

Análise da Compensação Feed-forward em Dispositivos Formadores de Rede Monofásica

Luciano Guedes Cota* Yasmine Neves Maia**
 André Lage Almeida Dias** Gabriel Azevedo Fogli***
 Igor Dias Neto de Souza*

* Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Ouro Preto, MG, (e-mail: lucianogcot@gmail.com, igor.souza@ufop.edu.br).

** Programa de Pós-Graduação em Eng. Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, MG, (e-mail: yasminenm@ufmg.br, andrelage@ufmg.br).

*** Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade Federal de Minas Gerais, MG (e-mail: gabrielfogli@ufmg.br).

Abstract: The paper proposes the output voltage control of the LC filter. In the internal current loop, resonant proportional controllers are tuned to ensure rejection of disturbances caused by non-linear loads and thereby maintain a good quality of the output voltage. A feed-forward of the load current is included in this loop in order to improve the effectiveness of the proposed project. In addition, the active resonance damping inherent in the LC filter is analyzed. The external loop is responsible for ensuring an asymptotic tracking of the reference, and for that, a proportional resonant controller tuned to the fundamental frequency of the electrical network to be formed is used. A comparison of the output impedance of the system in open and closed loop is performed using Matlab R2018b software. To verify the effectiveness of the proposed control strategy, the converter is simulated at PSIM for different load profiles, and Total Harmonic distortion (THD) is used as a parameter to measure the quality of the output voltage

Resumo: O trabalho propõe um controle da tensão de saída do filtro LC. Na malha interna de corrente, controladores proporcionais ressonantes são sintonizados para garantir rejeição de distúrbios causados por cargas não-lineares e com isso manter uma boa qualidade da tensão de saída. Uma ação *feed-forward* da corrente da carga é incluída nesta malha a fim de melhorar a eficácia do projeto proposto. Ademais, o amortecimento ativo da ressonância inerente ao filtro LC é analisado. A malha externa é responsável por garantir um rastreamento assintótico da referência, e para isso, é utilizado um controlador proporcional ressonante sintonizado na frequência fundamental da rede elétrica que se deseja formar. Uma comparação da impedância de saída do sistema em malha aberta e fechada é realizada via *software* MATLAB R2018b. Para verificar a eficácia da estratégia de controle proposta, o conversor é simulado no *software* PSIM para diferentes perfis de carga, e a Distorção Harmônica Total (DHT) é utilizada como parâmetro de medição da qualidade da tensão de saída.

Keywords: Grid-forming converter, LC filter, feed-forward compensation, proportional resonant controller, active damping

Palavras-chaves: Conversor formador de rede; filtro LC; compensação *feed-forward*; controlador proporcional ressonante; amortecimento ativo.

1. INTRODUÇÃO

Atualmente, o desenvolvimento sustentável e fontes renováveis são temas que têm alcançado cada vez mais espaço do cenário global, contribuindo para o crescimento consciente quanto à preservação dos recursos naturais, e ao

mesmo tempo estimulando o desenvolvimento de outros setores da sociedade (Ping et al. (2009)).

Embora as fontes de energia possam ser usadas em várias aplicações, na maior parte do tempo o interesse reside em sua utilização para geração de eletricidade. A humanidade depende da eletricidade e a demanda por essa energia cresce rapidamente em todo o mundo. As fontes renováveis têm ganhado importância crescente nos diversos países do mundo na tentativa de buscar novas alternativas para

* Os autores agradecem aos seguintes órgãos de fomento e instituições pelo suporte financeiro destinado ao desenvolvimento deste trabalho: CAPES, UFJF, UFOP, UFMG, CNPQ e FAPEMIG.

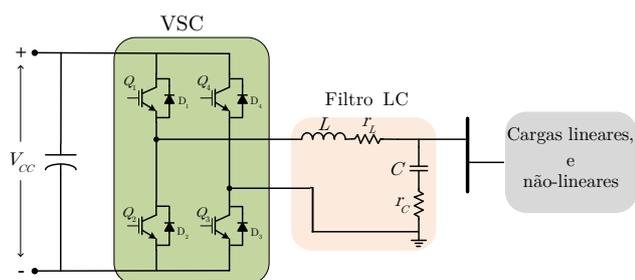


Figura 1. Diagrama do conversor formador de rede conectado a diferentes perfis de carga.

geração de eletricidade sem agredir o planeta (Tiepolo et al. (2012)).

Uma das formas alternativas existentes é a energia do Sol que pode ser utilizada para produzir eletricidade pelo efeito fotovoltaico, que consiste na conversão direta da luz solar em energia elétrica, que é aplicada aos painéis fotovoltaicos (Tiepolo et al. (2012)).

Um sistema de geração de corrente contínua (CC), onde a fonte alternativa de energia elétrica é baseada em painéis fotovoltaicos (PV), pode ser conectado a uma carga através de um conversor fonte de tensão (Voltage Source Converter – VSC), como ilustrado na Figura 1.

O VSC, é um conversor CC/CA que tem um elemento com característica de fonte de tensão no lado CC e utiliza dispositivos semicondutores com capacidade de controle de condução e bloqueio, ou seja, dispositivos que exigem pulsos para disparo para entrarem em condução ou interromper a condução. Os dispositivos semicondutores mais comumente encontrados na indústria atualmente, que desempenham adequadamente esse papel nos equipamentos de sistemas de potência, são os GTOs e os IGBTs (Villalva and Gazoli (2012)).

