

PROJETO DE CONTROLADOR BASEADO NO MODELO INTERNO COM 1 GRAU DE LIBERDADE UTILIZADO EM INJEÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA NA REDE MONOFÁSICA A PARTIR DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Eric N. Chaves*, Ernane A. A. Coelho, Henrique T. M. Carvalho, Luiz C. G. Freitas, João B. V. Júnior,
Luiz C. Freitas

Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia – MG, Brasil

*Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, Itumbiara – GO, Brasil

e-mail: eric.neryx@gmail.com, ernane@ufu.br

Resumo – Este trabalho apresenta o projeto de um controlador baseado no modelo interno (*Internal Model Control* – IMC) com 1 grau de liberdade (*1 Degree of Freedom* – 1 DOF) aplicado a um inversor de tensão conectado à rede elétrica monofásica. É apresentada a modelagem matemática do inversor com filtro LCL, que é utilizada para o projeto do controlador IMC 1DOF, e analisada a compensação da realimentação interna ao sistema, correspondente ao desacoplamento da tensão da rede, através da estratégia de realimentação à frente (*Feedforward*). Visando-se uma base de comparação, também é aplicado ao sistema, um bem conhecido controlador Proporcional-Ressonante (*P+Res*) e são apresentados resultados de simulação e experimentais, os quais permitem uma análise e comparação de desempenho de ambos os controladores.

Palavras-Chave – Controle com Modelo Interno, Geração Fotovoltaica, Proporcional-Ressonante, Sistemas Conectados com a Rede Elétrica Monofásica.

ONE-DEGREE OF FREEDOM INTERNAL MODEL CONTROL DESIGN FOR SINGLE PHASE PHOTOVOLTAIC GRID CONNECTED INVERTERS

Abstract – This paper presents the design of the One-Degree of Freedom Internal Model Control structure (1DOF IMC) applied to a single-phase grid-connected inverter. The mathematical modeling of the inverter and its LCL filter is presented and used for the design of the proposed 1DOF IMC controller. The internal feedback compensation corresponding to the decoupling of the grid voltage provided by a feedforward strategy is also analyzed. In order to establish a comparison scenario, the performance of grid connected system under analysis is also evaluated using a well-known Proportional-Resonant Controller (*P+Res*). Simulations and experimental results of both controllers are presented and the efficacy and advantages of the proposed control technique applied to a single-phase grid-connected inverter are corroborated.

1

Keywords - Grid-Connected Single-Phase Systems, Internal Model Control, Photovoltaic Generation, Proportional-Resonant.

I. INTRODUÇÃO

A crescente demanda por energia elétrica nos últimos anos culminou no desenvolvimento de pesquisas em fontes renováveis como eólica e fotovoltaica, entre outras. No Brasil, dois aspectos principais justificam o desenvolvimento e a pesquisa em sistemas de geração solar fotovoltaica (FV), sendo que o primeiro deles é o alto índice médio diário de radiação solar, o qual chega a ultrapassar 5 kWh/m², em algumas regiões [1]. O outro aspecto é a necessidade de atendimento à demanda energética com redução de perdas e custo de transmissão e distribuição do sistema elétrico, uma vez que este já está em seu limite de capacidade técnica [2]. O fato é que, além de reduzir a demanda de energia do sistema convencional, a geração FV permite a redução dos custos de transmissão, pois a geração ocorre nas imediações da carga.

Em virtude dessas premissas, muitas pesquisas vêm sendo realizadas em torno da geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos e, em geral, são focadas em melhorar a eficiência na geração, através, por exemplo, de algoritmos de rastreamento de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT) [3], [4] e/ou melhorar a qualidade da energia entregue à distribuidora, em sistemas que funcionam conectados à rede elétrica [5].

Normas internacionais como IEC-61000-3-2 [6] e IEEE 519 [7], e as nacionais ABNT NBR 16149 [8] e 16150 [9], regulam as características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. Essas normas definem os padrões para qualidade da corrente injetada na rede, determinando taxas de distorções harmônicas permitidas em função da potência nominal dos inversores, sendo que as normas nacionais, acima citadas, são específicas para geração distribuída a partir de arranjo de painéis fotovoltaicos.

No que diz respeito à conexão com a rede, questões envolvendo o padrão ou a topologia têm despertado grande interesse da comunidade científica e, conseqüentemente, um aumento no número de publicações, dentre as quais se destacam [10] e [11], respectivamente. Com base nesses padrões, a topologia adotada para este trabalho é a do inversor de tensão monofásico PWM senoidal (*Voltage Source Inverter* - VSI) com filtro LCL, conectado à rede elétrica monofásica.

¹Artigo submetido em 01/09/2014. Primeira revisão em 16/01/2015. Segunda revisão em 14/05/2015. Aceito para publicação em 26/06/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

A Figura 1 apresenta a estrutura do sistema fotovoltaico conectado à rede monofásica, adotada para este trabalho. Tipicamente é utilizado um conversor CC-CC, que pode ser do tipo elevador (*Boost*), para rastreamento do ponto de máxima potência e para desacoplar a etapa de geração da saída do inversor, através do barramento CC. O rastreamento do ponto de máxima potência, no entanto, não será tratado no presente trabalho.

O controle da tensão do barramento CC (V_{DC}), por sua vez, fica a cargo de uma malha externa de controle do inversor com compensador Proporcional (P) ou Proporcional Integral (PI), o qual define a referência de corrente a ser injetada na rede elétrica, como pode ser observado na Figura 2. Ainda na Figura 2, pode-se notar que uma amostra da tensão da rede é tomada no ponto de conexão (E_S) e serve tanto para o algoritmo de sincronismo com a tensão da rede elétrica – neste caso um PLL (*Phase Locked Loop*) – quanto para a estratégia de desacoplamento do efeito dessa conexão.

