

ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DO FILTRO ATIVO UNIVERSAL

Rafael R. Matias¹, Cursino B. Jacobina², Alexandre C. Oliveira², Welflen R. N. Santos¹.

¹Universidade Federal do Piauí - UFPI

Curso de Engenharia Elétrica

Teresina - PI, CEP: 64049-550

rafaelrocha@ufpi.edu.br, jacobina@dee.ufcg.edu.br, aco@dee.ufcg.edu.br, welflen@ufpi.edu.br

² Universidade Federal de Campina Grande

Departamento de Engenharia Elétrica

Campina Grande - PB, CEP 58429-900

Resumo - Este trabalho trata da análise do filtro ativo universal trifásico operando em regime permanente. Este tipo de topologia é capaz de compensar componentes harmônicas na corrente e na tensão, bem como minimizar a circulação energia reativa. A análise proposta expõe que para a execução destas tarefas, a fase da tensão da carga pode assumir qualquer valor. Assim, esse grau de liberdade é explorado para minimizar as perdas nas chaves semicondutoras do conversor. Além disso, são verificados os níveis das amplitudes das correntes e tensões no conversor, da componente fundamental e da 5^a e 7^a harmônicas, quando surgem mudanças na tensão de alimentação, no fator de potência da carga e na relação de espiras do transformador.

Palavras-Chaves – Filtro ativo universal trifásico, Regime permanente, Fase da tensão da carga.

STEADY STATE ANALYSIS OF UNIVERSAL ACTIVE POWER FILTER

Abstract - This paper deals with three-phase universal active power filter operating on steady-state. This topology is capable of compensating current and voltage harmonic and minimize the reactive power flow. The proposed analysis demonstrates that this tasks do not impose any value on the phase of load voltage. So, this degree of freedom is used to minimize the losses in the semiconductor switches. Moreover, the voltage and currents amplitudes of fundamental, 5th and 7th harmonics of the converters are checked when there are changes at grid voltage, power factor of the load and transformer turns ratio.

Keywords – Three-phase universal active power filter, Steady-state, Phase of load voltage.

I. INTRODUÇÃO

O filtro ativo universal é uma topologia empregada na melhoria da qualidade de energia, formada pela junção dos filtros ativos série e paralelo. Originariamente ela foi proposta para a compensação de harmônicos, flicker e desbalanceamentos [1]. Sendo possível, também, adicionar a função de controle do fluxo de potência [2], tornando-a em uma topologia bastante abrangente, explicando a denominação de filtro universal.

Artigo submetido em 19/02/2013. Primeira revisão em 19/04/2013, segunda revisão em 28/08/2013. Aceito para publicação em 28/08/2013, por recomendação do Editor Henrique A. C. Braga.

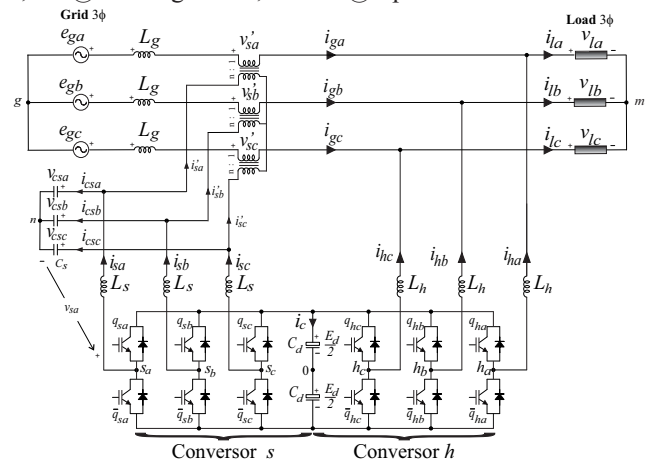


Fig. 1. Estrutura padrão do filtro ativo universal.

O filtro universal é capaz de compensar as componentes harmônicas de uma carga não-linear, tornar o fator de potência da fonte próximo da unidade. Simultaneamente, realiza compensações de componentes harmônicas oriundas da fonte de alimentação, fornecendo com isso uma tensão senoidal equilibrada para a carga.

Neste trabalho é realizado um estudo em regime permanente do filtro universal, na topologia apresentada na Figura 1, onde ao conversor paralelo é dada a função de compensação da corrente da carga e ao conversor série a compensação dos distúrbios da fonte. Com esta análise serão conhecidos os níveis de tensão e corrente destes conversores em relação às variações: na tensão de alimentação, na relação de espiras do transformador e na carga.

Aqui, o conversor série é analisado comportando-se como uma fonte de tensão controlada e o filtro paralelo com uma fonte de corrente controlada, assim, a topologia da Figura 1 é conhecida com UPQC [3]. Quando o filtro paralelo comporta-se como uma fonte de tensão controlada e o filtro série como uma fonte de corrente controlada, a topologia recebe o nome de iUPQC [4].

Em relação a componente fundamental observa-se na topologia que há dois graus de liberdade: amplitude da corrente da fonte principal de alimentação (I_g) e fase da tensão da carga (θ_{v_l}). Sendo que um deles deve ser utilizado para controlar a tensão do barramento cc (E_d). Na estratégia de controle adotada utiliza-se I_g para o controle desta tensão, permitindo que θ_{v_l} assumira qualquer valor.

A análise em regime permanente proposta é empregada para indicar qual o valor ou intervalo de θ_{v_l} é mais recomendado para o filtro universal operar, do ponto de vista das perdas nas chaves semicondutoras. Desta forma, melhorando a

eficiência, reduzindo o nível de tensão e corrente nas chaves semicondutores (barateando a estrutura) e ajudando no dimensionamento dos componentes passivos.

II. MODELAGEM DO FILTRO UNIVERSAL

Sendo a topologia a três fios, a soma das correntes trifásicas é nula e com isso não há corrente de sequência zero, logo não há necessidade de um circuito de sequência zero, apenas de sequência positiva e negativa, que são semelhantes. Sendo assim, o sistema completo pode ser descrito por um único circuito, tal como mostrado na Figura 2.

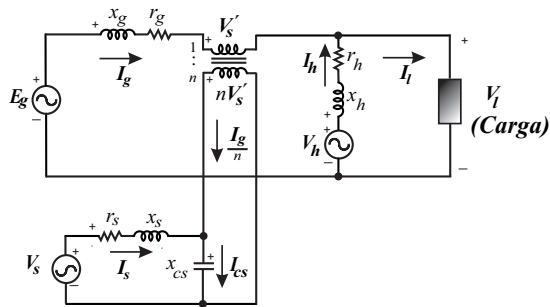


Fig. 2. Circuito equivalente do filtro ativo universal.

