

Avaliação da Estratégia de Controle Para Inversor fotovoltaico monofásico Conectado à Rede por Filtro LCL

A. C. Souza, J. R. Macedo, D. T. S. Borges, F. C. Melo, L. C. G. Freitas

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA – FEELT
UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA – UFU

arthur_costasouza@hotmail.com, jrubens@ieee.org, danieltoobias.sb@gmail.com, fernandocardoso101@gmail.com, lcgfreitas@yahoo.com.br

Resumo — O objetivo deste trabalho é implementar um filtro LCL para realizar a conexão da geração distribuída fotovoltaica monofásica na rede elétrica, atendendo as especificações técnicas das normas estabelecidas pelas concessionárias locais. Porém a utilização do filtro LCL necessita de algumas estratégias para manter as diretrizes mínimas de estabilidade no ponto de acoplamento. Desta forma, dois tipos de estratégias são apresentados neste estudo, são eles: Compensadores harmônicos e o amortecimento passivo. O primeiro retrata o uso dos compensadores harmônicos no controle da malha de corrente do inversor para as respectivas frequências harmônicas que se deseja atenuar, enquanto o segundo aborda a inserção de um resistor em série ao capacitor do filtro LCL para mitigar/amenizar a sua ressonância característica.

Palavras-chaves — Amortecimento passivo, compensadores harmônicos, filtro LCL, qualidade da energia elétrica.

I. INTRODUÇÃO

Para que o inversor fotovoltaico opere com conexão à rede de distribuição, é necessário um elemento de acoplamento, o qual um único indutor (Filtro L) em sua saída é capaz de realizar a respectiva ligação, conforme ilustra a Fig. 1. Porém o filtro L não consegue atender satisfatoriamente os requisitos necessários, no contexto que a rede detém características de desequilíbrios e correntes harmônicas, visto que, a tensão no ponto de acoplamento torna-se bastante ruidosa para este tipo de acoplamento [1].

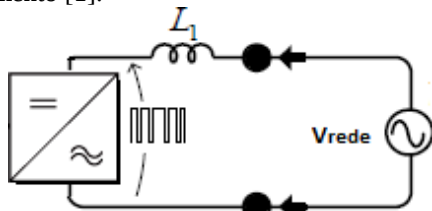


Fig. 1. Inversor conectado na rede por meio do filtro L.

O filtro LCL ilustrado na Fig. 2, no entanto, proporciona uma melhor atenuação harmônica sem aumentar significativamente o consumo de potência reativa, o que permite reduzir o tamanho do filtro, além de contribuir no fator de potência. A grande desvantagem do filtro LCL é sua impedância, que é caracterizada por um pico de ressonância próximo da frequência de corte do filtro, a qual deve ser

amortecida para evitar a instabilidade [2]. Para tanto, técnicas passivas e ativas podem ser utilizadas para amortecer a ressonância do filtro LCL.

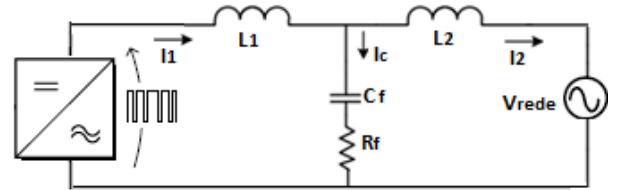


Fig. 2. Inversor conectado na rede por meio do filtro LCL.

Em relação ao controle do inversor, este é dividido em duas malhas de controle: a malha de tensão e a malha de corrente, conforme ilustrado na Fig. 3. A corrente I_x refere-se à potência de entrada do conversor *boost* dividido pela tensão rms da rede, e em seguida, multiplicado por um ganho de 1,4142.

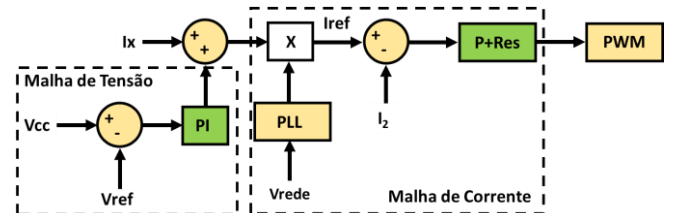


Fig. 3. Diagrama de bloco do controle do inversor.