Os aspectos relativos à estrutura do sistema fotovoltaico, topologia dos conversores, estratégias de controle da tensão no barramento CC, algoritmos de anti-ilhamento e de sincronismo com a tensão da rede elétrica, não serão tratados no presente artigo.

O desenvolvimento dos primeiros controladores utilizados em inversores *VSI* começou pelos controladores por histerese

e controladores PI. O controlador PI é apto a compensar tais sistemas de injeção de corrente na rede elétrica, desde que utilizado em topologia trifásica e referencial síncrono. Caso contrário, não consegue compensar os erros em regime permanente, em termos de amplitude e fase, da corrente injetada [12].

Entretanto, para referencial estacionário – caso das aplicações monofásicas – importantes avanços foram descritos em [12], com o controlador Proporcional Ressonante (*P+Res*), e em [13], com o controlador Proporcional Repetitivo. Em [14]-[16] o controlador *P+Res* (tipo I) foi utilizado para o controle da injeção de corrente na rede monofásica e filtro LRC, com bons resultados. Contudo, em sistemas com pouco amortecimento, como os que utilizam filtro LCL, melhores resultados foram obtidos em [2], com o *P+Res* do tipo I, e em [17], com o do tipo II.

Os controladores do tipo *P+Res*, utilizados para o controle de inversores de tensão conectados à rede no modo de injeção de corrente, são tipicamente filtros passa-faixa, cuja frequência de centro está sintonizada na frequência nominal da rede elétrica e tem como principal característica um alto ganho nessa frequência (idealmente infinito nos controladores do tipo I ou sem amortecimento), banda passante estreita e variação brusca desse ganho nas frequências de borda da banda passante [18].

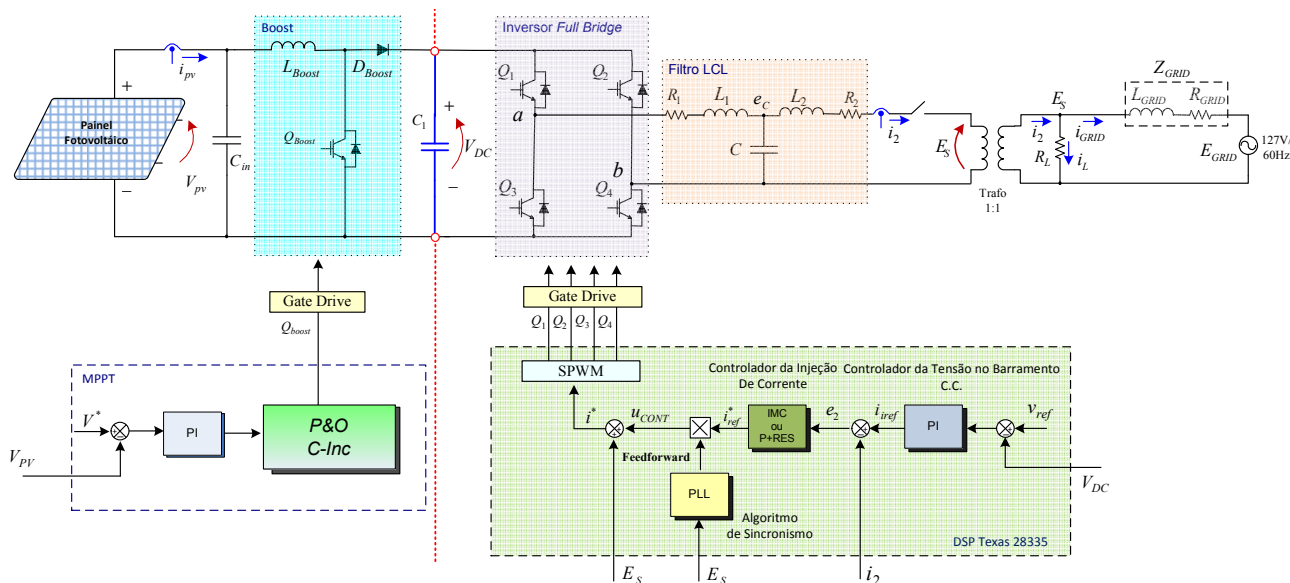


Fig. 1. Topologia dos conversores e estrutura do sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica monofásica.

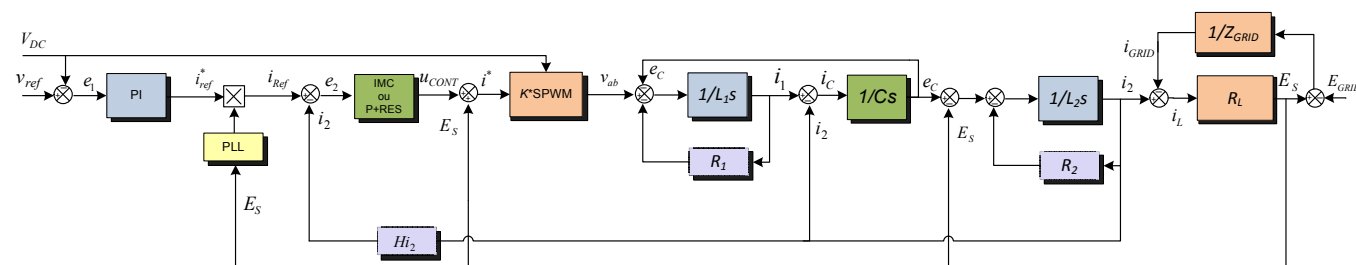


Fig. 2. Diagrama de blocos do controle da tensão no barramento CC, através da injeção de corrente na rede elétrica.