A partir desse circuito, utilizando as leis de Kirchhoff chega-se às Equações (1)–(5)

$$E_g - (r_g + jx_g)I_g - V_s' - V_l = 0 \quad (1)$$

$$V_h - (r_h + jx_h)I_h - V_l = 0 \quad (2)$$

$$V_s - (r_s + jx_s)I_s - nV_s' = 0 \quad (3)$$

$$I_g + I_h - I_l = 0 \quad (4)$$

$$I_s + \frac{1}{n}I_g - \frac{n}{jx_{cs}}V_s' = 0 \quad (5)$$

onde:

$$E_g = e_{gd} + je_{gq} \equiv E_g[\cos(\theta_{eg}) + jsen(\theta_{eg})] \quad (6)$$

$$V_s = v_{sd} + jv_{sq} \equiv V_s[\cos(\theta_{vs}) + jsen(\theta_{vs})] \quad (7)$$

$$V_h = v_{hd} + jv_{hq} \equiv V_h[\cos(\theta_{vh}) + jsen(\theta_{vh})] \quad (8)$$

$$V_s' = v_{sd}' + jv_{sq}' \equiv V_s'[\cos(\theta_{vs'}) + jsen(\theta_{vs'})] \quad (9)$$

$$V_l = v_{ld} + jv_{lq} \equiv V_l[\cos(\theta_{vl}) + jsen(\theta_{vl})] \quad (10)$$

$$I_g = i_{gd} + ji_{gq} \equiv I_g[\cos(\theta_{ig}) + jsen(\theta_{ig})] \quad (11)$$

$$I_s = i_{sd} + ji_{sq} \equiv I_s[\cos(\theta_{is}) + jsen(\theta_{is})] \quad (12)$$

$$I_h = i_{hd} + ji_{hq} \equiv I_h[\cos(\theta_{ih}) + jsen(\theta_{ih})] \quad (13)$$

$$I_l = i_{ld} + ji_{lq} \equiv I_l[\cos(\theta_{il}) + jsen(\theta_{il})] \quad (14)$$

O filtro universal é capaz de realizar a compensação harmônica de tensão, de corrente e energia reativa da carga. Para a execução dessas funções observa-se que não há qualquer restrição para a fase da tensão da carga θ_{vl} , de forma que essa possa ser variada livremente para minimizar os níveis de corrente e/ou tensão nos conversores e, conseqüentemente, reduzir a potência circulante no filtro universal.

A variação da tensão do conversor série em função de θ_{vl} pode ser facilmente observada mediante um diagrama fasorial.

Desprezando o termo dependente de I_g em (1), resulta em $E_g = V_s' + V_l$. Assim, foi construído o diagrama fasorial da Figura 3: assumindo $|E_g| = 1,0 pu$ e $\theta_{vl} = 20^\circ, 140^\circ$. Neles se visualiza o aumento do fasor V_s' , a medida que θ_{vl} varia. Implicando na necessidade de uma maior tensão no barramento cc . Portanto, haverá uma maior dissipação de energia nas chaves se θ_{vl} não for devidamente escolhido.

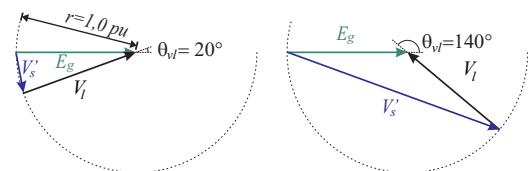


Fig. 3. Diagrama fasorial, simplificado, da tensão V_s' em função de θ_{vl} .

A corrente no filtro paralelo I_h também apresenta uma considerável variação de seu módulo (I_h) em função de θ_{vl} . Tal efeito é melhor evidenciado desenvolvendo-se a Eq. (4), com o intuito de determinar I_h . O resultado é mostrado em (15), onde fica evidenciado a presença de θ_{vl} dentro da função cosseno.

$$I_h = \sqrt{I_l^2 + I_g^2 - 2I_l I_g \cos(\theta_{vl} - \theta_{z_l} - \theta_{i_g})} \quad (15)$$

Analisando (15) percebe-se que o menor valor de I_h ocorre quando $\theta_{vl} = \theta_{z_l} + \theta_{i_g}$, ou seja, quando a tensão da carga é de tal modo adiantada que a corrente da carga fique em fase com a corrente da fonte. Por exemplo, se a carga tiver um fator de potência de 0,8 indutivo ($\theta_{z_l} = 36,87^\circ$), e $\theta_{i_g} = 0^\circ$, a corrente I_h será mínima em $\theta_{vl} = +36,87^\circ$.

Vale ressaltar que utilizando $\theta_{vl} \neq 0^\circ$ os dois conversores passam a compartilhar a tarefa de compensação da energia reativa da carga. Com $\theta_{vl} = 0^\circ$ apenas o conversor paralelo 'h' é responsável pela compensação de reativos da carga.

III. ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE

A análise em regime permanente proposta envolve tanto a componente fundamental quanto as componentes harmônicas de 5ª e 7ª ordens. Inicialmente, será analisado o comportamento da componente fundamental. Para tal, utiliza-se o circuito apresentado na Figura 2. Manipulando-se as Equações (1)–(5), a fim de calcular o valor de I_g , chega-se a (16).

$$(r_s k_1 + r_h + r_g)I_g^2 - (E_g \cos(\theta_{i_g}) - r_s k_2 + 2r_h I_{ld})I_g + r_s k_3 - P_{conv} + P_{carga} + r_h I_l^2 = 0 \quad (16)$$

onde:

$$k_1 = y_{cs}^2 n^2 x_g^2 - 2y_{cs} x_g + 1/n^2 + y_{cs}^2 n^2 r_g^2$$

$$k_2 = 2 \left(x_g (E_g \sin(\theta_{i_g}) - V_l \sin(\theta_{i_g} - \theta_{v_l})) - r_g (E_g \cos(\theta_{i_g}) + V_l \cos(\theta_{i_g} - \theta_{v_l})) \right) y_{cs}^2 n^2$$

$$+ 2 \left(-E_g \sin(\theta_{i_g}) + V_l \sin(\theta_{i_g} - \theta_{v_l}) \right) y_{cs}$$

$$k_3 = y_{cs}^2 n^2 (V_l^2 - 2V_l \cos(\theta_{v_l}) E_g + E_g^2)$$

$$y_{cs} = 1/x_{cs}$$

P_{conv} = soma das potências dissipadas nos conversores.

P_{carga} = potência ativa consumida pela carga.