Os conversores operando de forma isolada tem como papel principal emular as tensões de uma rede de distribuição de energia, ou seja, para que possam ser usados como fonte de alimentação para qualquer tipo de carga, é necessário atender determinadas especificações como: frequência da rede e valores de tensão. O objetivo dos sistemas de fonte ininterrupta de energia (UPS), e das microrredes isoladas, é atender tais especificações dentro de faixas preestabelecidas por normas específicas (de Souza et al. (2018)).

Nos últimos anos, várias estratégias de controle foram desenvolvidas e aplicadas na regulação da tensão de saída do VSC. Como exemplo, pode ser citado o controlador PI convencional, cuja uma das principais características é a fácil implementação. Contudo, frente a condições não-lineares a tensão de saída do conversor apresenta uma alta distorção harmônica total (DHT) (Modesto et al. (2013)).

Controladores proporcionais ressonantes (PR) são amplamente utilizados quando busca-se rastrear sinais senoidais. Geralmente vários deles são dispostos em paralelo a fim da compensação seletiva de componentes harmônicos (Almeida et al. (2015)).

O artigo apresenta a modelagem e o projeto de controle utilizando controladores proporcionais ressonantes (PRs)

aplicado a um sistema que emule uma rede elétrica monofásica, onde são conectadas cargas lineares e não lineares, tendo como objetivo manter a qualidade da tensão de saída do conversor.

2. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Para que o conversor CC/CA possa fornecer energia de forma ininterrupta é necessário utilizar um acumulador de energia na entrada CC do conversor. Este acumulador pode ser um conjunto de capacitores, baterias ou uma *flywheel* de considerável potência (Bezerra (2010)).

Para obtenção do sinal alternado na saída do conversor, é realizada uma modulação em alta frequência. É possível obter esse tipo de modulação, comparando uma tensão de referência com um sinal triangular cuja frequência determina a frequência de comutação dos interruptores Q1, Q2, Q3 e Q4 (Figura 1). A largura de pulso de saída do modulador varia de acordo com a amplitude relativa de referência em comparação com a portadora (triangular). Assim, tem-se uma modulação por largura de pulso (PWM) (Mohan et al. (2003)).

Os harmônicos provindos dos conversores eletrônicos de potência são atenuados com usos de filtros, podendo eles ser de primeira ordem (L) segunda ordem (LC) ou de ordens superiores, como por exemplo (LCL – terceira ordem). No entanto, a presença de componentes indutivos e capacitivos geram ressonância, que podem ainda ser influenciada pela parte indutiva. Tais ressonâncias podem ser atenuadas pela adição de amortecedores passivos ou ativos (Bai et al. (2017)). Como observado na Figura 1, no trabalho utilizou-se um filtro de segunda ordem LC.

Os amortecedores ativos são usados para atenuar a ressonância dos filtros LC através das estratégias de controle do conversor estático. Para amortecer ainda mais a ressonância LC nesses sistemas de conversores, técnicas de amortecimento ativo, como métodos de amortecedores harmônicos virtuais e de controle de sinal podem ser utilizadas (Li (2009)).

A maioria dos algoritmos de controle apresentados para fontes de alimentação ininterruptas (UPSs) usam a corrente que passa pelo indutor ou capacitor do filtro LC como variáveis de realimentação, realizando-se assim, o amortecimento ativo, para regular a tensão de saída (Loh et al. (2003)). A realimentação usando a corrente que passa pelo capacitor é uma alternativa para evitar os distúrbios causados pela carga, enquanto que, a realimentação usando a corrente que passa pelo indutor é uma alternativa para amortecer a ressonância gerada pelo filtro LC (Li (2009)).

Pode-se utilizar uma malha única de realimentação para controlar a tensão em um sistema VSC. Onde, tal controle é utilizado para diminuir gastos com sensores de corrente e manter uma certa capacidade de rastrear a frequência de referência de tensão. Porém, essa estratégia é sensível a distúrbios em frequências próximas à frequência de ressonância do controlador. Para garantir maior robustez ao sistema, uma malha interna de corrente pode ser inserida ao controlador. Para atenuar os componentes reativos do filtro na saída (filtro LC) que causam ressonância, os amortecedores ativos que usam duas malhas de controle, são

mais indicados. Portanto seus ganhos têm que ser calculados com mais cautela para não comprometer a filtragem dos harmônicos de alta frequência (de Souza et al. (2018)).

Adotando o método de amortecimento ativo, um aumento do número de sensores pode ser necessário e a robustez do filtro LC pode não ser assegurada, especialmente devido à sensibilidade dos parâmetros do filtro e variações da impedância da rede (Beres et al. (2016)).

Neste trabalho foi utilizado uma malha externa de tensão e uma malha interna de corrente, além disso, é realizado um *feed-forward* utilizando o sinal de corrente da carga para garantir uma maior robustez do controlador frente as variações de tensão da carga (Fogli (2018)).

3. MODELAGEM

Para encontrar o modelo matemático do sistema, primeiro, desprezamos os harmônicos gerados pela comutação das chaves semicondutoras do VSC, em seguida foi feita a representação da conexão do conversor formador de rede através do circuito equivalente mostrado na Figura 2, onde a tensão de saída do conversor $v_t(t)$ é representado por uma fonte controlada e a fonte de corrente $i_0(t)$ representa a corrente consumida pela carga, considerada como um distúrbio para o controle da tensão de saída $v_0(t)$ (de Souza et al. (2018)).