Essa característica, em relação ao ganho na frequência da rede e a inclusão do modelo da referência (senoidal) no sistema em malha aberta, leva ao erro zero quando em regime permanente e referencial estacionário, ou seja, o sistema rastreia perfeitamente a referência senoidal da corrente a ser injetada na rede elétrica. Porém, pode afetar a qualidade da injeção de corrente em sistemas conectados, caso a frequência da rede sofra pequenas variações em torno dos 60 Hz. Esse efeito é geralmente contornado com a adição de um termo de amortecimento (ζ) à função de transferência do $P+Res$, tornando-o um controlador $P+Res$ do tipo II [18].

No $P+Res$ do tipo II, sacrifica-se a amplitude do ganho na frequência de centro, mas, aumenta-se a largura de banda, suavizando-se a variação do ganho nas frequências de borda para que o sistema absorva, sem perda significativa de qualidade, pequenas variações na frequência da rede elétrica. A amplitude do ganho e a largura de banda podem, então, ser devidamente ajustados através de parâmetros do tipo K_p , K_i e ζ , presentes na função de transferência desse controlador, objetivando-se o correto atendimento a determinada aplicação e/ou ponto de operação do sistema. Portanto, o desempenho do $P+Res$ do tipo II é dependente do ajuste desses parâmetros que, geralmente, são sintonizados para a potência nominal do inversor.

Desta forma, o presente trabalho apresenta uma estratégia de controle para injeção de corrente na rede elétrica com desempenho similar ao $P+Res$, no que se refere ao erro em regime estacionário, mas sem a desvantagem da variação do ganho em torno da frequência da rede.

Essas características são esperadas a partir do desenvolvimento de um controlador baseado no modelo interno (*Internal Model Control* – IMC) com 1 grau de liberdade (*1 Degree of Freedom* - 1 DOF) e aliado ao desacoplamento da tensão de saída, através da estratégia *Feedforward*. É esperado que o novo controlador, em cascata com o sistema, tenha uma resposta em frequência que mantenha o ganho de percurso direto com resposta monotônica, de forma a manter o ganho uniforme não somente em torno da frequência de operação do sistema, como em toda a banda passante. É, também, desejado um desempenho mais homogêneo em uma larga faixa de potência e não somente na potência nominal do inversor. Uma vantagem dessa estratégia de controle (IMC 1DOF) é que, embora reaja rapidamente a perturbações rejeitando-as, exerce menor esforço de controle para atingir o resultado desejado [19]. Para validar essa estratégia de controle foi projetado um compensador $P+Res$ Tipo II [12], com o objetivo de comparação com o controlador IMC 1DOF. Os resultados comparativos são apresentados em forma de simulação e validados através de uma plataforma experimental.

II. ESTRATÉGIA FEEDFORWARD

A estratégia de alimentação à frente (*Feedforward*), também chamada de *Back-EMF* [20] por ser *análoga* à realimentação da força-contratromotriz (*f.c.e.m.*) das máquinas de corrente contínua, consiste no cancelamento da realimentação negativa da tensão da rede, a qual é intrínseca ao sistema do inversor. Esse método, já bem explorado em

[20]-[22], tem o efeito de desacoplar a tensão na carga local (R_L), que também é o ponto de conexão com a rede elétrica a partir de uma amostra da tensão (E_S) que é somada à ação de controle da injeção de corrente (u_{CONT}), antes do atuador que, nesse caso, é o gerador de PWM.

A Figura 3(a) mostra um diagrama representando o modelo do processo que vai desde a saída da ponte de IGBT's (V_{ab}) e termina na carga local e ponto de conexão do inversor com a rede elétrica, passando pelo filtro LCL, considerando-se que Z_{GRID} ($Z_{GRID}=s \cdot L_{GRID}+R_{GRID}$) tende a zero e, portanto, E_S tende a E_{GRID} (ver também Figura 2).

A partir desse modelo é possível notar que a corrente de saída do inversor (i_2) interfere e sofre interferência da tensão no ponto de conexão (E_S) em um processo de realimentação intrínseca ao modelo (e à topologia), sendo que, E_S é realimentado ao sistema como uma perturbação.

Como a qualidade da tensão no ponto de conexão com a rede (E_S) é fortemente dependente das características da carga e como a carga local (R_L) está em paralelo com a rede, preponderando a impedância da rede (Z_{GRID} tende a zero), o desacoplamento dessa tensão tem o duplo efeito de facilitar a dinâmica da imposição de corrente fluindo para a rede e contornar o efeito de cargas cujas dinâmicas são desconhecidas e, portanto, não podem ser modeladas.

A Figura 3(b) mostra que a tensão de saída E_S é desacoplada do filtro LCL – e também a carga (R_L/Z_{GRID}) já que o desacoplamento dessa tensão acarreta o desacoplamento da carga – a partir de uma amostra da mesma que é somada à ação de controle (u_{CONT}).

Dessa forma, a dinâmica do processo a ser controlado fica reduzida à dinâmica do filtro LCL, da saída do inversor de tensão, sem a necessidade da inclusão dos parâmetros da rede (Z_{GRID} e/ou R_L) permitindo, assim, a elaboração do modelo interno e do controlador para a estratégia IMC 1DOF.

O sistema resultante está ilustrado na Figura 3(c).