Por meio de (16) é possível verificar os níveis de tensão e corrente quando se tem variações na: fonte de alimentação (E_g), na relação de espiras do transformador (n) e no fator de potência da carga. Estas análises esclarecerão para qual intervalo de θ_{v_l} o filtro universal operará com menores perdas.

As simulações serão realizadas no sistema pu , utilizando os valores apresentados na Tabela I.

TABELA I

Parâmetros da simulação em regime permanente.

Parâmetro	valor (pu)	Parâmetro	valor (pu)
E_g	1,00	r_g	0,01
S_l	1,00	x_g	0,01
P_{carga}	0,80	r_s	0,01
P_{conv}	0,1	x_s	0,10
n	1,00	x_{cs}	1,00
r_h	0,01	x_h	0,10

A. Comportamento variando-se E_g

A tensão da fonte de alimentação E_g num caso real pode variar de forma imprevisível, os tipos de variações encontradas estão devidamente classificadas em [5]. No caso presente, como se considera apenas a componente fundamental, as variações existentes são na forma de sobretensão ou afundamento (durante um tempo superior a 2 ciclos). Desse modo, as análises foram realizadas para valores de $E_g = 0, 5; 0, 7; 1, 0; e 1, 3 pu$.

Na Figura 4(a) são exibidas as curvas obtidas para V_s . Nela fica claro que é imprescindível conhecer o comportamento do filtro universal em função de θ_{v_l} , pois V_s varia bastante, de valores abaixo de $0, 4 pu$ a aproximadamente $1, 5 pu$ na curva de $E_g = 0, 7 pu$. Na Figura 4(b) também se percebe que I_s varia bastante. Comparando-se essas duas figuras nota-se que a minimização de V_s e I_s em função de θ_{v_l} seguem em sentidos opostos. Para V_s é melhor operar com θ_{v_l} negativo e para I_s o contrário. Devido a essa característica, se faz necessário uma ponderação na escolha de θ_{v_l} , que será melhor compreendida por meio dos resultados seguintes.

B. Comportamento variando-se n

A relação de espiras afeta diretamente o comportamento do conversor série. Aqui, a questão central é descobrir

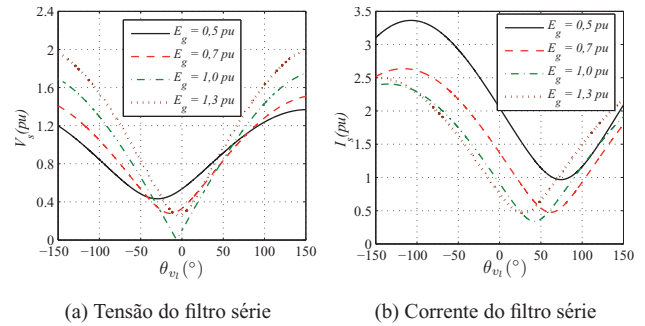


Fig. 4. Curvas de V_s e I_s em função de θ_{v_l} , variando-se E_g .

se é melhor operar com uma tensão V_s maior ($n > 1$) e consequentemente uma menor corrente I_s , ou operar com uma tensão V_s menor ($n < 1$) e consequentemente uma maior corrente I_s .

Com esse intuito, foram geradas curvas de V_s e I_s para $n > 1$ e $n < 1$. Nas Figuras 5(a) e (b) são exibidas as curvas obtidas para V_s , comparativamente percebe-se que $n < 1$ resulta em menores valores. Porém, também é possível perceber que mesmo utilizando $n > 1$ (Figura 5(b)) é possível operar com valores de V_s reduzidos, em $\theta_{v_l} \approx 0^\circ$.

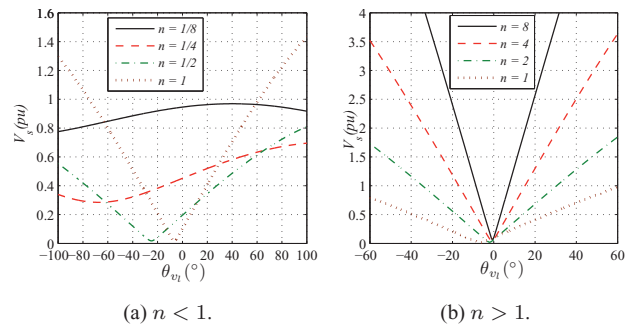


Fig. 5. Curvas de V_s em função de θ_{v_l} , variando-se n .

Já o comportamento da corrente I_s difere do de V_s . Na Figura 6(a) observa-se que o valor de I_s ficou muito elevado para $n < 1$, o que inviabiliza a operação do filtro. Resta apenas empregar $n \geq 1$, que como é mostrado na Figura 6(b), apresenta valores mais razoáveis. Vale ressaltar que $I_s = 1, 0 pu$ corresponde ao valor plena carga da corrente da carga, que é um valor considerável.

Logo, pode-se concluir que a relação de espiras deve-se sempre ser $n \geq 1$, para assim reduzir a corrente no conversor série e consequentemente a potência dissipada no conversor.

C. Comportamento variando-se $f p_{carga}$

Durante a operação do filtro, a carga pode variar o valor do fator de potência. Devido a imposição do fator de potência da fonte ($\theta_{i_g} = 0^\circ$), a corrente I_g é diretamente afetada pela potência ativa da carga. Por esta razão, optou-se em manter a potência aparente da carga em $1, 0 pu$, adotando os fatores de potência de $0, 4; 0, 7 e 1, 0$ indutivos e capacitivos, para a análise em regime permanente. Sendo os demais parâmetros, dados da Tabela I.

O comportamento da corrente I_s está mostrado na Figura 7

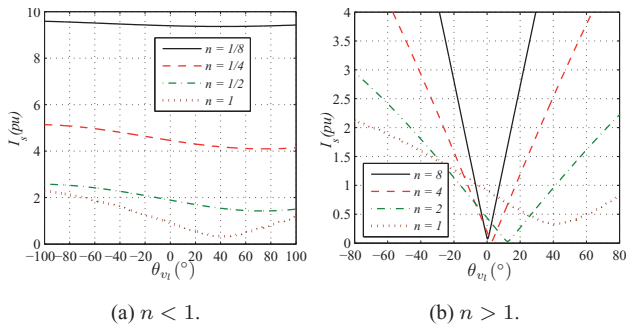


Fig. 6. Curvas de I_s em função de θ_{vl} , variando-se n .