O controle da tensão do barramento CC, por sua vez, fica a cargo da malha de tensão do inversor com compensador Proporcional Integral (PI), o qual define a referência de corrente a ser injetada na rede elétrica. A malha de tensão tem como função regular a tensão do barramento CC, desse modo, a sua dinâmica deve ser muito mais lenta que a malha de corrente para garantir o desacoplamento dinâmico entre ambas, e consequentemente, a estabilidade do sistema [3]. A função de transferência da planta da malha da tensão para o levantamento do compensador PI é dada em (1) [3]:

$$F_{t(PI)} = \frac{R_o}{1+s.C_o.R_o} \quad (1)$$

Em que:

R_o é a resistência equivalente do inversor;

C_o é a capacitância de saída do conversor *boost*;

A Tabela I exibe os parâmetros utilizados do conversor *boost*. Maiores informações a respeito dos equacionamentos da parametrização do conversor *boost* podem ser vistas em [4].

Parâmetros	Valor
V_i	216,6 V
V_o	500 V
L	855 μ H
C_o	700 μ F
R_o	86,44 Ω
η_{boost}	93%
P_o	2892,3 W
F_{sw}	20 kHz

A Fig. 4, ilustra os seguintes parâmetros empregados na Tabela I, lembrando que a variável F_{sw} refere-se à frequência de chaveamento, enquanto η e P_o o rendimento e a potência de saída do conversor *boost*, respectivamente.

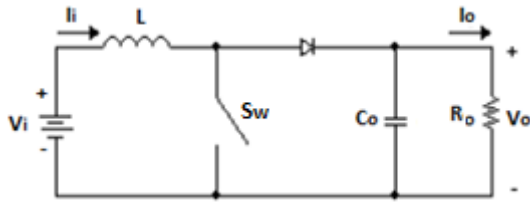


Fig. 4. Circuito equivalente do conversor *boost*.

De uma forma mais ampla a Fig. 5 tem-se esquematizado um arranjo típico empregado na geração fotovoltaica, detalhando cada etapa de seu sistema.

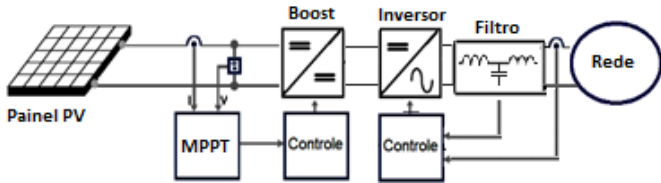


Fig. 5. Diagrama de blocos da geração fotovoltaica

Com a função de transferência da malha de tensão obtida em (1), juntamente com o auxílio da ferramenta *sisotool* do software *Matlab*®, obtém-se em (2) o seguinte compensador PI:

$$C_V = 0,09041 \cdot \left(\frac{s+93,2}{s} \right) \quad (2)$$

Vale ressaltar que no projeto do compensador PI foi admitido uma frequência de corte de 150,79 rad/s, visto que este parâmetro deve ser baixo para garantir o desacoplamento com o controle da malha de corrente, ao passo que a margem de fase foi estabelecida em 65°, devida sua resposta a um degrau unitário ter estabilizado em um curto intervalo de tempo. Para um maior detalhamento sobre o projeto do compensador PI, verificar as análises em [5].

Percebe-se ao analisar a Fig. 3, que o controle da malha de corrente não trabalha com os compensadores tradicionais (PI ou PID), mas sim com o compensador P+Res (Proporcional-Ressonante). Isso se deve, pelos compensadores tradicionais não serem capazes de seguir uma referência senoidal sem erro no regime permanente, ou seja, o ganho tende a infinito apenas para sinais contínuos (que é o caso da malha de tensão).

Além disso, tais controladores possuem baixa capacidade de rejeição de distúrbio devido à baixa performance da ação integral quando o distúrbio se trata de um sinal periódico [6]. Portanto, conclui-se que para controlar a corrente em inversores conectados à rede eficientemente, é necessário um compensador que forneça um ganho para o sinal de referência (I_{ref}), onde a forma de onda é periódica senoidal.

Os controladores do tipo P+Res, utilizados na malha de corrente para o controle de inversores de tensão do tipo VSI (*Voltage Source Inverter*), são tipicamente filtros passa-faixa, cuja frequência está sintonizada na frequência nominal da rede elétrica (60 Hz) e tem como principal característica um alto ganho nessa frequência, devido à soma da ação proporcional com uma ação ressonante.

