

COMPENSAÇÃO TOTAL E PARCIAL DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS DE CORRENTE UTILIZANDO CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE

AUGUSTO SIQUINELLI PADULA*, ELIAN JOÃO AGNOLETTI*, RODOLPHO V. A. NEVES*,
RICARDO Q. MACHADO*, VILMA A. OLIVEIRA*

**Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade de São Paulo
São Carlos, SP, Brasil*

Emails: augustopadula@usp.br, elianmt@usp.br, rodolphon@sc.usp.br, rquadros@sc.usp.br,
voliveira@usp.br

Abstract— Harmonic disturbance is an issue that can be solved using active filters connected at the point of common coupling (PCC). Power inverter based distributed generation systems (DG)s can operate as active filters as well as supplying power to the grid. This work proposes the development of a adaptative resonant proportional controller (PR) for three-phase current-controlled voltage source inverters (VSI) present in microgrids, as a way to control the injected power in the grid and compensate partial or total harmonic components of current in the PCC. The results have shown that adaptive controllers could mitigate the harmonic distortion caused by both a local load connected to the PCC keeping the total harmonic distortion of current (THD_i) and individual of current (IHD_i) within maximum harmonic tolerated distortion.

Resumo— O distúrbio harmônico é um problema que pode ser resolvido utilizando filtros ativos conectados ao ponto de acoplamento comum (PAC). Os sistemas de geração distribuída (GD) baseados em inversores de potência podem operar como filtros ativos além de fornecer energia à rede elétrica. Este trabalho propõe o desenvolvimento de um controlador proporcional ressonante (PR) adaptativo para os inversores trifásicos que operam como fontes de tensão controlados por corrente, como forma de controlar a potência injetada na rede elétrica, além de realizar a compensação parcial ou total de componentes harmônicas de corrente no PAC. Os resultados mostraram que o controlador PR adaptativo poderia mitigar parcialmente ou totalmente a distorção harmônica de corrente causada por uma carga não linear local conectada ao PAC, mantendo a distorção harmônica total (DHT) e individual (DHI) dentro de valores máximos aceitáveis.

Palavras-chave— Controlador proporcional ressonante. Compensação harmônica. Distorção harmônica. Filtro ativo. Geração distribuída. Inversores. Microrrede.

Nomenclatura

$\alpha\beta$	Coordenadas alfa-beta
DHI _{ig}	Distorções harmônicas individuais da corrente i_g
DHI _{icarga}	Distorção harmônica individuais da corrente i_{carga}
DHT _{ig}	Distorção harmônica total da corrente i_g
DHT _{icarga}	Distorção harmônica total da corrente i_{carga}
DH _{ref}	Distorção harmônica de referência
f_{res}	Frequência de ressonância do filtro LCL
F_{r_h}	Ganho ressonante de ordem harmônica h acoplado ao ganho proporcional K_p
h	Ordem harmônica
$I_{ref\alpha\beta 1}$	Parcela fundamental da corrente de referência em coordenadas alfa-beta
$I_{ref\alpha\beta 5,7,11,13}$	Parcela harmônica da corrente de referência em coordenadas alfa-beta
$I_{ref\alpha\beta}$	Referência total de corrente em coordenadas alfa-beta
i_{carga}	Corrente trifásica total das cargas locais
i_{inv}	Corrente trifásica nos indutores L_1
i_g	Corrente trifásica no PAC
i_o	Corrente trifásica nos indutores L_2
I_1	Corrente de frequência fundamental
K	Ganho proporcional do SOGI
K_{ap}	Ganho proporcional do bloco ganho adaptativo
K_{ai}	Ganho do integrador do bloco ganho adaptativo
K_1	Ganho de realimentação da corrente i_{inv} para o amortecimento ativo
K_h	Ganho ressonante de ordem harmônica h
K_p	Ganho proporcional do controlador PR
L_1	Indutor um
L_2	Indutor dois
P_{ref1}	Potência ativa trifásica fundamental desejada
Q_{ref1}	Potência reativa trifásica fundamental desejada
R_1	Resistência do indutor L_1
R_2	Resistência do indutor L_2
T_i	Tempo de integração
V_c	Tensão no capacitor
V_{cc}	Fonte de tensão contínua ideal

V_{inv}	Tensão de saída do inversor
$V_{pac\alpha\beta 1}$	Tensão fundamental no ponto de acoplamento comum em coordenadas alfa-beta
V_{pac}	Tensão trifásica no PAC
Y	Saída do SOGI em coordenada α
Y'	Saída do SOGI em coordenada β
ω_0	Frequência fundamental da rede elétrica em radianos

1 Introdução

O inversor é um dos principais dispositivos utilizados na geração distribuída (GD), como as microrredes, que envolvem diferentes fontes de geração. Além da capacidade de converter tensões e correntes contínuas para alternada e vice-versa, o inversor pode controlar o fluxo bidirecional de energia, determinando as potências ativa e reativa injetadas ou consumidas da rede elétrica, tornando-se o dispositivo mais adequado para a utilização em microrredes conectadas à rede elétrica (Nascimento et al., 2014).