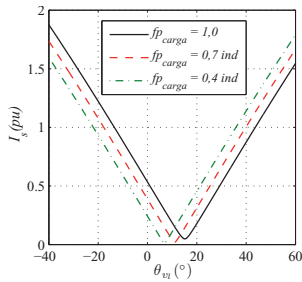


Fig. 7. I_s em função de θ_{vl} , variando-se fp_{carga} .

onde se percebe que há um deslocamento das curvas para a esquerda na medida que o fator de potência vai diminuindo.

A curva de I_h é a que apresenta maior sensibilidade em relação ao fp_{carga} , tal como se observa nas Figuras 8(a) e (b). Nelas o valor mínimo de I_h ocorre sempre quando $\theta_{vl} = \theta_{z_l}$ (já que $\theta_{i_g} = 0^\circ$) e, além disso, o uso de θ_{vl} positivo ou negativo dependerá se a carga for indutiva ou capacitiva, respectivamente.

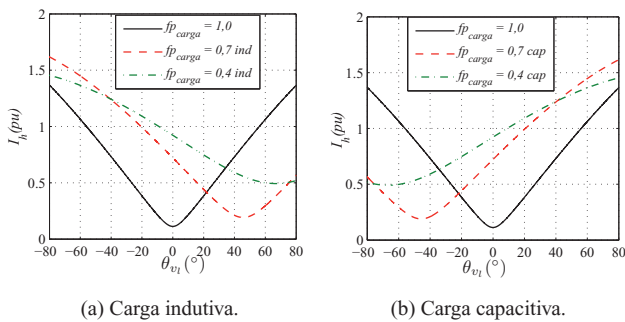


Fig. 8. Curvas de I_h em função de θ_{vl} , variando-se fp_{carga} .

D. Análise em regime permanente considerando 5ª e 7ª harmônicas

Nessa seção será analisado o comportamento em regime permanente do modelo da Figura 2 quando se considera a presença das componentes harmônicas de quinta e sétima ordem.

Tais componentes foram escolhidas por apresentarem, geralmente, as maiores amplitudes. Para a tensão de entrada foram escolhidos: $E_{g5} = 7\%$ e $E_{g7} = 5\%$. Para a corrente da carga foram escolhidos: $I_{l5} = 20\%$ e $I_{l7} = 14\%$.

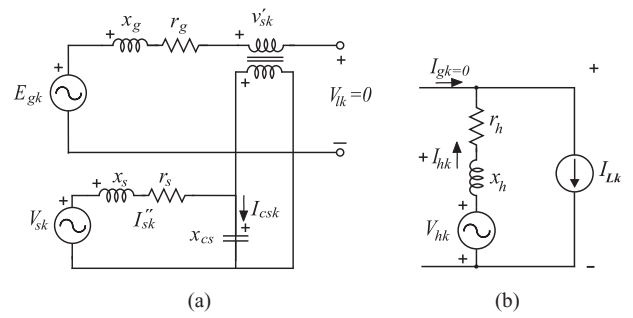


Fig. 9. Circuito equivalente para análise das componentes harmônicas.

Para a análise dos harmônicos de tensão, considerou-se que os mesmos eram gerados exclusivamente pela fonte. Desse modo, para que a componente harmônica da tensão da carga seja zero, deve-se ter $V'_{sk} = E_{gk}$, assim a tensão V_{sk} é calculada segundo o circuito da Figura 9(a).

Para analisar a corrente harmônica provocada pela carga, utilizou-se o circuito da Figura 9(b). Nele considera-se que a corrente do filtro paralelo I_{hk} consegue compensar completamente a corrente da carga I_{lk} , logo, a presença de componentes harmônicas da corrente da fonte é eliminada $I_{gk} = 0$.

A partir dessas considerações foram obtidos os valores RMS da tensão e corrente do conversor série, apresentados na Figura 10(a) e (b), utilizando-se os parâmetros da Tabela I.

Para efeito de comparação foram plotadas na mesma figura, as curvas da componente fundamental, juntamente com a curva da soma da componente fundamental com as componentes harmônicas (ambas as curvas com os valores em RMS). Analisando o comportamento de V_s e I_s na Figura 10 percebe-se que a presença das componentes harmônicas não afetam o formato da curva, ou seja, é mantido o mesmo comportamento do filtro em relação à variação de θ_{vl} . Naturalmente, há uma aumento no valor RMS da tensão e corrente, porém a diferença é sutil.

Na Figura 10(c) e (d) são exibidos os comportamentos de V_h e I_h respectivamente, onde o conversor paralelo atua compensando uma corrente harmônica da carga, ou seja, $I_{hk} = I_{lk}$. Nelas se observa um aumento do valor RMS em relação a curva da componente fundamental. Porém tal aumento não altera o formato das curvas significativamente, de modo que considerar a presença das componentes harmônicas, buscando um modelo mais preciso para o filtro universal, não modifica as conclusões anteriores.

E. Escolha do valor de θ_{vl}

As curvas apresentadas anteriormente mostraram o comportamento do filtro universal frente as variações impostas em E_g , n , fp_{carga} e harmônicos em função de θ_{vl} . Contudo, o questionamento sobre que valor adotar para θ_{vl} ainda não foi devidamente esclarecido. Para poder responder essa pergunta é necessário saber qual a minimização que se deseja para a estrutura. Pode-se ter, por exemplo: redução da tensão ou corrente do conversor série, redução da corrente do conversor paralelo e redução na potência dissipada nos

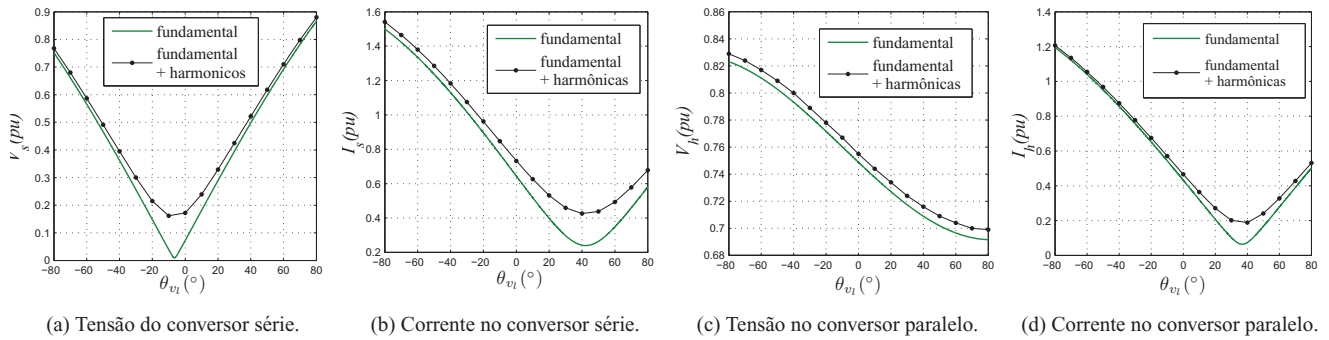


Fig. 10. Curvas de $V_{s,RMS}$ e $I_{s,RMS}$ em função de θ_{vl} , considerando o 5ª e 7ª harmônicos.

conversores.