Vale ressaltar que a malha de corrente controla a injeção de potência à rede elétrica, por meio da referência de corrente imposta pela malha de tensão. A função de transferência do controlador P+Res é apresentada em (3) [7].

$$F_{t(P+res)} = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega^2} \quad (3)$$

Em que:

K_p Ganho proporcional;

K_i Ganho Integral;

ω é a frequência de ressonância a ser trabalhada;

A equação (3) corresponde ao controlador P+Res ideal, o qual produz um ganho infinito em ω , porém não é suficiente para manter a estabilidade do sistema. Portanto, é necessário a implementação do P+Res amortecido [8-9], conforme ilustrado em (4).

$$F_{t(P+res)amort.} = K_p + \frac{2K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (4)$$

Em que:

ω_c é a frequência de corte; A adição deste parâmetro resulta em uma pequena ampliação da faixa passante e a redução do ganho na frequência de ressonância, tornando-o estabilizável. Os compensadores P+Res foram bastante difundidos para o controle da malha de corrente do inversor. Porém para a compensação de correntes harmônicas é fundamental a aplicação dos Compensadores Harmônicos (CH) no controle da malha de corrente. Basicamente deve-se adicionar em paralelo com o compensador P+Res, outros compensadores iguais sintonizados nas frequências que irão ser compensadas. A adição de novos CHs teoricamente não afeta a dinâmica do compensador P+Res da fundamental [9]. Ressalta-se que pequenos desvios da frequência na rede comprometem na atuação do P+Res, de modo que o erro em regime permanente aumente e o desempenho em relação à rejeição harmônica diminui.

O diagrama da aplicação do compensador harmônico juntamente com o compensador P+res, pode ser vislumbrada na Fig. 6.

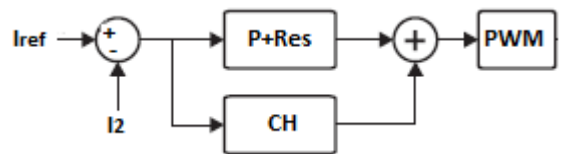


Fig. 6. Implementação do CH no controle da malha de corrente.

A equação (5) descreve a função transferência do compensador harmônico.

$$F_{t(CH)} = \sum_{n=3}^{h=7} \left(\frac{2 \cdot K_i \cdot n \cdot \omega_c \cdot s}{s^2 + 2 \cdot n \cdot \omega_c \cdot s + \omega^2} \right) \quad (5)$$

Também, observa-se que o parâmetro (h) indica a quantidade de harmônicas que estão sendo compensadas, tal que se $h = 7$, significa que foram compensadas a terceira, quinta e sétima ordem harmônicas [9].

II. RESOLUÇÃO NORMATIVA (REN)

As distribuidoras deverão adequar seus sistemas comerciais e elaborar ou revisar normas técnicas para tratar do acesso de microgeração e minigeração distribuída, utilizando como referência os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, as normas técnicas brasileiras e, de forma complementar, as normas internacionais.

O acompanhamento da implantação da REN nº 482/2012, realizado pela ANEEL nos últimos anos, permitiu identificar diversos pontos da regulamentação que necessitavam de aprimoramento [10]. Para tanto, essa resolução e a seção 3.7 do Módulo 3 do PRODIST passaram por uma revisão que culminou na REN nº 687/2015. Desta forma, esclarece alguns aspectos técnicos e deveres do consumidor ao conectar uma geração distribuída (GD) na rede de distribuição, lembrando que após a conexão, o mesmo deve estar em consonância com os limites estabelecidos no Módulo 8 do PRODIST–Qualidade da Energia Elétrica.

A- Critérios para conexão da GD

A Norma de Distribuição ND.5.30 (Requisitos para a Conexão de Acessantes ao Sistema de Distribuição Cemig D – Conexão em Baixa Tensão) estabelecida pela Concessionária de energia de Minas Gerais (Cemig), emprega algumas exigências para a possível conexão de uma fonte de energia em sua rede. A qualidade da energia fornecida pelos sistemas de geração distribuída às cargas locais e à rede elétrica da Cemig D é regida por práticas e normas referentes à tensão, cintilação, frequência, distorção harmônica e fator de potência. O desvio dos padrões estabelecidos por essas normas caracteriza uma condição anormal de operação, e os sistemas devem ser capazes de identificar esse desvio e cessar o fornecimento de energia à rede da Cemig D [11]. Para este estudo destaca-se a avaliação do fator de potência e a distorção harmônica no ponto de acoplamento da GD fotovoltaica.

B- Fator de potência

O sistema de geração distribuída deve ser capaz de operar dentro das seguintes faixas de fator de potência quando a potência ativa injetada na rede for superior a 20% da potência nominal do gerador [11]:

- Sistemas de geração distribuída com potência nominal menor ou igual a 3kW: FP igual a 1 com tolerância de trabalhar na faixa de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo;
- Sistemas de geração distribuída com potência nominal maior que 3kW e menor ou igual a 6 kW: FP ajustável de 0,95 indutivo até 0,95 capacitivo;

- Sistemas de geração distribuída com potência nominal maior que 6 kW: FP ajustável de 0,92 indutivo até 0,92 capacitivo.