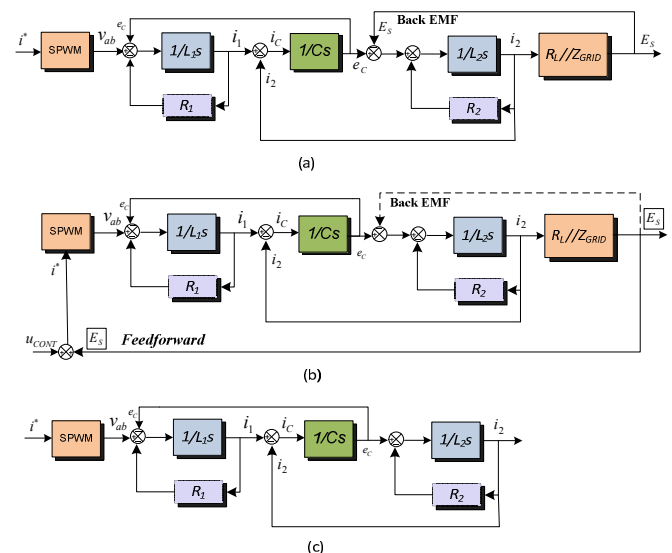


Fig. 3. (a) Diagrama de estado do inversor de tensão conectado à rede; (b) Diagrama de estado do inversor, salientando-se a realimentação intrínseca ao modelo e o desacoplamento da tensão de saída (E_S) e da carga (R_L em paralelo com Z_{GRID}), através da estratégia *Feedforward*; (c) Diagrama de estado resultante da estratégia *Feedforward*.

III. MODELAGEM DO INVERSOR DE TENSÃO

A modelagem do inversor de tensão com o filtro LCL foi realizada utilizando-se a técnica de espaço de estados médios [23], [24]. Para tanto, foram consideradas duas etapas de operação associadas ao chaveamento – com a respectiva topologia resultante – e levando-se em consideração o efeito do desacoplamento da tensão da rede, através da técnica *Feedforward*.

A Figura 4(a) ilustra a etapa de operação 1, na qual as chaves Q_1 e Q_4 estão fechadas e Q_2 e Q_3 permanecem abertas. A etapa de operação 2 é mostrada na Figura 4(b), na qual as chaves Q_2 e Q_3 estão conduzindo e as chaves Q_1 e Q_4 estão abertas. Independentemente da topologia resultante, a corrente i_2 , fluindo através de L_2 – a indutância de conexão com a rede elétrica – é a variável a ser controlada nessa estratégia de injeção de corrente, e também está ilustrada na Figura 4.

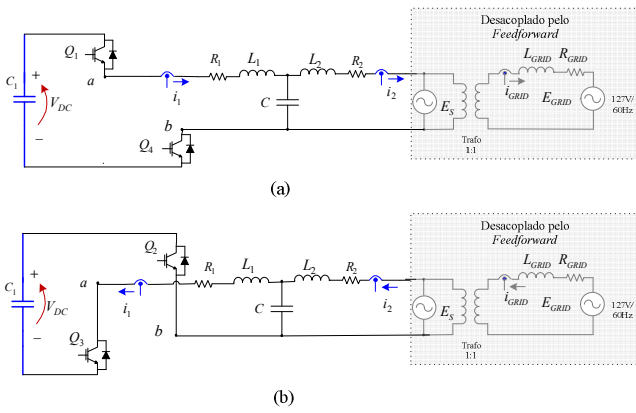


Fig. 4. Etapas de operação do inversor de tensão.

O inversor pode, então, ser descrito por equações de estado lineares como:

$$\dot{x} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (1)$$

$$\dot{x} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (2)$$

onde:

$$x = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_C \end{bmatrix}, \quad \dot{x} = \begin{bmatrix} i_1' \\ i_2' \\ v_C' \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_{ab} \\ E_S \end{bmatrix} \quad (3)$$

sendo que E_S é igual a zero (assim como a impedância da rede elétrica) em virtude da ação de desacoplamento dessa tensão.

Ainda em (1) e (2):

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & -R_2/L_2 & 1/L_2 \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

e

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} -1/L_1 & 0 \\ 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Sendo G_{xd} a função de transferência do inversor para pequenos sinais e considerando-se as variações dos elementos do vetor de estado (x), em função de variações na razão cíclica (\hat{d}), como:

$$G_{xd} = \hat{x}(s) / \hat{d}(s) = (sI - A)^{-1} J \quad (6)$$

no qual $A=A_1=A_2$, sendo A a matriz do valor médio das variáveis considerando-se a razão cíclica D e:

$$J = (A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U. \quad (7)$$

A partir do modelo médio do inversor em equilíbrio, tem-se que:

$$X = \begin{bmatrix} \frac{V_{ab}(2D-1)}{R_1 + R_2} \\ \frac{V_{ab}(2D-1)}{R_1 + R_2} \\ \frac{R_2 V_{ab}(2D-1)}{R_1 + R_2} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad U = \begin{bmatrix} V_{ab} \\ E_S \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Portanto:

$$J = \begin{bmatrix} 2V_{ab}/L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Assim, G_{xd} , fica:

$$G_{xd} = \begin{bmatrix} \frac{aV_{ab}}{bs^3 + cs^2 + ds + e} \\ \frac{2V_{ab}}{bs^3 + cs^2 + ds + e} \\ \frac{2gV_{ab}}{bs^3 + cs^2 + ds + e} \end{bmatrix} \quad (10)$$

no qual:

$$a = 2CL_2s^2 + 2CR_2s + 2 \quad (11)$$

$$b = CL_1L_2 \quad (12)$$

$$c = CL_1R_2 + CL_2R_1 \quad (13)$$

$$d = CR_1R_2 + L_1 + L_2 \quad (14)$$

$$e = R_1 + R_2 \quad (15)$$

$$g = L_2s + R_2 \quad (16)$$

assim:

$$G_{i2/d} = \frac{\hat{i}_2(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V_{ab}k}{bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (17)$$

Portanto, ($G_{i2/d}$), é a função de transferência do inversor para pequenos sinais, considerando-se a variação da corrente de saída (\hat{i}_2) em função de variações na largura do ciclo ativo da onda de PWM (\hat{d}). O termo k , em $G_{i2/d}$, é uma constante de proporcionalidade, para que o ganho do gerador de PWM (atuador) seja igual a 1, e V_{ab} é o valor médio da tensão nos pontos de conexão da ponte *full-bridge*, com o filtro LCL.