O critério de redução das perdas no conversor necessita de um maior conhecimento da estrutura como um todo, por isso esse é o escolhido para esclarecer como se deve selecionar θ_{vl} . Nos trabalhos de [6], e [7], percebe-se que a redução das perdas se dá principalmente em função da tensão de barramento do conversor, da amplitude da corrente que circula nas chaves, e da frequência de chaveamento.

A simulação de regime permanente permite que seja feita uma ponderação entre as amplitudes de V_s , I_s , V_h e I_h , para a escolha de θ_{vl} . Inicialmente, avalia-se a tensão do barramento cc , que deve ser a menor possível para minimizar as perdas. Esta é definida pela maior amplitude de tensão entre V_s e V_h . Para realizar essa análise as curvas das tensões V_s e V_h para $E_g = 0,7 pu$ em função de θ_{vl} foram colocadas no mesmo gráfico na Figura 11(a).

Na Figura 11(a) observa-se basicamente três intervalos distintos: um intervalo central onde $V_h > V_s$ (onde o filtro paralelo define a tensão de barramento) e dois intervalos nos extremos onde $V_s > V_h$ (onde o filtro série define a tensão de barramento). Continuando, se observa na Figura 11(b) que o intervalo central fica mais estreito e a inclinação de V_s é mais acentuada para $n = 2$. Para saber qual o intervalo mais adequado, deve-se saber em qual deles se encontra as menores correntes. Com esse intuito, foi reproduzida na Figura 11(c) e (d) as curvas de I_s e I_h para as mesmas condições anteriores.

Comparando as curvas das tensões e correntes se observa que com $n = 1$, os valores mínimos das correntes são encontradas no intervalo central, desse modo, a tensão do barramento fica determinada por V_h . Com $n = 2$ se observa que apenas o mínimo de I_s fica no intervalo central e o mínimo de I_h fica fora, e esse impasse é resolvido do seguinte modo: no intervalo da direita a redução da corrente I_h é menor do que o aumento da tensão V_s , ou seja, buscando o ponto mínimo de I_h a tensão do barramento será determinada por V_s e essa será muito maior do que V_h . Logo, deve-se adotar o intervalo central também para $n = 2$. Tal comportamento se repete para outros valores de $n > 2$.

Este mesmo procedimento não foi adotado para $n < 1$, porque nessa situação a corrente de I_s fica absurdamente elevada, conforme mostrado anteriormente.

Assim, fica definido que para a redução de perdas é melhor adotar o intervalo central. Contudo, vale ressaltar que essa conclusão não é definitiva, pode ocorrer que fora

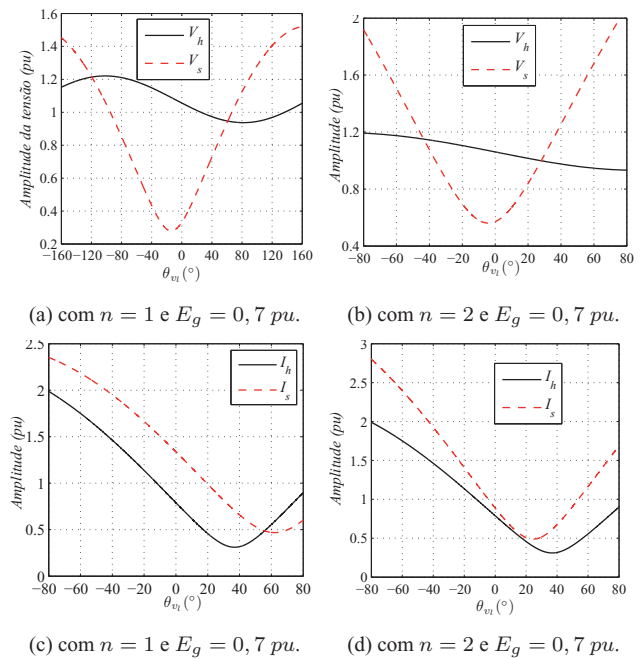


Fig. 11. Curvas de V_s , V_h , I_s e I_h em função de θ_{vl} no filtro universal padrão.

do intervalo central, porém próximo, seja possível encontrar perdas menores nos conversores. O uso do intervalo central é na verdade indicado por ser a região de maior possibilidade de ocorrência das menores perdas dos conversores.

Dentro do intervalo central, o valor de fato de θ_{vl} será então definido mediante a característica da carga, se for indutiva θ_{vl} será igual ao valor do limite extremo da direita porque é o lado onde há as menores correntes. Já se a carga for capacitiva o valor de θ_{vl} estará mais para o lado esquerdo do intervalo, já que a localização do mínimo de I_h muda para cargas capacitivas conforme se observou na Figura 8(b).

Em suma, uma vez definido o projeto do filtro universal, serão empregados os valores nominais de tensão e potência da carga, juntamente com os demais parâmetros, e assim a simulação em regime permanente mostrará, por meio de curvas, o valor de operação para θ_{vl} , seguindo as indicações apontadas.

IV. SISTEMA DE CONTROLE

Na Figura 12 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de controle adotado. Primeiramente, as grandezas são convertidas para o referencial estacionário, eliminando assim um controlador. Para sincronizar a corrente da fonte com a respectiva tensão é empregado um *PLL (Phase Locked Loop)* representado pelo bloco de mesmo nome, gerando um sinal (ωt) que servirá para a geração das referências da corrente na rede e da tensão na carga. Os sinais x_α e x_β são senoides de amplitude unitária sincronizadas com $e_{g\alpha}$ e $e_{g\beta}$ respectivamente, assim para se chegar a $i_{g\alpha\beta}^*$ basta multiplicar $\overline{x_{\alpha\beta}}$ pela amplitude I_g^* , que é a saída do controlador da tensão de barramento capacitivo E_d .