C -Harmônicas e distorção da forma de onda

A distorção harmônica total de corrente deve ser inferior a 5%, na potência nominal do sistema de geração distribuída. Cada harmônica individual deve estar limitada aos valores apresentadas na Tabela II [11].

TABELA II. LIMITE DE DISTORÇÃO HARMÔNICA DE CORRENTE.

Harmônicas ímpares	Limite de distorção
3° a 9°	< 4,0 %
11° a 15°	< 2,0 %
17° a 21°	< 1,5 %
23° a 33°	< 0,6 %
Harmônicas pares	Limite de distorção
2° a 8°	< 1,0 %
10° a 32°	< 0,5 %

III. PROCEDIMENTO DE PROJETO DO FILTRO LCL COM AMORTECIMENTO PASSIVO

Os seguintes parâmetros são necessários para a configuração do filtro: V_L (tensão de linha), P_n (potência ativa de saída do inversor), ω_g (frequência angular da rede), V_{CC} (tensão do barramento CC) e F_{sw} (frequência de chaveamento do inversor) [12]. A impedância de base (Z_b) e a capacitância de base (C_b) são definidas por (6) e (7). Assim, os valores de filtro serão referidos numa percentagem dos valores de base.

$$Z_b = \frac{V_L^2}{P_n} \quad (6)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g \cdot Z_b} \quad (7)$$

Para a parametrização da capacitância do filtro, considera-se que a variação máxima do fator de potência observada pela rede seja de 5%, indicando que a capacitância base do sistema é ajustada conforme indica (8).

$$C_f = 0,05 \cdot C_b \quad (8)$$

Um fator de projeto maior que 5% pode ser usado, quando for necessário compensar a reatância indutiva do filtro, porém o fator de potência será comprometido. Se um valor muito baixo de capacitor for selecionado, um valor de indutância muito alto pode ser necessário (L_1). Portanto, é aconselhável atribuir um valor em torno da metade do limite obtido na equação (8), no caso de alguma das restrições não serem respeitadas, assim aumenta-se a capacitância até o valor limite [13]. A corrente máxima de saída do inversor monofásico é obtida em (9).

$$I_{max} = \frac{P_n \cdot \sqrt{2}}{V_L} \quad (9)$$

A ondulação de corrente máxima na saída do inversor, normalmente admitida em projeto corresponde a 10%, como pode ser visto em (10):

$$\Delta I_{max} = 0,1 \cdot I_{max} \quad (10)$$

Dessa forma, o valor do indutor do lado do inversor é expressado em (11):

$$L_1 = \frac{V_{CC}}{6 \cdot F_{sw} \cdot \Delta I_{max}} \quad (11)$$

O filtro LCL deve reduzir a ondulação da corrente a 20% [12-13]. Os autores propõem um fator de atenuação de corrente harmônica chamada de k_a sugerindo um valor de 20% em seus exemplos. Dessa forma a indutância do lado da rede (L2) é dada em (12):

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \cdot \omega_{sw}} \quad (12)$$

A frequência de ressonância (F_{res}) em (13) deve estar dentro dos limites estabelecidos em (14), caso contrário, deve trabalhar com outro valor de capacitância obtido em (8):

$$F_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (13)$$

$$10 \cdot F_{rede} < F_{res} < 0,5 \cdot F_{sw} \quad (14)$$

Um resistor em série (R_f) com o capacitor atenua parte da ondulação na frequência de comutação para evitar a ressonância. O valor desta resistência deve ser um terço da impedância do capacitor de filtro na frequência de ressonância [12], logo, a resistência em série com a capacitância do filtro (amortecimento passivo) é dada por (15):

$$R_f = \frac{1}{3 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{res}) \cdot C_f} \quad (15)$$

A principal desvantagem de inserir o resistor em série com o capacitor do filtro são as perdas adicionais, porém essas perdas não são tanto significativas, mesmo porque o resistor ajuda no objetivo na redução da ondulação da corrente em 20% [13]. Assim, utilizando os valores presentes na Tabela III, obtém-se os valores dos componentes do filtro LCL que são apresentados na Tabela IV.

TABELA III. PARÂMETROS NECESSÁRIO PARA O CÁLCULO DO FILTRO LCL.

Parâmetros	Valor
VCC	500 V
VL	220 V
Psaida_inv.	2776,6 W
Zb	17,43 Ω
ω_g	377 rad/s
Cb	152,2 μF
Cf	7,6086 μF
Fsw	20 kHz
Imax	17,85 A
$\eta_{inversor}$	96%
Ka	0,2

TABELA IV. PARAMETRIZAÇÃO DO FILTRO LCL.