IV. PROJETO DO FILTRO LCL

Para o projeto do filtro LCL, foram utilizados os critérios apresentados em [25], sendo que o respectivo detalhamento foi omitido por não constituir o foco do presente trabalho. Os parâmetros resultantes para o sistema são apresentados na Tabela I, considerando-se um *ripple* máximo de 1% para a corrente a ser injetada na rede.

A Figura 5 mostra a resposta em frequência da função de transferência vista em (17), considerando-se os parâmetros da Tabela I.

Pode ser notada, na Figura 5, a frequência de ressonância (f_{res}) em aproximadamente 923 Hz. O parâmetro de frequência (f_{res}) é levado em conta no projeto do controlador IMC 1DOF, visando a criação dos polos adicionais e o estabelecimento da frequência de corte desse controlador.

TABELA I
Parâmetros do Inversor

Parâmetros	Nome	Valor
Frequência da Rede Elétrica	f_g	60Hz
Frequência do PWM	f_{sw}	10kHz
Potência Nominal	P_n	2kW
Tensão da Rede Elétrica	E_s	127Vrms
Tensão do Barramento CC	V_{DC}	350V
Indutância do Filtro	L_1	1,1mH
Indutância de Conexão	L_2	10,0mH
Resistência Parasita 1	R_1	0,05 Ω
Resistência Parasita 2	R_2	0,05 Ω
Capacitância do Barramento CC	C_1	4400 μ F
Capacitância do Filtro	C	30 μ F
Constante de Proporcionalidade	k	1/350

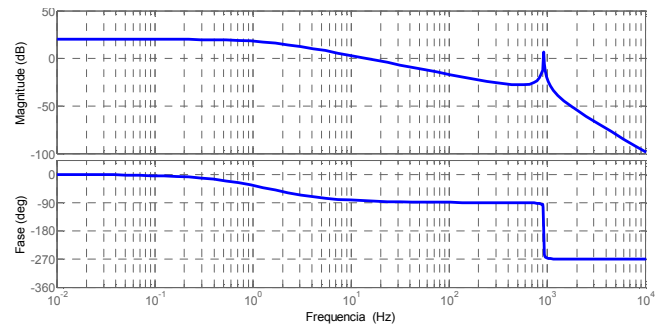


Fig. 5. Resposta em frequência do inversor.

V. CONTROLE COM MODELO INTERNO – IMC

O termo Controle Baseado em Modelo (*Model Based Control - MBC*) é usado para designar sistemas de controle que incorporam explicitamente um modelo do processo no algoritmo de controle, tais como, Controle com Modelo Interno (*Internal Model Control - IMC*) e Controle Preditivo (*Model-Predictive Control - MPC*) [26].

A Figura 6 mostra a forma genérica de uma estratégia de controle baseado em modelo interno com um grau de liberdade – IMC 1DOF, na qual $p(s)$ é o processo, $\tilde{p}(s)$ é o modelo do processo, $u(s)$ é o esforço de controle, $d(s)$ é a perturbação e $\tilde{d}_e(s)$ é a perturbação estimada [26].

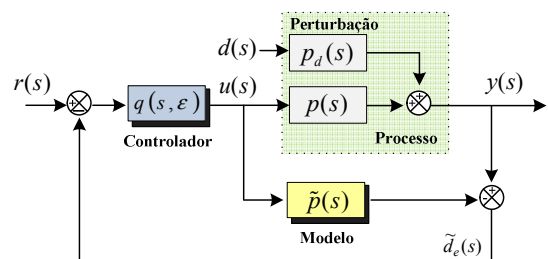


Fig. 6. Estrutura de controle baseado no IMC 1DOF.

Desde que o modelo ($\tilde{p}(s)$) seja uma representação perfeita de um processo estável ($p(s)$), se o ganho do controlador ($q(s,\epsilon)$) é o inverso do ganho do modelo, então a

saída do processo ($y(s)$) vai eventualmente atingir e manter a referência ($r(s)$), contanto que o ganho do processo e o ganho do modelo tenham o mesmo sinal, e que o controlador esteja sintonizado de modo a assegurar a estabilidade.

Para um sistema *SISO* (Single Input, Single Output – uma entrada e uma saída) o modelo é uma função de transferência linear e o controlador é o inverso aproximado da função de transferência deste modelo. De modo a se desenvolver as funções de transferência, entre as entradas $d(s)$ e $r(s)$ (perturbação e referência, respectivamente) e a saída do processo $y(s)$, e compreender o funcionamento dessa estratégia de controle, a Figura 6 foi redesenhada e apresentada na Figura 7 como um sistema realimentado de estrutura tradicional no qual:

$$c(s) \equiv \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{q(s)}{1 - q(s)\tilde{p}(s)} \quad (18)$$

sendo que $c(s)$ é a ação de controle, $u(s)$ o esforço de controle e $e(s)$ o erro, respectivamente.