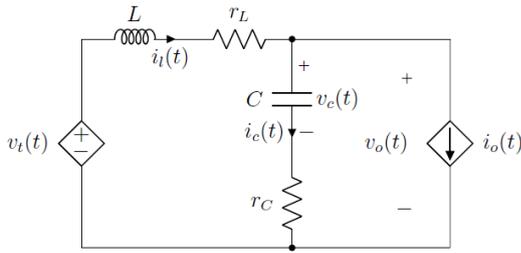


Figura 2. Equivalente monofásico do VSC com filtro LC.

Aplicando a lei de Kirchoff no circuito da Figura 2 , encontra-se que

$$L \frac{di_L}{dt} = v_t(t) - r_L i_L(t) - v_0(t), \quad (1)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_L(t) - i_0(t), \quad (2)$$

$$i_L(t) = i_c(t) + i_0(t), \quad (3)$$

$$v_0(t) = v_c(t) + r_c i_c(t). \quad (4)$$

onde, i_L é a corrente no indutor, i_c é a corrente no capacitor, v_c é a tensão no capacitor, L , r_L , C e r_c são os parâmetros inerentes do filtro de saída LC.

Aplicando a transformada de Laplace em (1), (2), (3), (4) e explicitando $V_0(s)$, a equação de transferência pode ser calculada por

$$V_0(s) = G_{io}(s)V_t(s) - Z_0(s)I_0(s) \quad (5)$$

onde, $G_{io}(s)$ representa a função de transferência saída/entrada e $Z_0(s)$ a impedância de saída do conversor, descritos por:

$$G_{io}(s) = \frac{Cr_Cs + 1}{LCs^2 + (r_L + r_C)Cs + 1}, \quad (6)$$

$$Z_0(s) = \frac{LCr_Cs^2 + (Cr_Cr_L + L)s + r_L}{LCs^2 + (r_L + r_C)Cs + 1}, \quad (7)$$

onde, L e C representam a indutância e capacitância, respectivamente.

A inversa de Z_0 , definida como rigidez dinâmica, quantifica a capacidade da corrente consumida pela carga produzir uma queda unitária na tensão de saída. A representação do sistema físico em diagrama de blocos é destacado na Figura 3. E os parâmetros: L , C , r_L e r_C foram considerados através de dados práticos abordados por (de Souza et al. (2018)). Seus valores são definidos na Tabela 1.

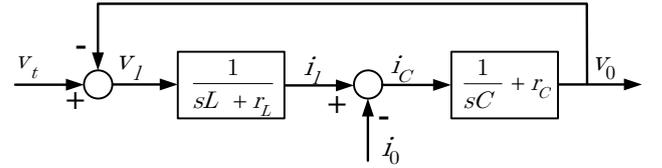


Figura 3. Representação do sistema físico em diagramas de blocos.

Tabela 1. Parâmetros do filtro de saída LC.

L	C	r_L	r_C
$175\mu H$	$85\mu F$	$75 m\Omega$	$37m\Omega$

4. PROJETO DO CONTROLADOR

Esta seção apresenta as análises e definições dos ganhos, dos controladores propostos, utilizando o *software* MATLAB R2018b.

O controlador PR ideal, introduz um ganho infinito na frequência de ressonância selecionada de maneira a atenuar o erro em regime permanente do sinal rastreado nesta frequência, podendo ser empregado em sinais de referência senoidais (de Almeida (2013)).

O controlador PR pode ser descrito no domínio de Laplace como:

$$C_p r(s) = K_p + K_I \left(\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right), \quad (8)$$

onde K_p e K_I , representam os ganhos proporcional e integral, respectivamente, e ω_0 a frequência de ressonância do controlador (frequência do sinal de referência que será rastreado ou frequência do harmônico que será filtrado). A resposta em frequência do controlador ressonante descrito em (8) pode ser observada na Figura 4.

Para evitar problemas relacionados ao ganho infinito da frequência de ressonância do controlador PR, modifica-se (8), reescrevendo a função de transferência da seguinte forma:

$$C_p r(s) = K_p + K_I \left(\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right), \quad (9)$$

em que ω_c é a faixa de passagem da parcela ressonante. Como pode ser observado, na Figura 5, essa nova função de transferência não possui ganho finito, mas ainda elevado para garantir um erro em regime desprezível na frequência de ressonância.

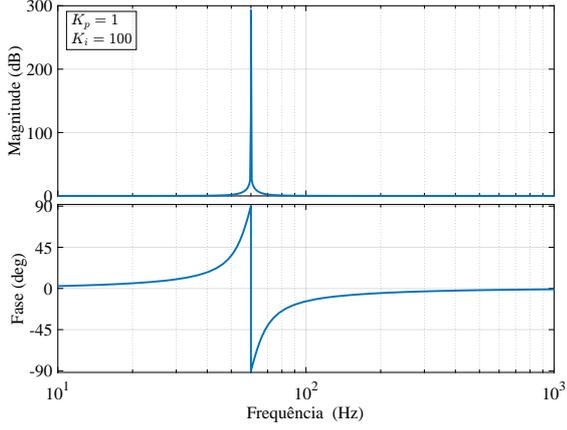


Figura 4. Resposta em frequência do controlador ressonante ideal.

Uma das vantagens observada desse controlador comparado ao ideal, é que a faixa da parcela ressonante é aumentada. Assim, pode ser escolhido um ω_c adequado para reduzir a sensibilidade do controlador (de Almeida (2013)). No projeto em estudo adotou-se $\omega_c = 5$.