Parâmetros	Valor
L1	2,3344 mH
Cf	7,6086 μF
L2	0,04994 mH
Rf	0,8449 Ω
Fres	8251,83 Hz

Vale ressaltar que foi considerado a resistência de L_1 e L_2 em 0,5 ohm. Em relação ao arranjo fotovoltaico, o mesmo é composto por duas fileiras (*strings*) em paralelo, com 6 módulos em série, ou seja, um sistema fotovoltaico formado por 12 módulos. A Tabela V retrata as informações de entrada do módulo American Solar ASW-260M e do seu respectivo arranjo.

TABELA V. PARAMETRIZAÇÃO DO MÓDULO AMERICAN SOLAR ASW-260W.

	Dados do Módulo	Dados do Arranjo
Vmp	36,1 V	216,6 V
Voc	43,42 V	260,5 V
Imp	7,18 A	14,36 A
Isc	7,98 A	15,96 A
Pmáx	260 W	3110 W
Rs	0,4 Ω	1,3 Ω
α	0,05 % / °C	0,1% / °C
β	-0,35% / °C	-0,7% / °C

Em que: Vmp trata-se da tensão de máxima potência, Voc refere-se a tensão de circuito aberto; Imp consiste na corrente de máxima potência, Isc representa a corrente de curto-circuito; α expressa no coeficiente de temperatura para a corrente de curto-circuito; β define o coeficiente de temperatura para a tensão de circuito aberto, Rs informa a resistência série da célula e Pmax a potência máxima fornecida pelo módulo ou arranjo fotovoltaico.

Vale ressaltar que os parâmetros α e β informados pelo *datasheet* se encontram na unidade de (%/°C), porém, na modelagem dos painéis solares, essa informação é preenchida em (A/°C e V/°C) para α e β , respectivamente. As equações (16) e (17) seguem as respectivas conversões:

$$\alpha [A/^{\circ}C] = \frac{\alpha [%/^{\circ}C]}{100} \cdot I_{sc} \quad (16)$$

$$\beta [V/^{\circ}C] = \frac{\beta [%/^{\circ}C]}{100} \cdot V_{oc} \quad (17)$$

Para maiores informações sobre a modelagem da célula solar utilizada, consultar em [4]. A Fig. 7 exhibe o sistema fotovoltaico completo implementado no MATLAB/Simulink.

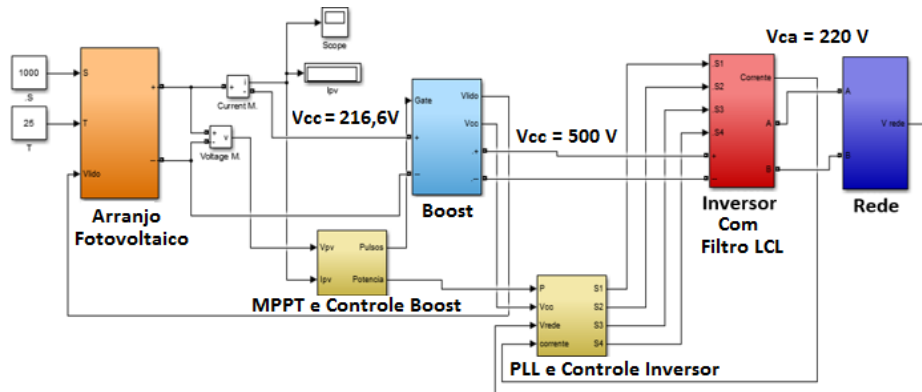


Fig. 7. Sistema fotovoltaico implementado no Simulink®.

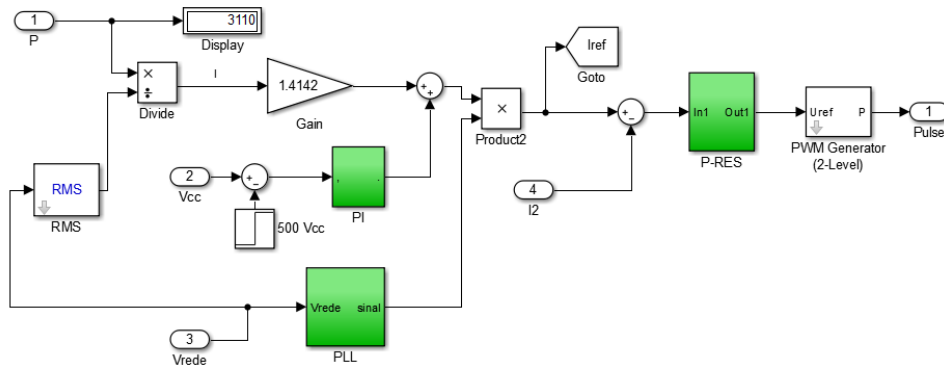


Fig. 8. Unidade de controle do inversor monofásico implementado no Simulink®.