O inversor também pode ser utilizado para gerar componentes harmônicas, ou seja, múltiplas da frequência fundamental, possibilitando a minimização de componentes harmônicas no ponto de acoplamento comum (PAC), visto que o fornecimento dessas às cargas locais minimiza a distorção harmônica de corrente da rede elétrica. Isso é possível uma vez que o fornecimento agora se dá por meio do inversor e não da rede elétrica, dessa forma melhorando a qualidade de energia no PAC

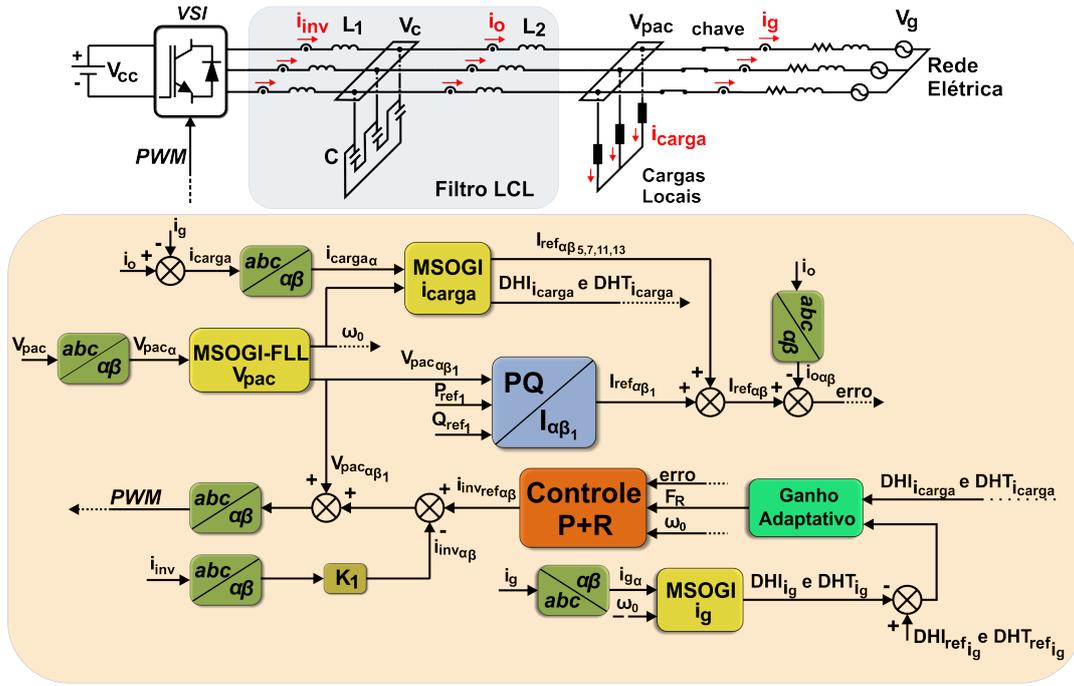


Figura 1: Geração distribuída e diagrama de controle utilizados.

(Li and He, 2014).

Portanto, a utilização de novas estratégias de controle possibilita a operação multitarefa do inversor e permite realizar tanto o controle das potências ativa e reativa injetadas na rede elétrica, quanto a compensação harmônica.

Este trabalho propõe uma estratégia de controle multitarefas para inversores trifásicos presentes nas GDs que operam em controle de corrente/potência. Essa estratégia é composta por um controlador PR com ganhos ressonantes adaptativos para o controle da distorção harmônica de corrente via compensação parcial ou total das componentes harmônicas presentes no PAC e tem como objetivo maximizar o aproveitamento da energia disponibilizada aos inversores presentes nas GDs para a injeção de potência ativa na rede elétrica.

2 Descrição do sistema

O sistema utilizado é composto por um *VSI*, do inglês *Voltage Source Inverter*, de seis pulsos acoplado a um filtro LCL. Esse conjunto é conectado à rede elétrica somente a três fios, conforme Fig. 1.

Para o desenvolvimento da estrutura de controle deste sistema, segundo Fig. 1, primeiramente é necessária a aferição das correntes e tensões trifásicas no PAC, além das correntes trifásicas nos indutores do filtro LCL, as quais são transformadas para coordenadas $\alpha\beta$, em razão de em sistemas equilibrados possibilitarem a redu-

ção no número de malhas de controle (Christian et al., 2013), vez que para sistemas trifásicos é necessário um loop de controle para cada fase. Em contrapartida, são necessários apenas dois loops utilizando as coordenadas $\alpha\beta$.