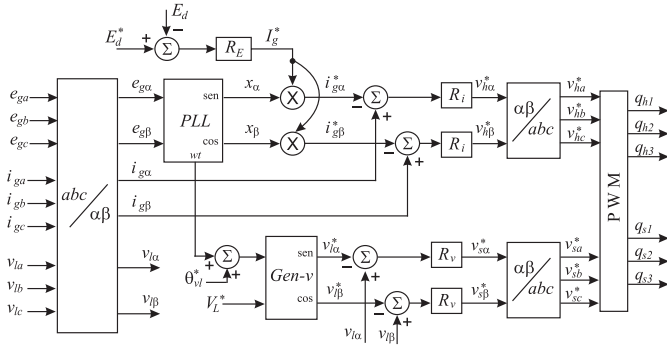


Fig. 12. Sistema de controle do filtro universal padrão.

As referências da tensão da carga são geradas no bloco *Gen - v*. Este bloco recebe um valor de amplitude de referência V_L^* que deve ser igual a $\sqrt{3}V_L$, onde V_L é o valor nominal RMS da tensão da carga, e recebe também o sinal de sincronismo (ωt) que quando adicionado do valor θ_{vl}^* , faz com que seja imposta uma defasagem entre $\overline{e_{g\alpha\beta}}$ e $\overline{v_{l\alpha\beta}}$ de θ_{vl}^* . Como visto anteriormente, o valor de θ_{vl} virá da análise em regime permanente.

Uma vez dispondo das correntes e tensões de referências, elas são comparadas com os valores medidos e o resultado é um sinal de erro que alimenta os controladores de dupla sequência para: corrente R_i e tensão R_v . As saídas desses controladores geram as tensões de referência para o filtro paralelo $\overline{v_{h\alpha\beta}^*}$ e filtro série $\overline{v_{s\alpha\beta}^*}$ que em seguida são convertidas novamente para o sistema *abc* e, por fim, alimentam o bloco *PWM* que por meio destas tensões determina o comando das chaves do conversor (estratégia descrita em [8]).

V. SIMULAÇÃO DINÂMICA

Para análise do filtro universal em função da variação de θ_{vl} , foram adotadas dois tipos de carga: uma carga RL, e uma não-linear. A fim de melhor validar os resultados obtidos da análise em regime permanente.

A. Simulação com carga RL

Os parâmetros adotados para a simulação dinâmica do filtro universal estão apresentados na Tabela II. Esses parâmetros foram utilizados para a carga RL. Na tabela, os valores também são representados em *pu*, onde a tensão de base é a

tensão de pico da entrada ($V_{base} = 220\sqrt{2}$ V) e a potência de base é a potência aparente por fase da carga $S_{base} = 5/3$ kVA. A determinação dos valores das indutâncias e da capacitância de filtro ocorreram seguindo os trabalhos de [9] e [10].

TABELA II
Parâmetros para simulação com carga RL.

Parâmetro	valor nominal	valor (pu)
E_g	380 V	$\sqrt{3}$
E_h	600 V	1,93
S_l	5 kVA	3
$f_{p\text{carga}}$	0,8 ind	-
n	1	-
f_g	60 Hz	-
f_c	10 kHz	-
r_g	0,29 Ω	0,01
r_s	0,29 Ω	0,01
r_h	0,29 Ω	0,01
l_g	0,77 mH	0,01
l_s	15,32 mH	0,2
C_s	4,59 μF	20
l_h	10,0 mH	0,13
C_d	2000 μF	-

Adotando $\theta_{vl} = 0^\circ$ e aplicando um afundamento de 10 % na tensão de alimentação, foram obtidas as correntes da fonte e tensão na carga, mostradas respectivamente nas Figuras 13(a) e (b). Onde se observa o funcionamento adequado dos controladores.

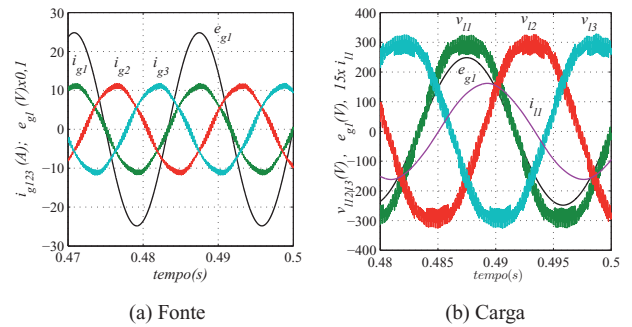


Fig. 13. Tensão e corrente da fonte, e tensão da carga em função do tempo.

Tal como visto anteriormente, o valor mínimo das perdas nos conversores ocorre no intervalo em que V_s é menor que V_h . Para as condições de simulação, este valor será encontrado próximo de $\theta_{vl} = 36,87^\circ$ para $n = 1$ (devido ao fato do $f_{p\text{carga}} = 0,8$ ind).

A fim de visualizar melhor a variação das perdas, calculou-se os seus valores para intervalo de θ_{vl} mais extenso e para várias relações de transformação, sem alterar a tensão do barramento *cc*. Dessa forma, foi gerada a curva mostrada na Figura 14 (a) (para o cálculo das perdas no conversor foi utilizado o procedimento apresentado em [7]). Nela se percebe que com $n < 1$ as perdas ficaram bastantes elevadas, como era previsto. As reduções menores ocorreram para $n > 1$, confirmando a análise em regime permanente.

Ainda na Figura 14(a) pode-se perceber que os intervalos adotados para θ_{vl} são diferentes, a medida que n vai

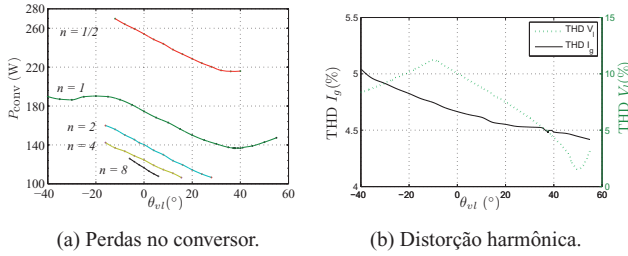


Fig. 14. Perdas nos conversores em função de θ_{vl} e distorção harmônica para $n = 1$.

aumentando, o intervalo fica mais estreito. Isso se deve ao fato de ter sido adotado o critério de não elevar a tensão do barramento cc , mantendo o filtro operando sempre no intervalo onde V_h é maior que V_s , que garante as menores perdas.

Na Figura 14 (b) é exibido o comportamento da taxa de distorção harmônica total (THD) para $n = 1$ de uma das fases da corrente da fonte e da tensão da carga. Os valores obtidos para $\theta_{vl} = 37.42^\circ$ ficaram abaixo de 5 %.