IV. ESTUDO DE CASO

Após de ter apresentado as unidades constituintes de um sistema fotovoltaico conforme vislumbrado na Fig. 7, por fim, será analisado o comportamento do Filtro LCL com e sem o amortecimento passivo, ora na presença dos compensadores harmônicos e ora sem auxílio dos mesmos. A Fig. 8 apresenta o controle do inversor implementado no MATLAB/simulink, o qual é constituído pela malha de tensão juntamente com seu compensador PI e a malha de corrente com o compensador P+Res.

A- Filtro LCL sem amortecimento passivo (R_f) e sem Compensadores Harmônicos (CH)

A Fig. 9 evidencia a tensão e corrente no ponto de acoplamento na rede (implementada com apenas uma fonte de tensão), além de exibir a tensão no barramento CC.

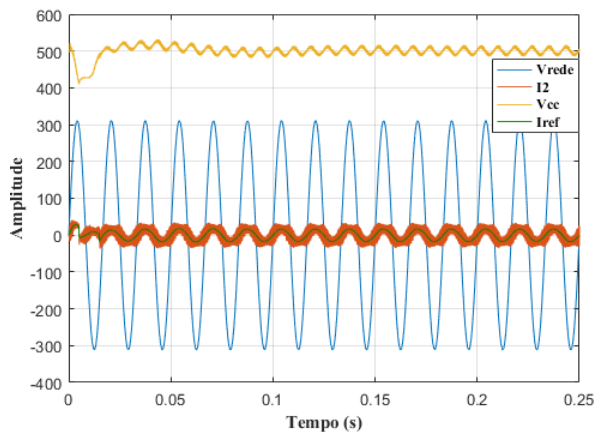


Fig. 9. Tensão e corrente no ponto de acoplamento e tensão no elo CC.

Percebe-se pela Fig. 9 que, a tensão do barramento CC mantém o seu valor em torno dos 500 V, logo, a malha de controle da tensão está em conformidade, enquanto a malha de corrente também cumpre com a sua função em injetar uma corrente senoidal na rede, e com o auxílio do PLL (*phase locked loop*) manteve-se em sincronismo com a tensão. Outro aspecto a observar, é a corrente I_2 que acompanha a corrente de referência, confirmando assim, a eficiência do controle.

A Fig. 10 mostra as componentes harmônicas que compõem a corrente que está sendo injetada na rede, tendo a terceira ordem harmônica como a mais significativa. Desta forma, ocorre a violação dos limites estipulados pela Tabela II, a qual permite um valor máximo de 3,99% de distorção, ao contrário do valor atingido para esta situação de 5,15%.

Sampling time	= 5e-06 s		
Samples per cycle	= 3333		
DC component	= 0.1048		
Fundamental	= 17.11 peak (12.1 rms)		
THD	= 6.67%		
0 Hz (DC) :	0.61%	270.0°	
60 Hz (Fnd) :	100.00%	1.2°	
120 Hz (h2) :	0.43%	-84.6°	
180 Hz (h3) :	5.15%	-86.1°	
240 Hz (h4) :	0.48%	267.4°	
300 Hz (h5) :	1.57%	264.7°	
360 Hz (h6) :	0.86%	262.8°	
420 Hz (h7) :	0.59%	-84.9°	
480 Hz (h8) :	0.94%	-81.9°	
540 Hz (h9) :	1.05%	-48.9°	
600 Hz (h10) :	0.87%	-64.7°	
660 Hz (h11) :	0.77%	-27.3°	
720 Hz (h12) :	0.53%	-60.3°	
780 Hz (h13) :	1.21%	57.1°	
840 Hz (h14) :	1.75%	-72.7°	
900 Hz (h15) :	1.32%	41.1°	
960 Hz (h16) :	2.02%	269.3°	

Fig. 10. Conteúdo harmônico da corrente de saída.

B- Filtro LCL com amortecimento passivo (R_f) e sem Compensadores Harmônicos (CH)

A Fig. 11 evidencia a tensão e corrente no ponto de acoplamento na rede com o amortecimento passivo, ou seja, com uma resistência série com o capacitor do filtro LCL.