Em relação à minimização da distorção harmônica no PAC, essa ocorre quando o inversor produz as componentes harmônicas que as cargas locais não lineares exigem, evitando que a corrente distorcida seja provida pela rede elétrica. Todavia, para que o inversor consiga produzir tais componentes, é necessária a geração de uma corrente de referência para a estrutura de controle, definida através da corrente de saída do filtro LCL subtraída pela corrente no PAC. Desse modo, obtêm-se a corrente total das cargas locais que é processada através do *Second Order Generalized Integrator (SOGI)*, detalhado posteriormente, extraindo o conteúdo de corrente harmônica necessária para o controle, a qual é denotada por $I_{ref\alpha\beta_{5,7,11,13}}$.

Analogamente a essa ação, é extraído do PAC o conteúdo harmônico da corrente para os cálculos da distorção harmônica total e individual, além da componente fundamental de tensão, tal como sua frequência através do *Frequency Locked Loop (FLL)* associado ao *SOGI*.

O controle de injeção de potências ativa e reativa na rede elétrica é realizado através da parcela fundamental da corrente de referência $I_{ref\alpha\beta_1}$, da qual é dependente dos valores de potência ativa P_{ref_1} e reativa Q_{ref_1} escolhidos para geração, conforme seguinte equação demonstrada por Yazdani and Iravani (2010):

$$\begin{bmatrix} I_{ref\alpha_1} \\ I_{ref\beta_1} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{V_{pac\alpha_1}^2 + V_{pac\beta_1}^2} \begin{bmatrix} V_{pac\alpha_1} & V_{pac\beta_1} \\ V_{pac\beta_1} & -V_{pac\alpha_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref_1} \\ Q_{ref_1} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Nota-se também em (1) que a referência fundamental depende das tensões da rede elétrica. Assim, para que a referência não seja contaminada com componentes harmônicas, utiliza-se o *SOGI* para a extração somente da componente fundamental de tensão da rede elétrica no PAC.

Sendo assim, a referência total de corrente $I_{ref\alpha\beta}$ para o controlador PR adaptativo é igual à parcela de referência harmônica, somada à parcela de referência fundamental.

3 Extração de Componentes Harmônicas

O *SOGI* é um componente utilizado para a extração das componentes fundamentais e harmônicas de tensão e corrente no PAC, possibilitando a geração da corrente de referência e estimação da distorção harmônica total de corrente (DHT_i) e distorção harmônica individual de corrente (DHI_i) empregados na técnica de adaptação dos ganhos ressonantes, explicitado posteriormente.

Para extrair múltiplas componentes harmônicas de um mesmo sinal é necessária a adição em paralelo de estruturas *SOGI*. Logo, para extrair a componente fundamental e as componentes de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordem harmônica, são necessárias 5 estruturas *SOGI*. Somente a primeira é constituída com a estrutura *FLL* e denominada *SOGI-FLL*, a qual é responsável por extrair a componente fundamental e fornecer a frequência fundamental de referência para os blocos *SOGI* restantes, que é multiplicada pela ordem harmônica a ser extraída. Dessa forma, a entrada de cada *SOGI* será o sinal completo, subtraído da saída $Y(s)$ de todos os outros blocos *SOGI* restantes. Esse conjunto é denominado de *Multiple Second Order Generalized Integrator MSOGI* que associado a estrutura *FLL* se torna *MSOGI-FLL*, conforme ilustra a Fig. 2.

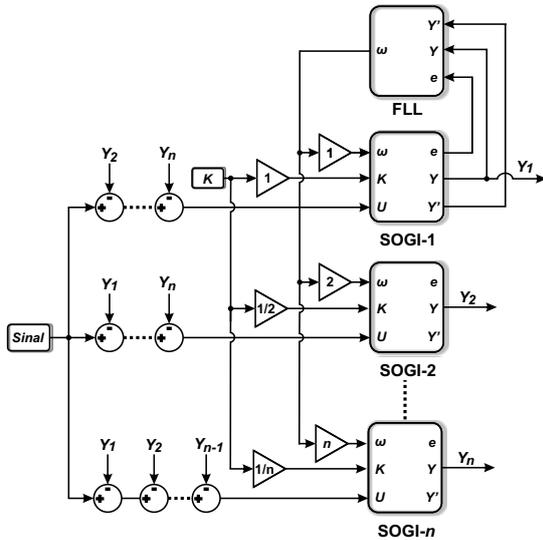


Figura 2: Estrutura MSOGI-FLL.

O valor de ganho K na proposta do *SOGI* (ver Fig. 2) possui influência sobre a velocidade com que o *SOGI* elimina o erro de regime e a acuracidade. Dessa forma quanto menor o valor de K , mais preciso o *SOGI* será, porém mais tempo levará para zerar o erro de regime. Conforme evidenciado em Reza et al. (2012), o valor de ganho K varia de acordo com a frequência que se deseja extrair, possuindo máximo valor igual a 1 para a frequência fundamental da rede elétrica e reduzido por um fator correspondente à ordem harmônica que se deseja obter.

4 Filtro LCL

Para a modelagem e obtenção da função de transferência do filtro LCL é utilizado o circuito monofásico equivalente mostrado na Fig. 3.