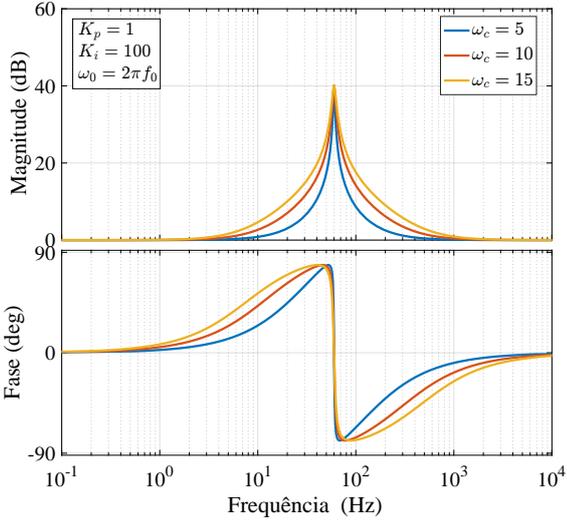


Figura 5. Resposta em frequência do controlador ressonante modificado para diferentes valores de ω_c .

Como destacado na Figura 6 é possível usar múltiplos controladores paralelos juntos sem reduzir a margem de fase do sistema, uma vez que a parcela ressonante possui um alto ganho da frequência central e não influencia nas outras frequências (de Almeida (2013)).

Para o projeto dos controladores, foi utilizada uma estratégia de controle de um VSC com duas malhas de controle, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, além disso é realizado um *feed-forward* utilizando o sinal de corrente da carga, onde a mesma pode ser estimada através da aferição da corrente que passa no indutor e no capacitor do filtro LC, com um sensor de corrente (indutor) e um sensor de tensão (capacitor), como pode ser observado em (10). Esta ação permite compensar a influência das correntes da carga sem a modificação do tipo de controlador.

$$I_0(t) = I_L(t) - C \frac{dV_c(t)}{dt}. \quad (10)$$

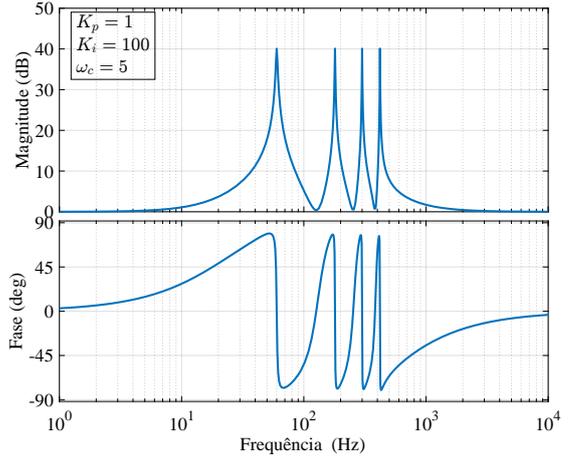


Figura 6. Resposta em frequência de múltiplos controladores ressonantes sintonizados para compensar os harmônicos de 1^o, 3^o, 5^o e 7^o.

O conversor estático tem que ser capaz de prover tensões senoidais de alta qualidade, independente das cargas conectadas a ele. Por este motivo, o controle deve não apenas rastrear o sinal de referência mas rejeitar perturbações, neste caso, causadas pela corrente na carga i_o . O diagrama completo do controlador pode ser observado Figura 7.

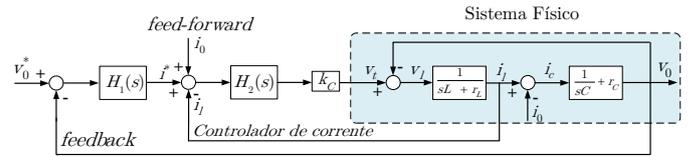


Figura 7. Representação em diagrama de blocos do sistema com os controladores.

Para rejeitar os distúrbios que podem ser induzidos pela corrente de saída i_o , são incluídos, na malha interna de corrente, múltiplos controladores PRs em paralelo, projetados em frequências específicas. A função de transferência dos ressonantes projetados neste trabalho é dada por

$$H_2(s) = K_{p2} + K_{i2} \sum_{n=1}^6 \left(\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + [(2n+1)\omega_0]^2} \right) \quad (11)$$

onde $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Além dos ressonantes, um ganho proporcional k_c é introduzida na malha interna de controle. Este ganho é responsável por produzir um amortecimento ativo na ressonância inerente ao filtro LC. Esta estratégia foi proposta por (Li (2009)). A fim de analisar a influencia do ganho k_c no projeto de controle, inicialmente desconsidera-se os controladores ressonantes ($H_2(s)$) e em seguida é realizada uma análise da sua função de transferência da malha interna. Utilizando as regras da álgebra aplicada à diagramas de blocos, a função de transferência de malha interna é

$$\frac{V_0(s)}{I^*(s)} = \frac{k_c C r_c s + k_c}{LCs^2 + (r_L + r_c + k_c)Cs + 1}. \quad (12)$$

Como observado em (12), há uma influência do ganho k_c no amortecimento dos polos da função de transferência. De modo a ilustrar melhor essa observação, a Figura 8 mostra as respostas, em frequência, da malha interna para diferentes valores de k_c .

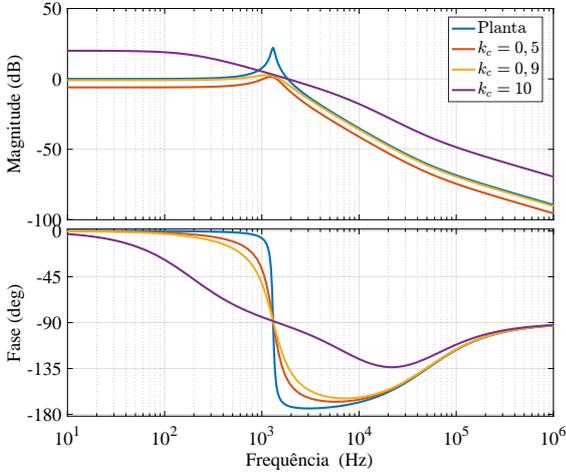


Figura 8. Análise na frequência da malha interna para diferentes valores de k_c .