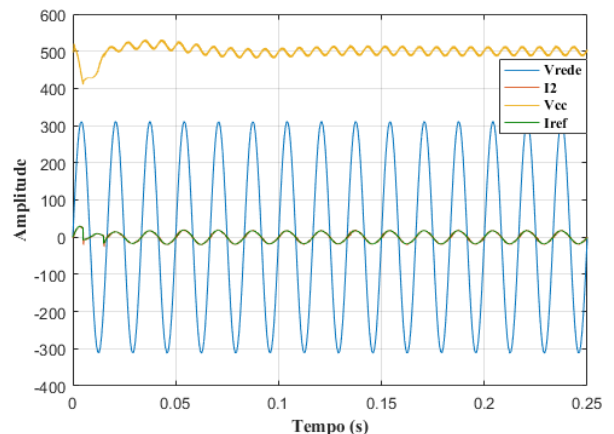


Fig. 11. Tensão e corrente no ponto de acoplamento e tensão no elo CC.

De acordo com a Fig. 11, nota-se um comportamento menos ruidoso da corrente de saída (I_2) em vista à Fig. 9, desse modo, conclui-se que o amortecimento passivo melhora a performance da estabilidade do sinal. Além disso, o amortecimento colaborou na redução da distorção harmônica total de corrente (THDi), no montante de 6,67% (ver Fig. 10) para 3,08%, conforme indica a Fig. 12.

Sampling time	=	5e-06 s	
Samples per cycle	=	3333	
DC component	=	0.03158	
Fundamental	=	17.72 peak (12.53 rms)	
THD	=	3.08%	
0 Hz (DC):	0.18%	270.0°	
60 Hz (Fnd):	100.00%	1.5°	
120 Hz (h2):	0.10%	-62.0°	
180 Hz (h3):	2.87%	-80.3°	
240 Hz (h4):	0.04%	6.6°	
300 Hz (h5):	0.28%	231.4°	
360 Hz (h6):	0.23%	244.8°	
420 Hz (h7):	0.17%	82.2°	
480 Hz (h8):	0.30%	182.3°	
540 Hz (h9):	0.23%	-34.3°	
600 Hz (h10):	0.21%	180.5°	
660 Hz (h11):	0.58%	233.1°	
720 Hz (h12):	0.45%	240.9°	
780 Hz (h13):	0.33%	33.2°	
840 Hz (h14):	0.11%	140.7°	
900 Hz (h15):	0.39%	188.8°	
960 Hz (h16):	0.26%	-29.4°	

Fig. 12. Conteúdo harmônico da corrente de saída.

C- Filtro LCL com amortecimento passivo (R_f) e com Compensadores Harmônicos (CH)

A Fig. 13 evidencia a tensão e corrente no ponto de acoplamento na rede com o amortecimento passivo e os compensadores harmônicos de 3ª, 5ª e 7ª ordem.

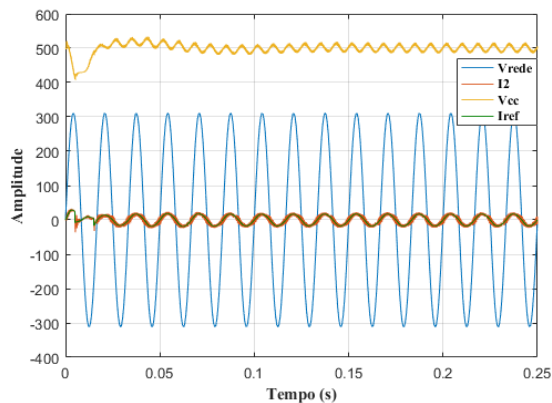


Fig. 13. Tensão e corrente no ponto de acoplamento e tensão no elo CC.

Apesar da corrente de saída (I_2) ter apresentado uma pequena taxa de ruído, os compensadores harmônicos não interferiram na dinâmica do controle, pois o mesmo continua a acompanhar a corrente de referência (I_{ref}). A Fig. 14 expõe o conteúdo harmônico com a inserção dos CHs.

Sampling time	=	5e-06 s	
Samples per cycle	=	3333	
DC component	=	0.03937	
Fundamental	=	17.59 peak (12.44 rms)	
THD	=	2.81%	
0 Hz (DC):		0.22%	270.0°
60 Hz (Fnd):		100.00%	1.5°
120 Hz (h2):		0.17%	88.0°
180 Hz (h3):		2.78%	-81.9°
240 Hz (h4):		0.09%	149.5°
300 Hz (h5):		0.07%	31.0°
360 Hz (h6):		0.12%	62.0°
420 Hz (h7):		0.08%	172.9°
480 Hz (h8):		0.05%	137.8°
540 Hz (h9):		0.04%	250.5°
600 Hz (h10):		0.08%	132.6°
660 Hz (h11):		0.05%	269.8°
720 Hz (h12):		0.18%	130.6°
780 Hz (h13):		0.07%	67.4°
840 Hz (h14):		0.11%	154.8°
900 Hz (h15):		0.04%	-16.7°
960 Hz (h16):		0.05%	117.7°

Fig. 14. Conteúdo harmônico da corrente de saída.