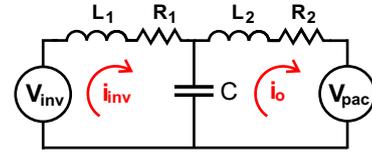


Figura 3: Circuito simplificado.

O filtro LCL possui problemas de estabilização e ressonância, os quais podem ser amenizados utilizando a técnica de amortecimento ativo pela realimentação da corrente do indutor L_1 , multiplicada por um ganho K_1 , conforme demonstra Azani et al. (2014). Essa técnica foi utilizada por ser de fácil implementação na estrutura de controle e não acrescentar perdas ao sistema, ao contrário das técnicas por amortecimento passivo.

A partir das leis de Kirchhoff para tensão e corrente utilizadas no circuito da Fig. 3, obtém-se o diagrama de blocos da Fig. 4, cuja função de transferência é dada por:

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_{inv}^*}{i_o} = \frac{n_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (2)$$

em que:

$$\begin{aligned} n_0 &= G_{pwm}(s), \quad d_3 = (CL_1 L_2) \\ d_2 &= (CL_1 R_2 + CL_2 R_1 + G_{pwm}(s) K_1 CL_2) \\ d_1 &= (L_1 + L_2 + CR_1 R_2 + G_{pwm}(s) K_1 CR_2) \\ d_0 &= G_{pwm}(s) K_1 + R_1 + R_2. \end{aligned}$$

Sendo $G_{pwm}(s)$, a representação da dinâmica do PWM do inversor, que de acordo com Buso and Mattavelli (2006) é dada por um atraso no sistema e definida por (3).

$$G_{pwm}(s) \simeq e^{-sT_{ch}} \simeq \frac{1 - s\frac{T_{ch}}{4}}{1 + s\frac{T_{ch}}{4}} \quad (3)$$

em que T_{ch} representa o período de chaveamento do sinal PWM.

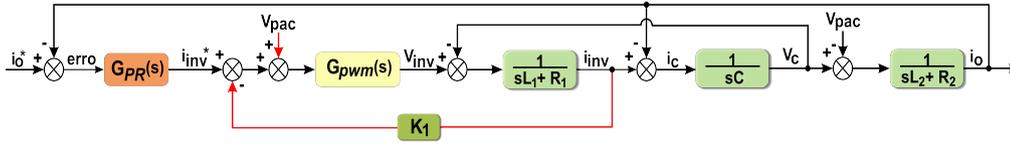


Figura 4: Diagrama de blocos da GD.

Os valores utilizados nos parâmetros do filtro LCL acoplado ao inversor trifásico são apresentados na Tabela 1 e foram escolhidos de forma que a frequência de ressonância do filtro denotada f_{res} e definida por:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (4)$$

seja maior que a frequência máxima a compensar e pelo menos seis vezes menor que a frequência de chaveamento, pois dessa forma atenua-se somente as componentes harmônicas de alta frequência ocasionadas pela modulação *PWM* (Sowjanya and Babu, 2014).

Tabela 1: Parâmetros do filtro LCL

R_1, R_2	L_1, L_2	C	K_1	f_{res}
0.1273Ω	$1.5mH$	$15\mu F$	20	1500Hz

5 Controlador Proporcional Ressonante

O controlador PR tem sido cada vez mais utilizado em aplicações com inversores, principalmente em razão do elevado ganho na frequência de referência a ser seguida, possibilitando assim eliminar o erro de regime. Sua função de transferência é dada por (Nascimento et al., 2014):

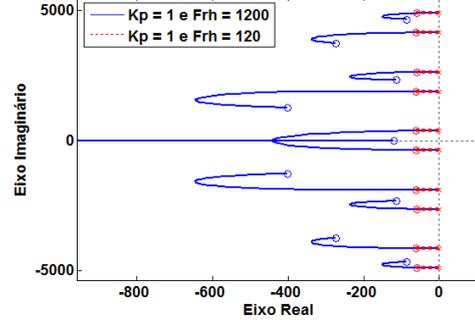
$$G_{PR}(s) = K_p \left[1 + \sum_h F_{rh} \frac{s}{s^2 + (h\omega_0)^2} \right] \quad (5)$$

na qual $h \in \{1, 5, 7, 11, 13\}$.

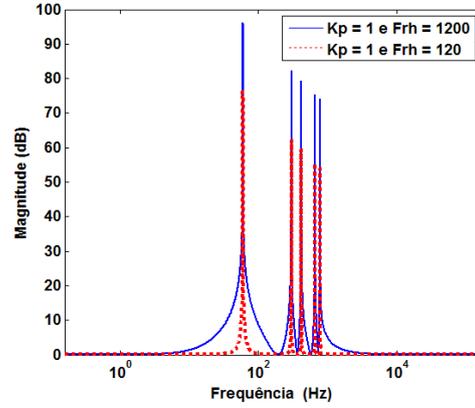
Utilizando o controlador PR (5) obtém-se as Figs. 5 (a) e (b). Na Fig. 5 (a) é possível verificar que ganho F_{rh} influencia na posição dos zeros do controlador, restringindo o caminho dos polos em malha fechada.