Pode ser observado que o pico de ressonância diminui conforme o ganho k_c aumenta, mas, por outro lado, há um aumento do atraso de fase na frequência de operação do sistema. Diante desta análise, para o caso em estudo é adotado o valor de $k_c = 0,9$. Além de amortecer a ressonância causada pelo filtro LC, este valor, na frequência fundamental do sistema, não interfere de maneira significativa na resposta em frequência da planta. Na malha externa é utilizado um PR sintonizado na frequência fundamental do sistema. Sua função é seguir o sinal de referência v_o^* . Representado por $H_1(s)$ na Figura 7, sua função de transferência é:

$$H_1(s) = K_{p1} + K_{i1} \left(\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right). \quad (13)$$

Quanto maior o valor de K_i , maior será o amortecimento dos zeros e a velocidade de rastreamento. Contudo, quanto maior o amortecimento dos zeros, maior será o deslocamento de fase na vizinhança da frequência ressonante, como destacado na Figura 9. Por este motivo, para o caso em estudo é considerado o valor de $K_{i1} = K_{i2} = 100$, que mostrou-se adequado a análise desejada.

De acordo com a Figura 10, o valor da constante K_p afeta igualmente os sinais em todo o espectro de frequência. A mesma basicamente determina a dinâmica do sistema em termos da faixa de passagem, margem de fase e ganho. Assim, através das análises realizadas, escolheu-se $K_{p1} = 1$ e $K_{p2} = 2$.

Após a definição dos parâmetros dos controladores, foi realizada uma análise da estabilidade em malha aberta do sistema proposto. As repostas em magnitude e fase são apresentadas na Figura 11. Como observado, o sistema apresenta uma margem de ganho infinita e uma margem de fase positiva de $58,4^\circ$, garantindo uma resposta assintoticamente estável.

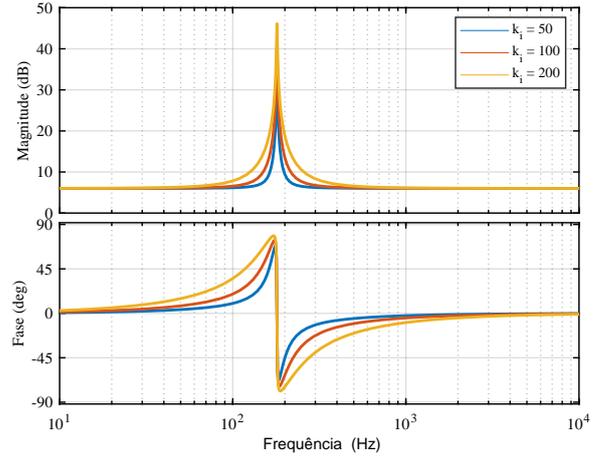


Figura 9. Análise na frequência da malha interna para diferentes valores de k_i .

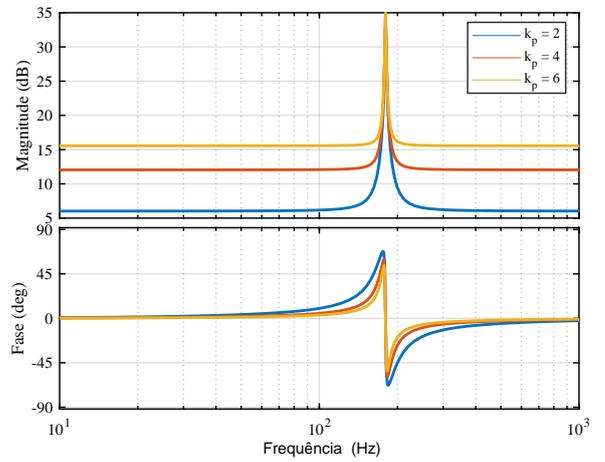


Figura 10. Análise na frequência da malha interna para diferentes valores de k_p .

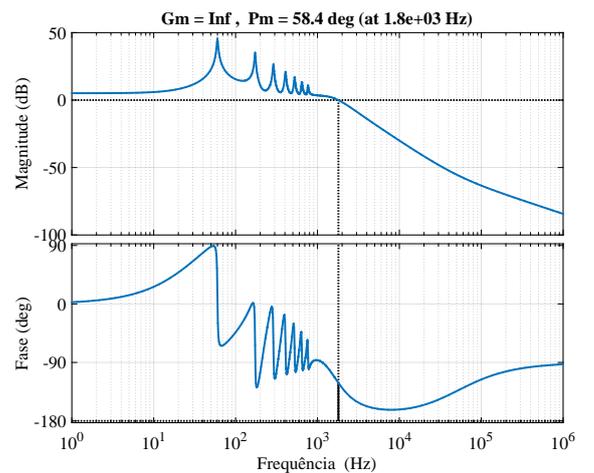


Figura 11. Análise da estabilidade do sistema em malha aberta.

A Figura 12 apresenta a análise da impedância de saída do sistema antes da compensação (Z_0) e depois da compensação realizada (Z_{0MF}). Como observado, os controladores ressonantes se comportam como um filtro rejeita banda.