Verifica-se pela Fig. 14 que os compensadores harmônicos atuaram eficientemente, pois houve a redução de correntes harmônicas nas ordens de 3ª, 5ª e 7ª. A Tabela VI apresenta a parametrização do P+Res e dos respectivos compensadores.

TABELA VI. PARAMETRIZAÇÃO DOS CONTROLADORES.

Parâmetros	P+Res	C3	C5	C7
Kp	0,1	-	-	-
Ki	50	25	30	15
ω_c	10	20	7,5	20
ω	377	1130,97	1884,95	2638,94

V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresenta o sistema de controle de um inversor fotovoltaico conectado à rede baseado no controlador P+Res com amortecimento passivo e compensadores harmônicos. Tais técnicas utilizadas apresentam vantagens sobre as estratégias tradicionais de controle (Filtros L com compensadores PI), dado que, o mesmo desacopla a dinâmica do sistema das tensões da rede e permite a geração de correntes de saída com baixa distorção harmônica. O ganho do controlador P+Res torna-se infinito numa banda estreita centrada na frequência de ressonância e quase nula fora da banda. Isso faz com que o controlador rastreie uma referência senoidal de alta frequência sem ter que aumentar a frequência de comutação. Uma característica interessante do CH é que ele não afeta a dinâmica do controlador P+Res. Assim, a técnica P+Res pode ser usada com sucesso no controle de corrente para aplicações de conversores de rede.

VI. REFERÊNCIAS

- [1] A.C. Souza, L. R. C. Silva, T. L. Oliveira, J. R. Macedo Jr, I.N. Santos. "Análise da microgeração fotovoltaica Monofásica na rede de distribuição de baixa tensão" XIV CEEL- UFU, Uberlândia/MG, Outubro de 2016.
- [2] Paukner, Fillipe Lucchin, "Comparação do controle do inversor trifásico conectado à rede com filtro LCL considerando o amortecimento passivo e ativo", Dissertação de Mestrado, UTFPR, Pato Branco/PR, 2016.
- [3] I. Barbi, J. Moia, S.H. Pini. "Análise e controle do retificador trifásico boost PWM em base $0\alpha\beta$ ". UFSC, INEP- Instituto de Eletrônica de Potência, Florianópolis/SC, Agosto de 2010.
- [4] A. C. Souza, F. C. Melo, T. L. Oliveira, C. E. Tavares, "Performance analysis of the computational implementation of a simplified PV model and MPPT algorithm", in IEEE Latin America Transactions, Vol. 14, no.2, pp. 792-798, 2016.
- [5] A.C. Souza. "Análise dos Impactos da Geração Distribuída Por Fonte Solar Fotovoltaica na Qualidade da Energia Elétrica". Dissertação de Mestrado apresentado na UFU, Uberlândia/MG, 2016.
- [6] D.N. Zmood, D.G. Holmes, "Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-State Error", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, n° 3, pp. 814-822, maio, 2003.
- [7] Teodorescu, R.; Blaabjerg, F. A New Control Structure for Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 580-586.
- [8] Teodorescu, R.; Blaabjerg, F. "Proportional-resonant controllers. A new breed of controllers suitable for grid-connected voltage-source converters". In: The 9th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments. Brasov: [s.n.], 2004. p. 9-14.
- [9] S. J. M. Machado. "Uma proposta de controle com alta capacidade de rejeição harmônica para inversores monofásicos conectados à rede elétrica através de filtro LCL amortecido para sistemas de energia renovável". Dissertação de mestrado apresentado na UEL, Londrina/PR, 2016.
- [10] Resolução Normativa nº 687, de 24 de novembro de 2015. AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>
- [11] Manual de Distribuição Requisitos para a Conexão de Acessantes ao Sistema de Distribuição Cemig D - Conexão em Baixa Tensão.
- [12] A. Reznick, M. G. Simões, A. Al-Dutra, S. M. Mueyen, "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems" IEEE transactions on industry applications, Vol. 50, no. 2, March/April 2014.
- [13] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCLfilter-based three-phase active rectifier," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, Sep./Oct. 2005.