Desse modo, com os ganhos F_{rh} adaptativos pode-se ajustar a velocidade com que o controlador eliminará o erro de regime e, dependendo da posição dos polos em malha fechada o tempo para suprimir o erro de regime poderá ser considerado infinito, mantendo o erro sempre em determinado valor, de modo a manter a distorção harmônica no valor desejado.

Entretanto, nota-se pela Fig. 5 (b) que quanto maior F_{rh} , maior será a largura de banda atuante do controlador para cada frequência selecionada,



(a)



(b)

Figura 5: Análise do controlador PR. (a) Lugar das raízes. (b) Diagrama de Bode.

tornando o controlador menos seletivo e possibilitando o aumento da distorção harmônica de corrente no PAC ao amplificar componentes harmônicas indesejáveis.

Assim, o ganho F_{rh} é definido de acordo com a ordem harmônica que se pretende compensar, da seletividade e velocidade com que se deseja zerar o erro de regime. A Tabela 2 a seguir, reúne os valores máximos definidos para o ganho F_{rh} em sua respectiva ordem harmônica.

Tabela 2: Valores máximos definidos para F_{rh} .

F_{rh}	1	5	7	11	13
	1200	1200	1200	480	360

5.1 Especificação do Ganho K_p

Para o correto funcionamento da GD, é necessário mostrar que a malha de controle da GD será estável para faixas de valores de ganhos F_{rh}

e K_p . Dessa maneira, definindo os ganhos ressonantes iguais aos da Tabela 2 é necessário obter um ganho proporcional K_p que a torne estável e com boas características, como margem de fase, margem de ganho e frequência de cruzamento em 0dB maior que a frequência máxima que se deseja compensar e pelo menos seis vezes menor que a frequência de chaveamento.

Para isso foi proposto um algoritmo para variar o valor de K_p em um intervalo pré-definido, obtendo-se as características de margens de fase, ganho e frequência de cruzamento. Os resultados podem ser observados nas Figs. 6 e 7.

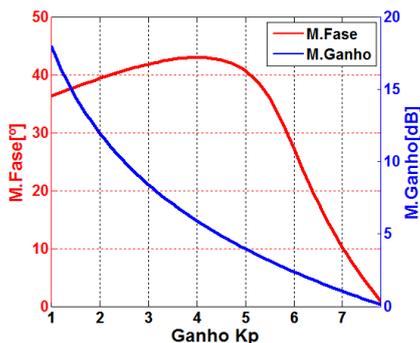


Figura 6: Margem de fase e ganho com a variação de K_p .

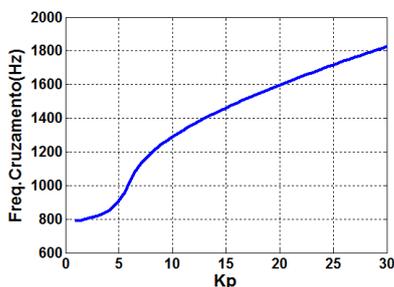


Figura 7: Frequência de cruzamento em 0dB com a variação de K_p .

Como a frequência harmônica máxima a ser compensada será de $780Hz$ e a frequência de chaveamento utilizada é de $10800Hz$, conclui-se de acordo com a Fig. 7 que todos os valores para K_p menores que 25,7 satisfaz a condição supracitada para a frequência de cruzamento em 0dB. Entretanto, um bom controlador deve possuir uma margem de ganho superior a 6dB e margem de fase entre 30 e 60 graus (Buso and Mattavelli, 2006). Logo, analisando o resultado ilustrado na Fig. 6 constata-se que um K_p suficiente para satisfazer tais características será $K_p \in [1, 4, 1]$.

Por fim, deve-se analisar para quais valores de K_p a malha de controle da GD será estável. Isso é feito verificando as raízes da equação característica, definida como o denominador da função de transferência de malha fechada, pois para cada

valor de K_p a posição dos pólos (raízes) mudará. Desse modo, caso algum pólo se descole para a parte positiva do eixo das abscissas, a malha de controle será instável.

De acordo com a Fig. 8, a qual ilustra o comportamento dos pólos conforme aumenta o valor de K_p , obteve-se $K_p \in [1, 8, 2]$. Dessa maneira, garante-se que se o valor K_p for definido dentro desse intervalo, a malha de controle da GD será estável.

Assim, conclui-se que os valores determinados para satisfazer as condições de margem de fase, ganho e frequência de cruzamento estão dentro do intervalo que garante a estabilidade. Portanto, para obter o melhor desempenho da malha de controle, é definido o valor de K_p igual a 4,1, pois esse valor garante todas as características desejadas e fornece o maior ganho possível ao controlador. Em síntese, a Tabela 3 fornece os intervalos obtidos de K_p para cada característica desejada.