B. Simulação com ponte retificadora como carga

Empregando uma ponte retificadora à diodos, 3ϕ , alimentando uma carga RL, foi necessário alterar o valor empregado para l_h que agora é 8,0 mH e a tensão do barramento aumentou para 700 V. Os parâmetros do filtro série também foram modificados: $l_s = 11,2$ mH e $C_s = 10$ μ F, conforme [9] e [10].

Para a verificação do controle da regulação da tensão da carga executado pelo filtro série, foi imposto um afundamento de 20 % na amplitude E_g , ou seja, a tensão de fase passou a ser $e_{ga} = 248,9 \cos(\omega t)$, enquanto a tensão de fase de referência para a carga era de $v_{la}^* = 311,13 \cos(\omega t + \theta_{vl})$.

Cinco valores de θ_{vl} foram utilizados e na Figura 15 são apresentados os resultados obtidos utilizando $\theta_{vl} = -20^\circ$, onde nota-se que o controle de corrente é satisfatório, bem como o de tensão, que manteve a tensão da carga regulada. Na Tabela III estão apresentados os resultados obtidos de taxa de distorção harmônica total, correntes e estimativa de perdas no conversor. Nesta tabela o menor valor de perdas foi encontrado para $\theta_{vl} = 20^\circ$ que é o valor estimado para o ângulo da carga.

TABELA III

Resumo dos resultados obtidos da simulação do filtro universal padrão com carga não-linear.

	Com afundamento de 20% em E_g				
Fase θ_{vl}	-20°	-10°	0°	$+10^\circ$	$+20^\circ$
THD_{i_g} (%)	4,8	4,83	4,83	4,76	4,85
THD_{v_l} (%)	1,99	2,05	2,31	2,08	2,21
I_h (A _{RMS})	6,98	5,61	4,59	3,73	3,73
I_s (A _{RMS})	4,58	4,13	3,81	3,3	2,9
P_{conv} (W)	319	289	264	238	228

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a obtenção de resultados experimentais, utilizou-se um protótipo com os parâmetros indicados na Tabela. IV. Com chaves do tipo IGBT, operando a uma frequência de 10 kHz.

Durante o experimento a amplitude de referência da tensão da carga foi de 40 V para quatro valores de θ_{vl} : -20° , -10° , 0° e $+10^\circ$.

Na Figura 16 são exibidos os resultados obtidos para $\theta_{vl} = -10^\circ$. Na Figura 16(a) e exibida a corrente na fonte antes do funcionamento do filtro ($THD_{i_g} = 15$ %). Após a entrada do filtro em operação a taxa de distorção harmônica é reduzida para menos de 5%, conforme observa-se nas Figuras 16(b) e (c). A corrente que circula nos conversores série (canal 1) e no conversor paralelo (canal 2) é mostrada na Figura 16(d). Na Figura 16(e) é mostrada a tensão na carga com o filtro em operação. Por último, na Figura 16(f) observa-se a tensão no barramento cc , devidamente controlada no valor de referência de 100 V.

TABELA IV

Parâmetros da análise experimental do filtro universal.

$E_{g,linha}$	60 (V _{RMS})
f_g	60 Hz
E_d	100 V
C_{Ed}	4,4 mF
l_h	≈ 2 mH
l_s	≈ 2 mH
C_s	≈ 10 μ F
n	1:1

Na Tabela V estão reunidos os resultados obtidos. Para todas as fases, a THD da corrente ficou em torno de 3,5 %. O menor valor da corrente do filtro série foi encontrado para $\theta_{vl} = 0^\circ$, e menor valor de I_h ocorreu em $\theta_{vl} = +10^\circ$. A potência foi medida em apenas uma fase, e indicou que o filtro operou com melhor rendimento para $\theta_{vl} = 0^\circ$. Caso a carga fosse mais indutiva, as menores perdas seriam encontradas para $\theta_{vl} > 0^\circ$.

TABELA V

Resumo dos resultados obtidos experimentalmente para o filtro universal padrão.

	θ_{vl}			
	-20°	-10°	0°	$+10^\circ$
THD_{i_g} (%)	3,50	3,49	3,54	3,42
I_s (A _{RMS})	4,26	3,22	3,63	5,31
I_h (A _{RMS})	2,06	2,23	1,74	1,47
P_{fonte} (W)	183	163	146	160

VII. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi explorada a operação do filtro ativo universal em regime permanente, tendo como foco: um maior detalhamento do comportamento do filtro e redução da potência dissipada nos conversores. Foi observado que: grande parte dos trabalhos pesquisados sobre o tema não abordam a fase da tensão da carga e que esta topologia pode operar com qualquer valor de θ_{vl} , sem alterar os objetivos de controle. Assim, variando-se θ_{vl} pôde-se encontrar um intervalo de operação de maior rendimento, sem portanto, aumentar custos ou mudanças na topologia, bastando alterar apenas o sistema de controle. Os resultados de simulação e experimental mostraram que alterar o valor de θ_{vl} é

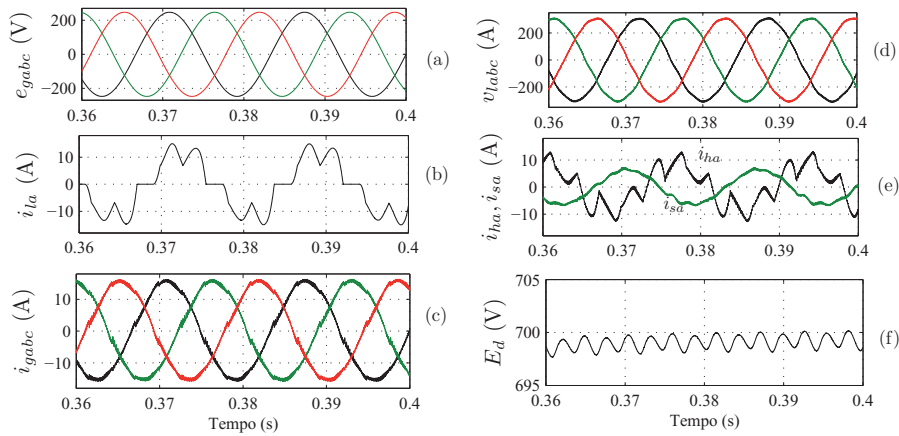


Fig. 15. Simulação dinâmica do filtro universal padrão com $\theta_{vl} = -20^\circ$: (a) Tensão de alimentação, (b) Corrente da carga, (c) Corrente de alimentação, (d) Tensão na carga, (e) Correntes nos filtros, (f) Tensão no barramento cc.

