corrente da rede ao se utilizar duas portadoras PWM. Já na Figura 9(e), observa-se a corrente do FAP para uma e duas portadoras é notório a redução das correntes do filtro quando comparadas com a da Conf.C [Figura 9(b)]. Neste caso, a oscilação de alta frequência aumenta nas correntes internas ao se utilizar duas portadoras PWM. Este comportamento é observado também na corrente de circulação (i_o) vista na Figura 9(f) para 1P e 2P. Na Figura 9(g), observa-se a corrente da carga. Por fim, a partir das Figuras 9(h) e 9(i) observa-se que a tensão do barramento CC da Conf.2F1B com 1P e 2P, respectivamente, está devidamente controlada. Os resultados apresentados de tensões e correntes da rede, correntes da carga e tensão no barramento CC possuem padrões similares ao da Conf.2F2B. Note que para a Conf.2F2B não existe corrente de circulação e a oscilação de alta frequência das correntes internas do filtro não aumentam com a utilização de duas portadoras PWM.

VIII. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foram estudadas e comparadas três topologias de FAPs paralelos, sendo duas destas compostas

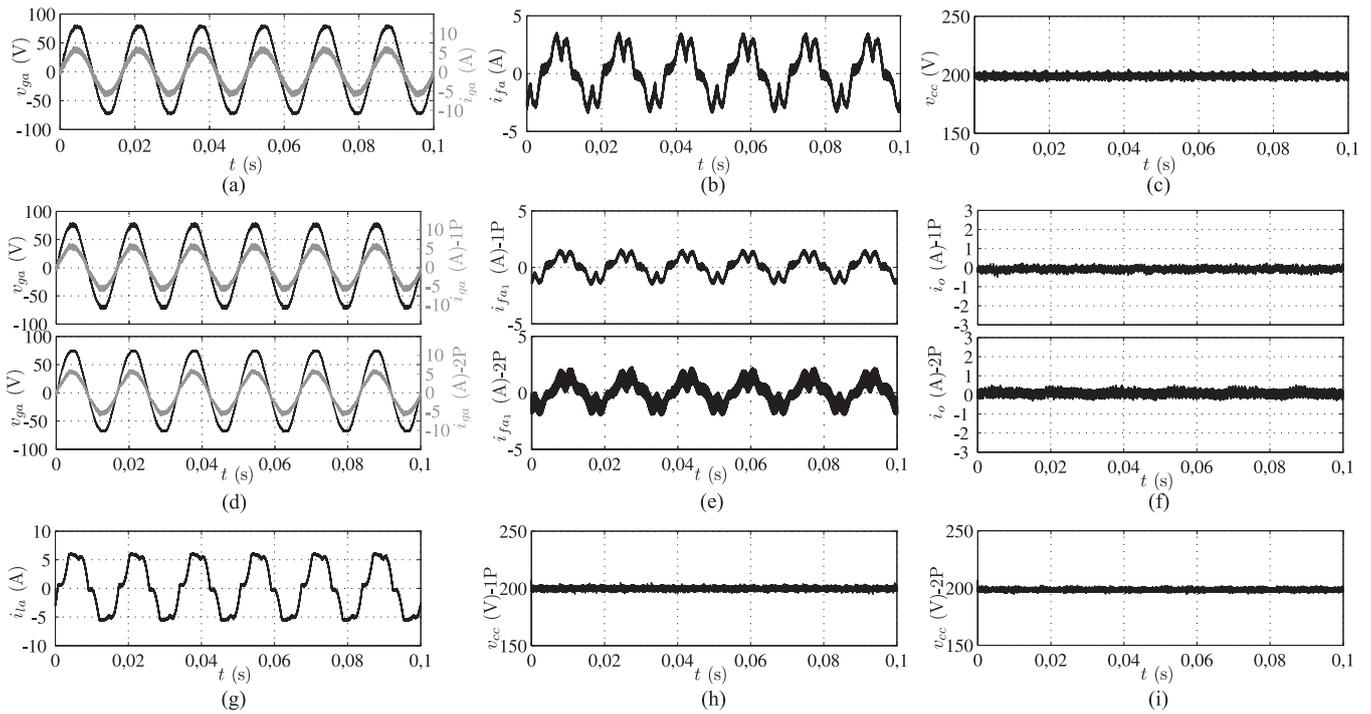


Fig. 9. Resultados experimentais da Conf.C: (a) Tensão e corrente da fase a da rede; (b) Corrente do FAP (i_{fa}); (c) Tensão do barramento CC (v_{cc}). Resultados experimentais da Conf.2F1B para uma ou duas portadoras PWM: (d) Tensão e corrente da fase a da rede para 1P/2P (uma ou duas portadoras PWM); (e) Corrente do FAP (i_{fa1}) para 1P/2P; (f) Corrente da carga (i_{la}). (g) Corrente de circulação (i_o) para 1P e 2P. (h) Tensão do barramento CC (v_{cc}) para 1P; (i) Tensão do barramento CC (v_{cc}) para 2P.

por dois conversores associados em paralelo. As principais contribuições deste trabalho foram as apresentações dos modelos dinâmicos e das estratégias PWM das topologias. O estudo comparativo abordou três critérios: i) a taxa de distorção harmônica da rede; ii) as perdas de alta frequência dos capacitores no barramento CC; iii) e as perdas de condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores, mantendo-se todos os parâmetros das topologias constantes.