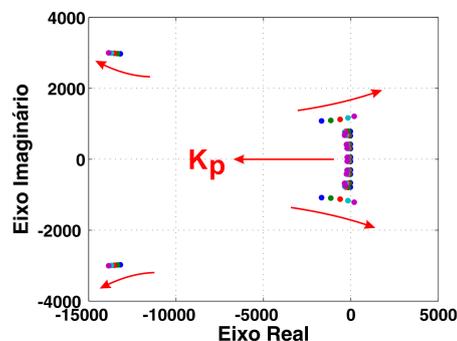


Figura 8: Sentido do lugar geométrico dos pólos com aumento de K_p .

Tabela 3: Resumo dos valores obtidos para K_p .

Característica	K_p
Estabilidade	$1 \leq K_p \leq 8,2$
Margem de Fase	$1 \leq K_p \leq 6,5$
Margem de Ganho	$1 \leq K_p \leq 4,1$
Freq. Cruzamento	$1 \leq K_p \leq 25,7$

6 Adaptação dos Ganhos Ressonantes

A adaptação dos ganhos ressonantes é realizada por um conjunto de quatro malhas de controle iguais ao da Fig. 9, onde cada malha é responsável pela adaptação do seu respectivo ganho ressonante e obedece a seguinte função de transferência como lei controle:

$$\frac{F_{rh}}{e_{DH}} = -\frac{(K_{ap}s + K_{ai}DH_{ref})}{DH_{ref}s}, \quad (6)$$

em que K_{ap} e K_{ai} são os ganhos do controlador PI responsável por variar o ganho de saída F_{rh} , DH_{ref} é a distorção harmônica de referência, a qual pode

ser a total como individual e e_{DH} é o erro de distorção harmônica total ou individual, dependendo da referência adotada. Vale ressaltar que na escolha da distorção harmônica total como referência, os ganhos F_{rh} serão iguais em todas as quatro malhas.

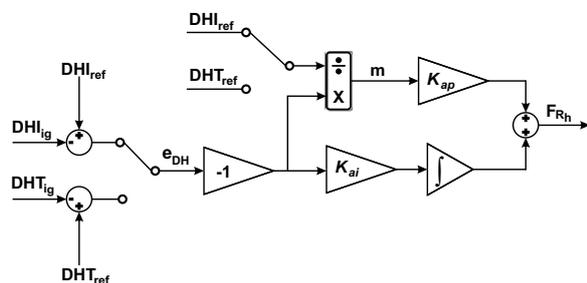


Figura 9: Lei de controle para adaptação dos ganhos ressonantes.

Nessa lei de controle proposta para adaptação dos ganhos ressonantes, verifica-se que o tempo de integração do controlador PI é alterado de acordo com o valor de referência utilizada, isto é, com um valor de DHT_{ref} ou DHI_{ref} próximos de zero, o tempo de integração será muito pequeno, obtendo o valor máximo permitido de F_{rh} rapidamente. Entretanto, para valores de referência maiores, o tempo de integração aumentará, possibilitando um crescimento em rampa do ganho F_{rh} . O tempo de integração T_i do controlador PI pode ser definido pela seguinte equação:

$$T_i = \frac{K_{ai} D H_{ref}}{K_{ap}}. \quad (7)$$

Os valores dos ganhos K_{ap} e K_{ai} foram definidos em 60 e 1000, respectivamente, para todas as quatro malhas utilizadas. Esses valores foram obtidos e ajustados manualmente através de simulações. Contudo, na saída das malhas foi implementado um algoritmo limitador dos ganhos ressonantes, com o propósito de manter a estabilidade da GD. Esses limites foram estabelecidos entre zero e o valor máximo definido para os ganhos F_{rh} , conforme Tabela 2.

7 Resultados de Simulação

Os resultados foram obtidos via plataforma MATLAB® e Simulink. No barramento do PAC foi considerado uma tensão de $127V_{rms}$ e uma potência de curto-circuito de 20MVA.

O conteúdo harmônico da carga utilizada para a realização de diferentes cenários é ilustrado na Fig. 10 e a distorção na forma de onda da corrente i_g , resultado da conexão da carga à rede elétrica, é ilustrada conforme Fig. 11.

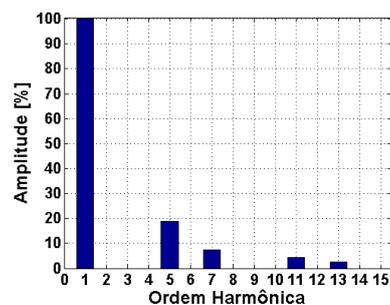


Figura 10: Conteúdo harmônico da carga.

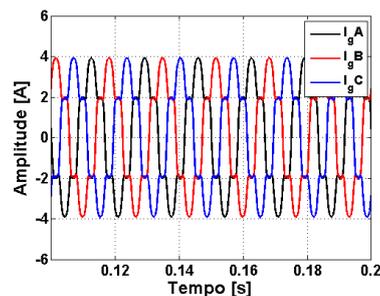


Figura 11: Corrente da rede elétrica sem compensação.