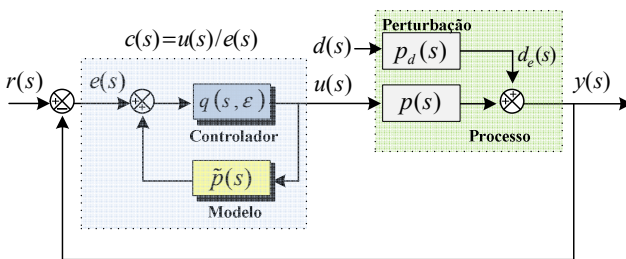


Fig. 7. Estrutura IMC 1DOF reorganizada.

Das relações de entrada-saída esquematizadas na Figura 7 pode-se deduzir que:

$$y(s) = \frac{p(s)q(s)r(s)}{1 + (p(s) - \tilde{p}(s))q(s)} \quad (19)$$

e

$$y(s) = \frac{(1 - \tilde{p}(s)q(s))p_d(s)d(s)}{1 + (p(s) - \tilde{p}(s))q(s)} \quad (20)$$

onde: $p_d(s)$ é o modelo do sistema em virtude da perturbação, ou seja, o efeito da perturbação flui pelo sistema e se soma à saída do mesmo.

Aplicando-se o teorema do valor final, se as equações (19) e (20) forem dinamicamente estáveis, e se o ganho de regime do controlador $q(0)$ for escolhido para ser o inverso do ganho do modelo interno ($\tilde{p}(0)q(0)=1$), então o ganho do denominador das equações (19) e (20) será $p(0)q(0)$. Assim, o ganho de percurso direto, isto é entre a referência $r(s)$ e a saída $y(s)$ é um, o ganho entre a perturbação $d(s)$ e $y(s)$ é zero, e o erro em regime permanente é zero.

Assim, o objetivo dessa estratégia pode ser definido como:

$$y(s) = r(s) \quad \text{e} \quad y(s)/d(s) = 0 \quad (21)$$

desde que:

$$p(s)q(s) = 1 \quad \text{e} \quad \tilde{p}(s) = p(s). \quad (22)$$

Portanto, para que a ação de controle seja eficaz no rastreamento da referência, é necessário um modelo perfeito, e das equações (22), o controlador deve perfeitamente inverter esse modelo [26].

Contudo, nunca se tem um modelo exato, e se esse modelo tiver alguma dinâmica (fato mais comum), nenhum controlador pode inverter o processo de forma exata. O quanto perto ele pode ficar da dinâmica do processo real, depende do projeto desse controlador.

A. Projeto do Controlador IMC – 1DOF

Utilizando-se dos critérios abordados em [26], para o projeto destes controladores, quando a função de transferência do processo não possui zeros próximos ao eixo imaginário e nem no semi-plano direito do plano s , o controlador IMC 1DOF pode ser projetado como:

$$q(s) = \frac{D(s)}{N(s) \cdot (\varepsilon s + 1)^r} \quad (23)$$

no qual: $N(s)$ é o polinômio do numerador e $D(s)$ o polinômio do denominador da função de transferência, já descrita em (17) e correspondente ao processo $p(s)$, e r é definido como a diferença entre a ordem do denominador menos a ordem do numerador da função de transferência.

A expressão (24) apresenta o termo do filtro que torna $q(s)$ causal e, portanto, realizável fisicamente, sendo que ε é um parâmetro que define a frequência de corte desse filtro.

$$\frac{1}{(\varepsilon s + 1)^r} \quad (24)$$

Para o projeto do controlador IMC 1DOF o termo ε do filtro definido em (24) pode ser calculado por (25) sendo que o máximo ganho permitido em alta frequência, tem seu valor arbitrado em 20 vezes o ganho em baixa frequência [26].

$$\varepsilon \geq \left(\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{D(s)N(0)}{20s^r N(s)D(0)} \right)^{1/r} \quad (25)$$

Entretanto, via simulações computacionais, verificou-se que a utilização desse critério implica resposta lenta e com um pronunciado atraso de fase entre a corrente injetada e a referência. Por outro lado, à medida que se diminui o valor de ε , aumentando-se o ganho do controlador em alta frequência, esse atraso de fase decresce e, como a resposta em frequência do sistema em malha aberta corresponde a um filtro passa-baixas com resposta plana na banda passante e

com fase linear, a sintonia do controlador consistiu no aumento da banda passante do sistema em malha aberta para além dos 60 Hz, mas mantendo-se a frequência de corte abaixo da frequência de ressonância (f_{res}) do filtro LCL. A extensão da banda passante além dos 60 Hz visa garantir $q(s=j\omega) = 1/p(s=j\omega)$ e, portanto, assegurar ganho estático de 0 dB na frequência da rede elétrica. Assim, à medida que se diminui o valor de ε , aumenta-se a banda passante e, além de linearizar a resposta de fase, diminui-se o ângulo de fase, quando em 60 Hz. Para $\varepsilon = 0.00017$, no ponto de operação do sistema tem-se um ângulo de fase em torno de 10 graus. Se o valor de ε for diminuído, o ângulo de fase caminha para 0° , no entanto, a banda passante ultrapassa a frequência de ressonância (f_{res}) e a qualidade da resposta na simulação computacional degrada-se sensivelmente.

Melhores resultados foram obtidos mantendo-se um valor de ε em 0.00017 e a banda passante dentro da faixa correspondente ao compromisso entre a frequência de operação (60 Hz da rede) e a frequência de ressonância (f_{res}) e somando-se o ângulo de fase no ponto de operação (10° em 60 Hz) na referência de corrente gerada pelo PLL. Ou seja, a correção desse pequeno ângulo de fase remanescente foi feita adiantando-se, dessa diferença, a referência de corrente gerada pelo algoritmo de PLL.