Na tabela II, são apresentados os resultados de maior destaque das Conf.2F2B e Conf.2F1B utilizando uma ou duas portadoras PWM para $\mu = 0,5$. Dessa tabela, observa-se que a estrutura que apresenta melhores resultados é a Conf.2F1B, pois é possível obter a mesma distorção harmônica da configuração convencional. Adicionalmente, a Conf.2F1B reduz as perdas de alta frequência do barramento CC e as perdas nas chaves de potência. Isto ocorre devido à técnica *interleaved* que, além de reduzir a oscilação de alta frequência das correntes da rede, provoca a eliminação de metade das harmônicas de alta frequência da corrente do barramento CC. Por outro lado, a oscilação de alta frequência nas correntes internas, ao se utilizar duas portadoras PWM, aumenta devido ao surgimento da tensão v_o .

Apesar de utilizar mais chaves de potência, o investimento inicial das topologias compostas por dois conversores pode ser justificável, especialmente considerando um dos cenários onde essas topologias apresentam vantagens. Além do mais, em aplicações de alta potência pode ser mais viável a utilização de dispositivos de menor potência em paralelo para atender as demandas especificadas.

TABELA II
Resumo dos resultados

Topologia	THD(%) i_g	$P_c^{hJ}(2F)/P_c^{hJ}(C)$	$P_t(2F)/P_t(C)$
2B – 1P	3,5	50%	1,54
2B – 2P	1,75	50%	1,54
1B – 1P	3,5	100%	1,04
1B – 2P	1,75	25%	1,04
1B – 2P 4,5 kHz	3,5	25%	0,53

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq e à CAPES pelo suporte financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] R. Tonkonki Jr., L. A. C. Lopes, J. A. V. Alé, F. D. Adegas, R. S. R. N. Souza, S. M. Islam, K. Tan, and F. S. dos Reis. Mitigação do conteúdo harmônico em aerogeradores usando PFP elevador de chave única. *Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, 12:269 – 276, Nov. 2007.
- [2] J. Stones and A. Collinson. Power quality. *Power Engineering Journal*, 15:58–64, Apr. 2001.
- [3] V. E. Wagner, J. C. Balda, D. C. Griffith, A. McEachern, T. M. Barnes, D. P. Hartmann, D. J. Phileggi, A. E. Emmanuel, W. F. Horton, W. E. Reid, R. J. Ferraro, and W. T. Jewell. Effects of harmonics on equipment. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 8:672 – 680, Apr. 1993.