7.1 Primeiro Cenário

No primeiro cenário, foi realizada a compensação total das componentes harmônicas, em que foi utilizado um valor de 0,0001 para DHT_{ref} e todas as DHI_{ref} de cada componente harmônica. Foram feitas duas simulações nesse cenário, uma para a estratégia de mitigação utilizando a distorção harmônica total e outra utilizando somente as distorções harmônicas individuais.

Os resultados atingidos foram equivalentes para ambas as estratégias adotadas na compensação total do conteúdo harmônico de corrente, pois em ambas os ganhos ressonantes se mantiveram nos valores máximos permitidos, conforme Tabela 2. A Fig. 12 ilustra a forma de onda da corrente i_g após a compensação total.

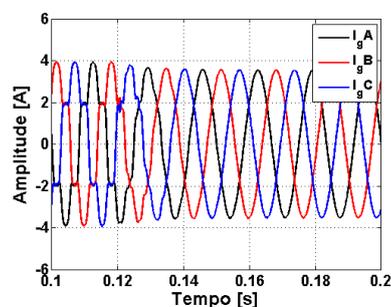


Figura 12: Corrente da rede elétrica com compensação.

A Tabela 4 traz o resumo das distorções

harmônicas individuais da corrente da rede elétrica e a da corrente fornecida pelo inversor, em referência a corrente da carga, demonstrando que a compensação só ocorreu após o inversor fornecer as componentes harmônicas à carga, evitando que as mesmas fossem fornecidas pela rede elétrica.

Tabela 4: Resumo para compensação máxima do conteúdo harmônico causado pela carga conectada ao PAC.

Harmônicas	Corrente I_g Magnitude [%]	Corrente I_o Magnitude [%]
1	100	0
5	0,280	20,180
7	0,130	7,730
11	0,130	4,45
13	0,210	2,62
DHT _i [%]	0,395	22,218

7.2 Segundo Cenário

Neste segundo cenário é realizada a compensação parcial das distorções harmônicas individuais da corrente i_g causadas pela carga. Portanto, consultando a norma IEEE Std 519 (2014) e adotando a situação em que os limites máximos são os menores possíveis, é atribuído para os valores de $DHI_{i_{ref}}$ de ordem harmônica inferior a 11^a ordem, uma referência de 4% e para as demais uma referência de 2%.

O resultado obtido é ilustrado na Fig. 13, evidenciando a forma de onda da corrente da rede elétrica após a compensação parcial.

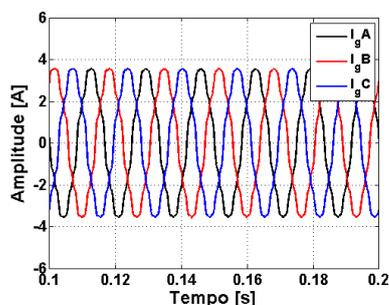


Figura 13: Corrente i_g com compensação parcial.

Em resumo, a Tabela 5 demonstra que o controlador PR manteve os valores das distorções harmônicas individuais dentro dos limites especificados, porém em relação à distorção harmônica total, o valor obtido ultrapassa o limite que a norma estabelece, que é de 5%. Portanto, a compensação parcial das distorções harmônicas individuais não garante que a distorção harmônica total também estará dentro dos limites estabelecidos pela norma.

Outra característica importante, é o fato das amplitudes de corrente i_o serem menores que no

cenário onde houve a compensação máxima das distorções harmônicas de corrente, possibilitando o melhor aproveitando da energia disponível ao inversor para injeção de potência na rede elétrica.

Tabela 5: Resumo para compensação parcial das distorções harmônicas individuais da corrente i_g .

Harmônicas	Corrente I_g Magnitude [%]	Corrente I_o Magnitude [%]
1	100	0
5	3,71	16,750
7	3,79	4,07
11	1,71	2,870
13	2,05	0,780
DHT _i [%]	5,937	17,492

7.3 Terceiro Cenário

Para o terceiro cenário, foi realizada a compensação parcial da distorção harmônica total da corrente i_g e o valor limite de distorção utilizado como referência foi de 5%. O resultado alcançado é mostrado na Tabela 6 a qual contém todos os valores obtidos para as magnitudes das correntes i_g e i_o além da distorção harmônica total de cada uma.

Tabela 6: Resumo para compensação parcial da distorção harmônica total da corrente i_g .

Harmônicas	Corrente I_g Magnitude [%]	Corrente I_o Magnitude [%]
1	100	0
5	4,55	15,91
7	0,15	7,710
11	0,130	4,45
13	0,210	2,62
DHT _i [%]	4,55	18,418

7.4 Quarto Cenário

Enfim, para o último cenário é realizada a compensação total da distorção harmônica de corrente e também a injeção de potência ativa e reativa no PAC, evidenciando que o controlador PR com a malha de controle desenvolvida é capaz de tornar os inversores de seis pulsos utilizados nas GDs uma ferramenta multitarefa.