Portanto, pode-se afirmar que eles rejeitam os distúrbios na frequência em que foram sintonizados.

Para baixos valores de Z_{0MF} , o conversor deve drenar altos níveis de corrente a fim de provocar uma queda de tensão considerável na saída do conversor.

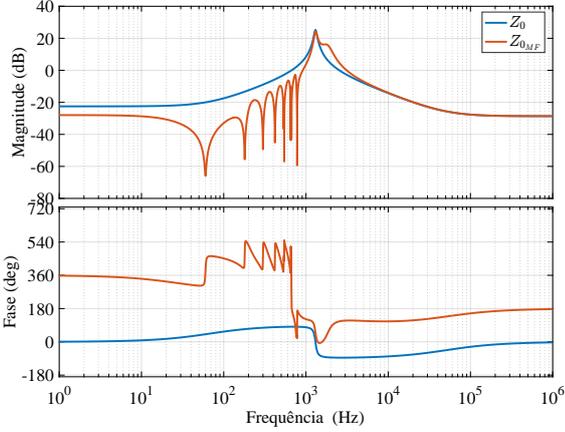


Figura 12. Análise da impedância de saída com e sem compensação, Z_0 e Z_{0MF} , respectivamente.

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção apresenta os resultados de simulação da tensão de saída do filtro LC bem como das correntes CA monofásicas, controlados com base nos PRs a fim de validar o desempenho dos controladores propostos.

Para a avaliação dos resultados, foi utilizado o software *PSIM 9.0*, onde foi feito o teste em vazio e com cargas não-lineares (Figura 13), estabelecendo um limite de corrente em torno de $I_{máx} = 50A$. Os parâmetros do sistema considerados nas simulações são mostrados na Tabela 2.

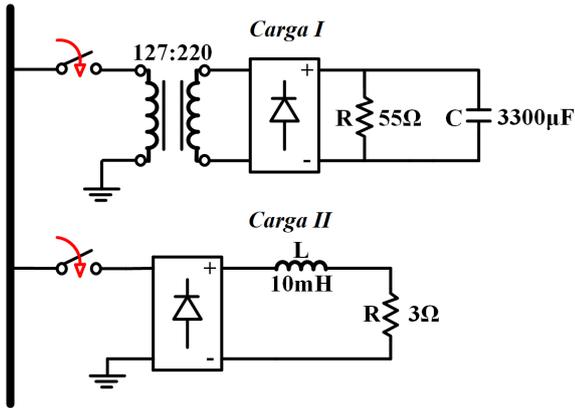


Figura 13. Cargas conectadas para simulação dos resultados.

Tabela 2. Parâmetros do sistema considerados nas simulações.

Descrição	Valor
Tensão no barramento CC (V_{cc})	400 V
Amplitude na tensão (V_0^*)	180 V
Frequência da tensão (f_0)	60 Hz
Frequência de comutação (f_{sw})	20 kHz

Primeiro, realizou-se o teste a vazio, para verificação do sinal de saída do conversor e atuação do filtro LC. Isto posto, através do resultado da Figura 14 é possível inferir que a tensão de saída segue o sinal de referência, com erro nulo mesmo quando operando sem carga.

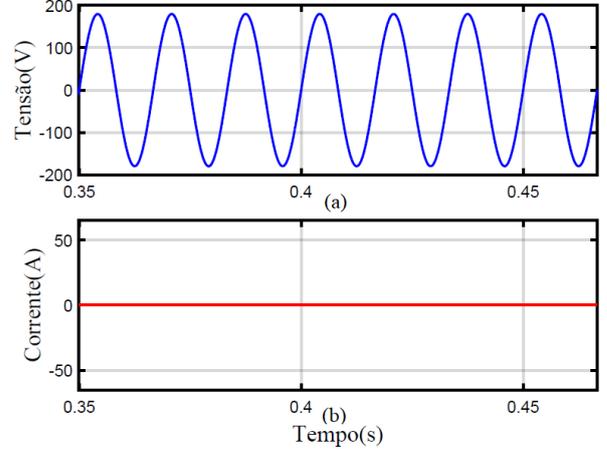


Figura 14. Teste do sistema a vazio; a) Tensão de saída, b) Corrente de saída.

Em seguida, foi conectada a carga não-linear monofásica (Carga I, Figura 13), composta por componentes harmônicos ímpares. Com a carga, foi possível verificar a atuação dos ressonantes considerados na malha interna, $H_2(s)$, onde, os componentes harmônicos presentes na corrente não influenciaram no sinal de tensão na carga, $v_0(t)$, (vide Figura 15).

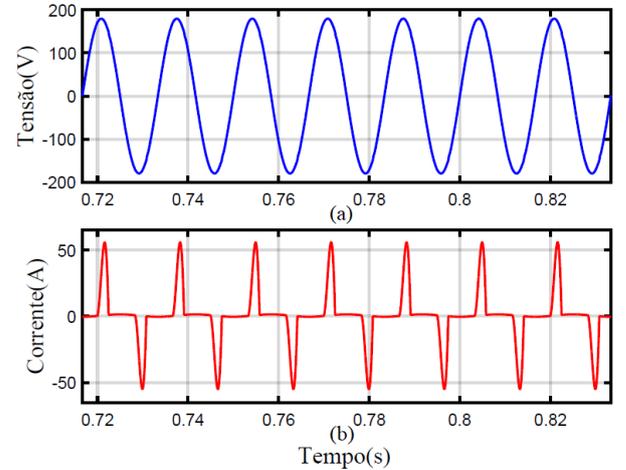


Figura 15. Teste com a Carga I; a) Tensão de saída, b) Corrente de saída.