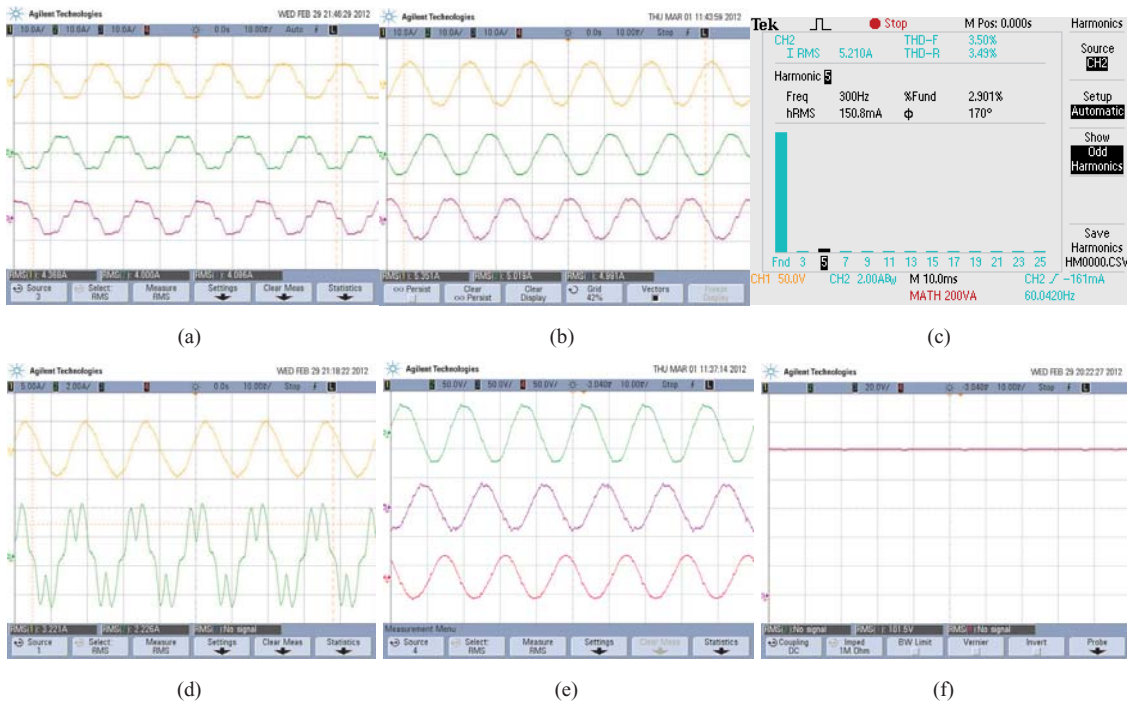


Fig. 16. Resultados experimentais: (a) Corrente na fonte antes da operação do filtro, (b) Corrente na fonte após da operação do filtro, (c) THD da corrente da fonte após a operação do filtro, (d) Corrente no conversor série (canal 1) e no paralelo (canal 2), (e) Tensão na carga, (f) Tensão no barramento cc.

possível e indispensável para evitar um dimensionamento demasiado, bem como desperdício de energia na topologia. Em trabalho futuro será investigado uma forma de selecionar automaticamente o valor de θ_{vl} .

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq e CAPES pelo suporte financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] H. Fujita and H. Akagi. The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 13(2):315–322, mar 1998.
- [2] M. Aredes, K. Heumann, and E.H. Watanabe. An universal active power line conditioner. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 13(2):545–551, apr 1998.
- [3] V. Khadkikar. Enhancing electric power quality using upqc: A comprehensive overview. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(5):2284–2297, 2012.
- [4] M. Aredes and R.M. Fernandes. A dual topology

- of unified power quality conditioner: The iupqc. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pages 1–10, 2009.
- [5] Ieee recommended practice for monitoring electric power quality. *IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)*, pages c1 –81, 26 2009.
- [6] Marcelo Cabral Cavalcanti. *Estudo de Perdas em Inversores Alimentados por Tensão Pulsada no Barramento de Corrente Contínua*. PhD thesis, Universidade Federal de Campina Grande, 2003.
- [7] José Artur Alves Dias. *Conversores Monofásico-Trifásicos com Otimização de Perdas, Tolerância à Falha e Comparação Multicritério*. PhD thesis, Universidade Federal de Campina Grande, 2010.
- [8] C.B. Jacobina, A.M. Nogueira Lima, E.R.C. da Silva, R.N.C. Alves, and P.F. Seixas. Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 16(3):351 –359, may 2001.
- [9] A. Chaoui, J.-P. Gaubert, F. Krim, and L. Rambault. On the design of shunt active filter for improving power quality. In *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pages 31 –37, 30 2008-july 2 2008.
- [10] E. R. Ribeiro and I. Barbi. Harmonic voltage reduction using a series active filter under different load conditions. *IEEE transactions on power electr.*, 21(5):1394 – 1402, sept 2006.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rafael R. Matias Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande (2005), mestrado em Engenharia Elétrica pela UFCG (2007) e doutorado em Engenharia Elétrica na mesma instituição (2012). Atualmente é professor no curso de engenharia elétrica da UFPI. Tem experiência na área de Eletrônica Industrial e acionamentos de máquinas elétricas.

Cursino B. Jacobina Concluiu o doutorado em Génie Electrique no Institut National Polytechnique de Toulouse em 1983. Em outubro de 1995 foi aprovado em Concurso Público de Provas e Títulos para Professor Titular do DEE da UFPB. Desde abril de 2002 é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFCG. Foi membro de comitês de assessoramento do CNPq e da CAPES e da Câmara Superior de Pós-Graduação da UFCG. Orientou teses de doutorado e dissertações de mestrado. Atua na área de Eletrônica de Potência.

Alexandre C. Oliveira Nasceu em Fortaleza, Ceará, Brasil, em 1970. Possui graduação em Engenharia Elétrica pela UFPB (1993), mestrado em Engenharia Elétrica na mesma instituição (1995) e doutorado em Engenharia Elétrica pela UFCG (2003). Desde de novembro de 2004 é professor no Departamento de Engenharia Elétrica da UFCG, Paraíba, Brasil. As áreas de atuação incluem sistemas de acionamento, eletrônica de potência e qualidade de energia.

Weflen R. N. Santos Nasceu em São Luís, Brasil, em 1979. Possui graduação em Engenharia Elétrica Industrial pelo

CEFET-MA (2004), mestrado em Engenharia Elétrica pela UFCG (2006) e doutorado em Engenharia Elétrica pela UFCG (2010). Atualmente é professor na UFPI. Tem experiência na de Automação Eletrônica de Processos Elétricos e Industriais, atuando principalmente em: eletrônica industrial, sistemas de controle e acionamento de máquinas elétricas.