A Figura 14 evidencia que a carga possui característica indutiva e que sua potência ativa demandada é fornecida pela rede elétrica até o tempo de 1 segundo, momento esse que o inversor passa a fornecer toda a potência ativa e reativa à carga, exportando o excedente de potência ativa à rede elétrica e corrigindo o fator de potência no PAC. Em relação à Fig. 15 nota-se que, a partir de 1 segundo, a distorção presente na forma de onda da corrente i_g é totalmente reduzida, passando a ter uma característica puramente senoidal.

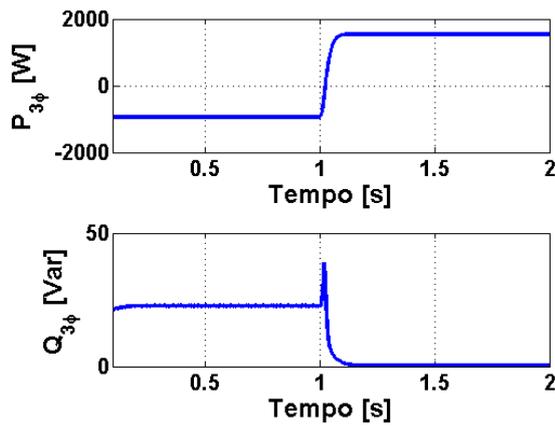


Figura 14: Injeção de potência trifásica P e Q na rede elétrica. No tempo de 1 segundo é mostrado o inversor assumindo a potência demandada pela carga e exportando o excedente para a rede.

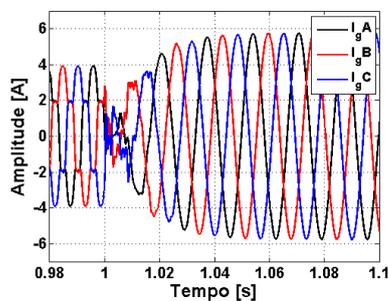


Figura 15: Corrente i_g com injeção de potência e compensação do conteúdo harmônico. O afundamento da corrente é causado devido a inversão no sentido da corrente.

8 Conclusão

O controlador PR juntamente com a malha de controle de adaptação dos ganhos proposta foram capazes da mitigação das componentes de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordens harmônicas. Os resultados mostram a capacidade de manter a distorção harmônica total ou individual dentro dos limites da norma IEEE Std 519 (2014), tornando possível priorizar a energia provida por uma fonte renovável, por exemplo, para a injeção de potência ativa na rede elétrica.

Também demonstrou-se que o inversor pode ser utilizado como ferramenta multitarefa, visto que o mesmo foi capaz de mitigar as componentes harmônicas, corrigir o fator de potência no PAC, fornecer potência à carga conectada ao PAC e injetar o excedente na rede elétrica.

Agradecimentos

O trabalho recebeu apoio financeiro do CNPq projeto 305892/2017-7 e da FAPESP projetos

14/50851-0 e 2016/25017-1.

Referências

- Azani, H., Massoud, A., Benbrahim, L., Williams, B. W. and Holiday, D. (2014). An LCL filter-based grid-interfaced three-phase voltage source inverter: Performance evaluation and stability analysis, *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Manchester, UK, pp. 1–6.
- Buso, S. and Mattavelli, P. (2006). *Digital Control in Power Electronics*, 1 edn, Morgan & Claypool, USA.
- Christian, A., Almaktoof, A. M. and Raji, A. (2013). Development of a proportional + resonant (PR) controller for a three-phase AC micro-grid system, *International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Clean Energy and Green*, United Arab Emirates, pp. 107–112.
- IEEE Std 519 (2014). IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems, *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)* pp. 1–29.
- Li, Y. W. and He, J. (2014). Distribution system harmonic compensation methods: An overview of dg-interfacing inverters, *IEEE Industrial Electronics Magazine* **8**(4): 18–31.
- Nascimento, P. S., Barros, T. A. S., Villalva, M. G. and Ruppert, E. (2014). Metodologia de projeto de controle P-ressonante com compensação de harmônicos para o conversor CC-CA trifásico conectado à rede elétrica, *XX Congresso Brasileiro de Automática*, SBA, Belo Horizonte, MG, pp. 3704–3711.
- Reza, M. S., Ciobotaru, M. and Agelidis, V. G. (2012). Grid voltage offset and harmonics rejection using second order generalized integrator and Kalman filter technique, *The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Vol. 1, IEEE, Harbin, China, pp. 104–111.
- Sowjanya, M. L. and Babu, B. C. (2014). Comparative analysis of LCL filter with active and passive damping methods for grid-interactive inverter system, *IEEE Students' Technology Symposium*, Kharagpur, India, pp. 350–355.
- Yazdani, A. and Iravani, R. (2010). *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control and Applications*, John Wiley & Sons, New Jersey.