- [4] I. J. Gabe, J. P. da Costa, M. Stefanello, and H. Pinheiro. Modulação space vector estendida a conversores estáticos com braços em paralelo. *Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, 12:206 – 216, Nov. 2007.
- [5] T. Beechner and Jian Sun. Harmonic cancellation under interleaved PWM with harmonic injection. *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 1515 – 1521, 2008.
- [6] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, J. H. Kim, P. Enjeti, F. Blaabjerg, L. T. Moran, and S. K. Sul. Parallel interleaved inverters for reactive power and harmonic compensation. *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pages 1 – 7, Jun. 2006.
- [7] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P. N. Enjeti, and F. Blaabjerg. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55:1175 – 1189, Mar. 2008.
- [8] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, J. H. Kim, P. Enjeti, F. Blaabjerg, L. T. Moran, and S. K. Sul. An interleaved active power filter with reduced size of passive components. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, page 8 pp., Mar. 2006.
- [9] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza. Comparison of three single-phase PLL algorithms for ups applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55:2923 – 2932, Aug. 2008.
- [10] G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 20:1402 – 1412, Nov. 2005.
- [11] N. da Silva, J. A. Pomilio, and E. A. Vendrusculo. Análise e implementação de filtro ativo híbrido de potência. *Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, 17:575 – 583, Jun./Ago. 2012.
- [12] A. Asiminoaei, C. Lascu, F. Blaabjerg, and I. Boldea. New current control structure for shunt active power filters. *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, 10:183 – 190, Oct. 2006.
- [13] F. D. Kieferndorf, M. Forster, and T. A. Lipo. Reduction of dc-bus capacitor ripple current with PAM/PWM converter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 40:607 – 614, 2004.
- [14] P. Venet, F. Perisse, M. H. El-Husseini, and G. Rojat. Realization of a smart electrolytic capacitor circuit. *Industry Applications Magazine, IEEE*, 8:16 – 20, 2002.
- [15] J. A. A. Dias, E. C. dos Santos, C. B. Jacobina, and E. R. C. da Silva. Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction. In *Brazilian Power Electronics Conference, COBEP*, volume 1, pages 1155 – 1162, Bonito, MS, Brazil, 27-01 set./Oct. 2009.
- [16] M. C. Cavalcanti, E. R. da Silva, D. Boroyevich, W. Dong, and C. B. Jacobina. A feasible loss model for IGBT in soft-switching inverters. In *Power Electronics Specialist Conference, PESC IEEE 34th Annual*, volume 3, pages 1845 – 1850, 15-19 June 2003. Proceedings of the 34th Annual IEEE PESC.
- [17] S. A. Gonzalez, M. I. Valla, and C. H. Muravchik. A phase modulated DGPS transmitter implemented with a CMRC. In *Proc. of COBEP*, volume 02, pages 553–558, 2001.

DADOS BIBLIOGRÁFICOS

Edgard Luiz Lopes Fabricio, nasceu em João Pessoa-PB em 14/11/1986. Recebeu os graus de graduado (2010) e Mestre (2011) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Campina Grande, Brasil. Desde 2012 é professor do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB), João Pessoa, Paraíba. Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, conversores estáticos e filtros ativos de potência.

Cursino Brandão Jacobina, nascido em 1955 em Correntes, Pernambuco, é engenheiro eletricitista (1978) pela Universidade Federal da Paraíba, mestre (1980) e doutor (1983) em Engenharia Elétrica pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France. De 1978 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, acionamento de máquinas elétricas e geração alternativa de energia. Membro da SOBRAEP.

Euzeli Cipriano dos Santos Junior nasceu em Picuí, Paraíba, Brasil. Obteve diploma de engenheiro e de Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil em 2004 e 2005, respectivamente, e o Diploma de Doutor em Engenharia Elétrica em 2007 pela Universidade Federal de Campina Grande participando como pesquisador visitante no Electric Machines & Power Electronics Laboratory na Texas A&M University, College Station, Texas, Estados Unidos entre 2006 e 2007. 2006 a 2009 foi professor do IFPB, na Unidade Descentralizada de Cajazeiras. De Dezembro de 2010 a Março de 2011 foi professor visitante na Universidade de Siegen, Alemanha. De 2009 a 2012 foi professor na Universidade de Campina Grande. Desde 2012 é professor da Indiana University – Purdue University Indianapolis. Seus interesses de pesquisa são Acionamentos elétricos, Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência.

Nady Rocha nasceu em São Gabriel, Bahia, Brasil, em 1982. Recebeu os graus de graduado, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Campina Grande, Brasil em 2006, 2008 e 2010, respectivamente. Desde 2011 é Professor Adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba (UFPB), João Pessoa, Paraíba. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência, Fontes de Energias Renováveis, Máquinas Elétricas e Qualidade de Energia.