Por fim, foi inserida outro perfil de carga não-linear monofásica (Carga II, Figura 13), que também apresenta componentes harmônicos ímpares. Com a carga, também foi possível verificar a atuação dos ressonantes, $H_2(s)$. Novamente, é possível perceber, através da Figura 16, que os componentes harmônicos presentes na corrente não influenciaram no sinal de tensão na carga, $v_0(t)$.

Na Figura 17, observa-se uma maior distorção dos sinais de tensão nas cargas, pois, desconsiderou-se o *feed-forward*, apresentando assim, uma maior distorção harmônica total

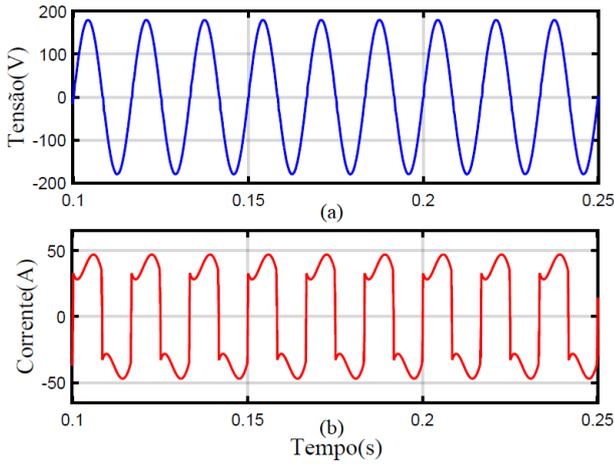


Figura 16. Teste com a Carga II; a) Tensão de saída, b) Corrente de saída.

(DHT) comparado com os sinais de tensão apresentados com *feed-forward*.

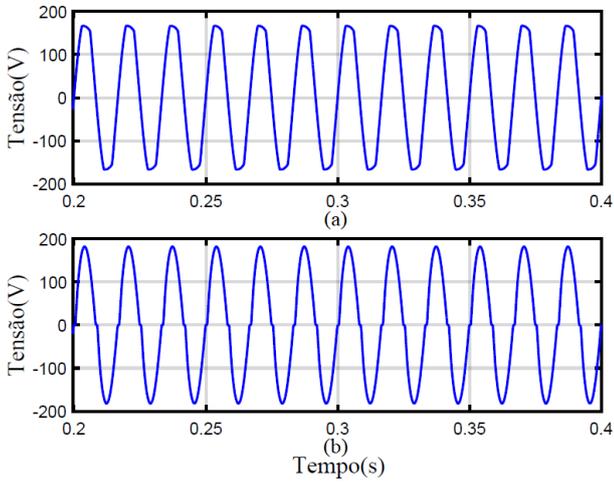


Figura 17. Testes sem *feed-forward*; a) Tensão de saída para Carga I, b) Tensão de saída para Carga II.

São observadas na Tabela 3 uma comparação da DHT dos resultados com e sem a ação *feed-forward*.

Tabela 3. DHT (%) da tensão de saída.

	Carga 1	Carga 2
Com <i>feed-forward</i> .	0,51%	1,21%
Sem <i>feed-forward</i> .	6,47%	7,34%

Para maiores detalhes dos resultados, realizou-se análises espectrais das tensões de saída da fonte CA para os perfis de cargas com e sem a ação do *feed-forward*. Nas Figuras 18 e 19, é observado a atuação dos ressonantes sintonizados nas frequências dos componentes harmônicos ímpares. Considerando o sistema com a ação do *feed-forward* há uma atenuação dos distúrbios causados pelas cargas não-lineares nas frequências onde foram sintonizados os ressonantes.

Na Figura 20 é destacado o comportamento transitório da tensão de saída (V_0), que está sendo formada pelo conversor, tomando como referência o sinal senoidal de 60 Hz com amplitude de 180 V (V_0^*). Note que para

ambos resultados, o controlador foi capaz de garantir o rastreamento assintótico da referência além de atingir o estado permanente com um tempo inferior a um ciclo do sinal senoidal.

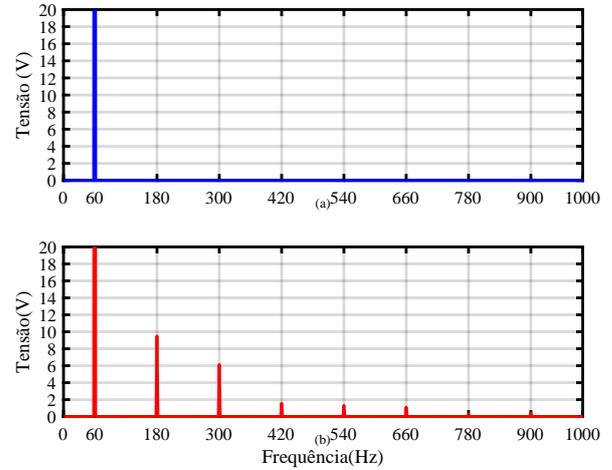


Figura 18. Análise espectral; a) Carga I com *feed-forward*, b) Carga I sem *feed-forward*.