A Figura 8 mostra o gráfico de Bode para o inversor $p(s)$, para o controlador $q(s)$ e para o ganho de malha aberta $g(s)$, ou seja, $g(s) = p(s)q(s)$.

Como pode ser observado na Figura 8, na banda passante da resposta em frequência de $g(s)$, o ganho é unitário (0 dB), mantendo o descrito nas equações (21) e (22). O controlador só não inverte completamente a resposta em frequência, por causa do filtro, equacionado em (24), que mantém a resposta plana após a f_{res} sendo que a amplitude do ganho nessa região é definida pelo valor de ε , conforme descrito em [26].

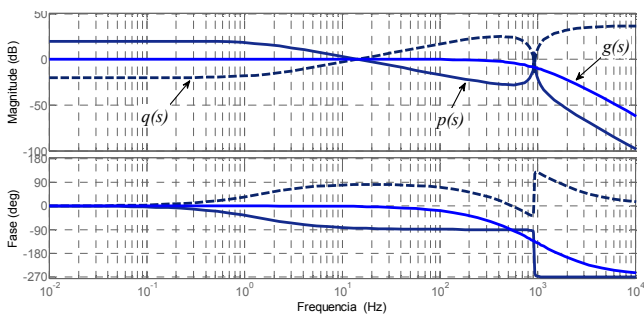


Fig. 8. Resposta em frequência do inversor, do controlador IMC 1DOF e do ganho de percurso direto $g(s)$.

O efeito resultante em $g(s)$ (Figura 8) é um filtro passa-baixas com banda passante de aproximadamente 475 Hz (frequência de 3dB), entretanto, sem o pico de ressonância que é cancelado pelo controlador, amortecendo o sistema.

Há também uma linearização do ângulo de fase, como se pode depreender da Figura 8.

VI. PROJETO DO CONTROLADOR $P+Res$

Na estratégia de controle $P+Res$ testada no presente trabalho, optou-se pela utilização do controlador do tipo II

em uma estrutura de controle clássica, como descrito em [12] e cuja função de transferência é:

$$G_{res} = k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (26)$$

onde: K_p e K_i são ganhos proporcional e integral, respectivamente, ζ é o fator de amortecimento e ω_c é a frequência de centro.

As opções de projeto (tipo, amortecimento, frequência de centro) do controlador $P+Res$ não serão pormenorizadas, visto que já foram bem exploradas em [12], [17] e [18], e não constituem o foco do presente trabalho. Contudo, os parâmetros utilizados no projeto desse controlador podem ser vistos na Tabela II.

Deve-se salientar, no entanto, que outros conjuntos de parâmetros foram exaustivamente testados, visando-se a melhor sintonia do controlador $P+Res$ atuando na injeção de corrente e tendo como ponto de operação a frequência da rede e a potência nominal do inversor. Desta forma, os melhores resultados foram os obtidos com o $P+Res$ sintonizado com os parâmetros listados na Tabela II.

Portanto, a função de transferência do controlador $P+Res$ definida em (26) e com os parâmetros ilustrados na Tabela II, tem resposta em frequência de um filtro passa-faixas, com frequência de centro na frequência da rede elétrica.

A resposta do sistema controlado pelo $P+Res$ em malha aberta pode ser visualizada na Figura 9.

TABELA II
Parâmetros do $P+Res$

Parâmetros	Nome	Valor
Ganho Proporcional	K_p	0,7
Ganho Integral	K_i	3,0
Fator de Amortecimento	ζ	0,03
Frequência de Centro	ω_c	$2\pi 60$ rad/s

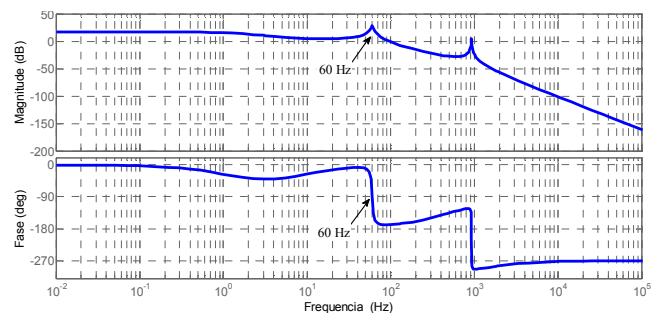


Fig. 9. Resposta em frequência do sistema em malha aberta e controlado pelo $P+Res$ tipo II.

VII. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de se verificar, comparativamente, o desempenho dos controladores com modelo interno (IMC 1DOF), foram realizadas simulações computacionais do sistema de injeção de corrente na rede monofásica, controlado a partir desse controlador e do compensador

$P+Res$ – definido em (26) – sendo esse último com e sem a estratégia *Feedforward*.

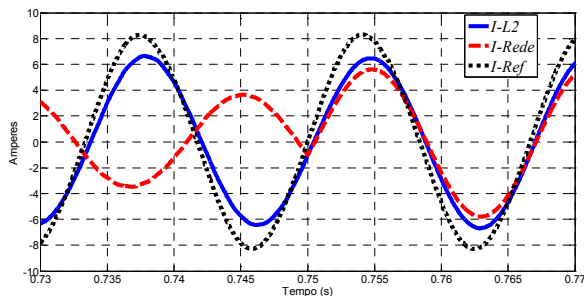


Fig. 10. Resultado de simulação computacional da injeção de corrente usando-se a estratégia $P+Res$ sem *Feedforward*.

Os resultados do controle da injeção de corrente, utilizando-se a estratégia $P+Res$, podem ser visualizados nas Figuras 10 e 11. Na Figura 10 está o resultado do $P+Res$, sem a estrutura do *Feedforward*.