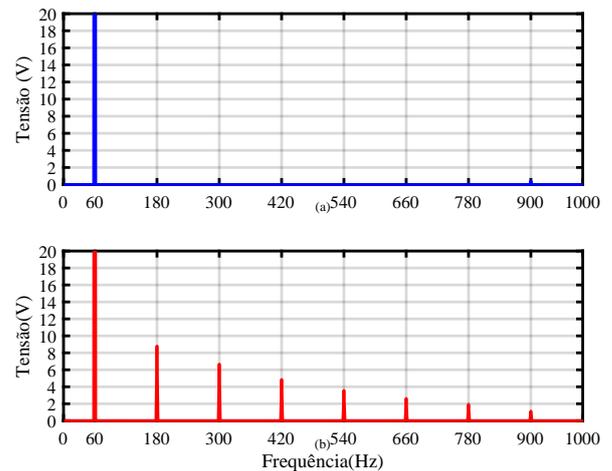


Figura 19. Análise espectral; a) Carga II com *feed-forward*, b) Carga II sem *feed-forward*.

6. CONCLUSÃO

Neste artigo foi apresentado um conversor monofásico de ponte-completa usando um controlador com compensação *feed-forward* para emular uma rede monofásica. Todas as etapas de projeto para as malhas de controle foram apresentadas. Controladores PRs são utilizados para rastrear o sinal de referência e eliminar harmônicos indesejados na tensão de saída. Além disso, a técnica de amortecimento ativo é utilizada para mitigar a ressonância do filtro de saída LC. Através dos resultados encontrados foi possível verificar que o sistema proposto apresentou comportamento satisfatório na formação ou emulação da tensão de saída do conversor, a mantendo com baixa distorção harmônica para diferentes perfis de carga. Por fim, ressalta-se que a medição, ou estimação, da corrente de carga é capaz de melhorar significativamente o perfil da tensão de saída.

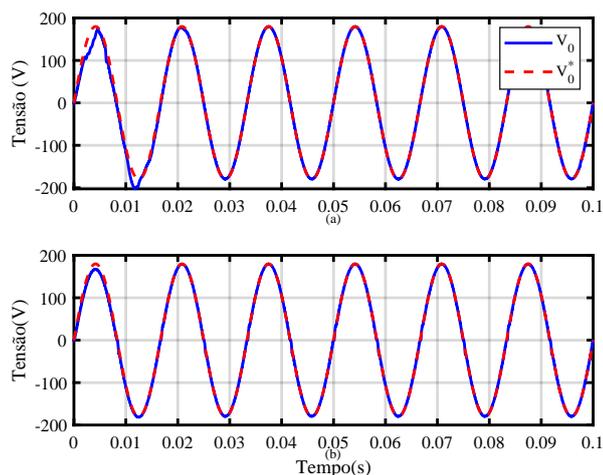


Figura 20. Rastreamento do sinal de referência; a) Carga I, b) Carga II.

REFERÊNCIAS

- Almeida, P.M., Barbosa, P.G., Oliveira, J.G., Duarte, J.L., and Ribeiro, P.F. (2015). Digital proportional multi-resonant current controller for improving grid-connected photovoltaic systems. *Renewable Energy*, 76, 662 – 669. doi:<https://doi.org/10.1016/j.renene.2014.11.087>.
- Bai, H., Wang, X., Loh, P.C., and Blaabjerg, F. (2017). Passivity enhancement of grid-tied converters by series lc-filtered active damper. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1), 369–379. doi:10.1109/TIE.2016.2562604.
- Beres, R.N., Wang, X., Blaabjerg, F., Liserre, M., and Bak, C.L. (2016). Optimal design of high-order passive-damped filters for grid-connected applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(3), 2083–2098. doi:10.1109/TPEL.2015.2441299.
- Bezerra, L.D.S. (2010). *Conversor CC-CA para Aplicação em Sistemas Autônomos de Energia Elétrica*. Mestrado em engenharia elétrica, Universidade Federal do Ceará.
- de Almeida, P.M. (2013). *Contribuições ao estudo de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica sem filtros passivos: projeto de controladores digitais para redução do conteúdo harmônico*. Doutorado em engenharia elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora.
- de Souza, I.D., [de Almeida], P.M., Barbosa, P.G., Duque, C.A., and Ribeiro, P.F. (2018). Digital single voltage loop control of a vsf with lc output filter. *Sustainable Energy, Grids and Networks*, 16, 145 – 155. doi:<https://doi.org/10.1016/j.segan.2018.07.004>.
- Fogli, G.A. (2018). *Controle de conversor multifuncional aplicado a um sistema de geração distribuída despachável baseado em um grupo motor gerador diesel*. Doutorado em engenharia elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora.
- Li, Y.W. (2009). Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with lc filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5), 1511–1521. doi:10.1109/TIE.2008.2009562.
- Loh, P.C., Newman, M.J., Zmood, D.N., and Holmes, D.G. (2003). A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase ups systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(5), 1176–1185. doi:10.1109/TPEL.2003.816199.
- Modesto, R.A., Barriviera, R., Oliveira da Silva, S.A., and Oliveira, A.A. (2013). A simplified strategy used to control the output voltage and the input current of a single-phase line-interactive ups system. In *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, 420–426. doi:10.1109/COBEP.2013.6785150.
- Mohan, N., Undeland, T.M., and Robbins, W.P. (2003). *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc, third edition.
- Ping, W., Oliveira Daniel, L., Diniz Rangel, R., Ricardo Carvalho, A., and Pinto Almeida, L. (2009). *Aplicação de conversores vsc em sistemas de transmissão de potência*.
- Tiepolo, G., Castagna, A., Canciglieri Jr, O., and Betini, R. (2012). Fontes renováveis de energia e a influência no planejamento energético emergente no brasil.
- Villalva, M. and Gazoli, J. (2012). *Energia Solar Fotovoltaica - Conceitos e Aplicações*.