Na Figura 10, assim como nas Figuras 11 e 12, $I-Ref$ representa a referência da corrente (I_{Ref}), $I-L2$ é a corrente de saída do inversor de frequência (I_2) e $I-Rede$ representa a corrente fluindo na rede elétrica (I_{GRID}), depois da conexão e da carga. A diferença entre essas correntes ($I_2 - I_{GRID}$) é a corrente efetivamente drenada pela carga local (I_L).

Entre 0,73s e 0,75s a carga local era maior (cerca de 20 Ω) e drenava corrente do inversor e da rede, o que explica a defasagem de cerca de 180° entre elas. Em 0,75s há um degrau na carga que passa a ser de 200 ohms. Nesse momento o inversor fornece tanto a corrente drenada pela carga quanto a corrente fornecida à rede elétrica.

A Figura 11 mostra o resultado do $P+Res$ com o *Feedforward*.

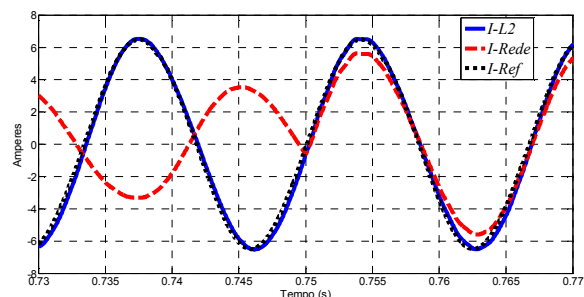


Fig. 11. Resultado de simulação computacional da injeção de corrente usando-se a estratégia $P+Res$ com *Feedforward*.

Nota-se uma melhora significativa no resultado, com uma diminuição considerável do erro em regime estacionário. Entretanto, deve-se salientar que estes resultados se aplicam ao $P+Res$ definido em (26) e com os parâmetros da Tabela II, podendo divergir, caso os critérios de projeto desse controlador fossem diferentes dos que aqui foram adotados.

O resultado do IMC 1DOF pode ser observado na Figura 12. Percebe-se um resultado bastante similar ao apresentado no $P+Res$ com *Feedforward*, ou seja, baixo erro em regime estacionário e alto fator de potência, entretanto, o IMC 1DOF possui transitório mais rápido que os apresentados no $P+Res$.

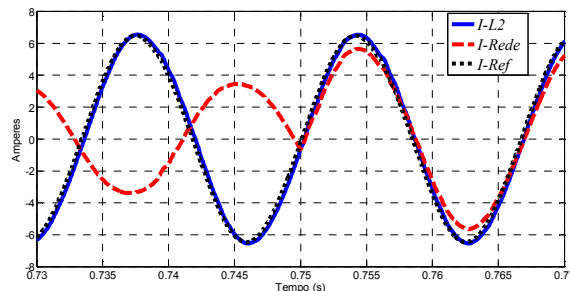


Fig. 12. Resultado de simulação computacional da injeção de corrente usando-se a estratégia IMC 1DOF.

VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os controladores $P+Res$ (com *Feedforward*) e IMC 1DOF foram discretizados pelo método *Tustin* e o modelo interno para o IMC 1DOF, pelo método *ZOH*, todos com uma frequência de amostragem de 10 kHz, e embarcados no DSC TMS320F28335 da Texas Instruments®.

As funções de transferência discretas dos controladores IMC 1DOF ($q(z)$) e $P+Res$ ($G_{res}(z)$) e do modelo interno ($\tilde{p}(z)$) são, respectivamente:

$$q(z) = \frac{35.6995z^3 - 95.9048z^2 + 95.7467z - 35.5318}{z^3 - 1.6364z^2 + 0.8926z - 0.1623} \quad (27)$$

$$G_{res}(z) = \frac{0.7999z^2 - 1.3975z + 0.5986}{z^2 - 1.9965z + 0.9979} \quad (28)$$

$$\tilde{p}(z) = \frac{3.28e - 4z^3 + 9.86e - 4z^2 + 9.86e - 4z + 3.28e - 4}{z^3 - 2.686z^2 + 2.682z - 0.9953} \quad (29)$$

O atraso de implementação é também considerado e está implícito no método de discretização do modelo interno ($\tilde{p}(z)$), obtido a partir do método *ZOH*, e no cálculo da perturbação estimada ($\tilde{d}_e(z)$) que é feito no próximo período de amostragem, após a atuação do esforço de controle ($u(z)$). Esse fato está ilustrado na Figura 13.

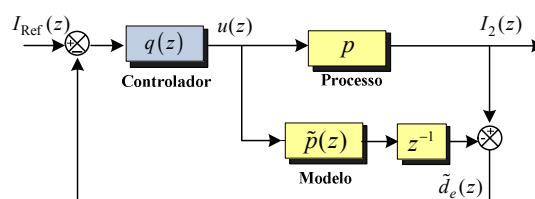


Fig. 13. Consideração do atraso de implementação no cálculo da perturbação estimada.

Para esse teste e em ambas as estratégias de controle ($P+Res$ e IMC 1DOF) o sistema foi ajustado de forma a fornecer, aproximadamente, 1200W de potência ativa à rede elétrica com entrada em degrau, no instante da conexão.

A Figura 14 mostra o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica utilizando-se, para o controle da injeção de corrente, a estratégia $P+Res$ com *Feedforward*.

Nesse ponto é importante salientar que, em virtude do melhor desempenho demonstrado nos resultados de simulação computacional, todos os testes experimentais com o *P+Res* foram realizados utilizando-se, em conjunto com esse controlador, a estratégia *Feedforward*, mencionada anteriormente.

A referida figura mostra a tensão no barramento CC (V_{DC}), a tensão da rede no ponto de conexão (E_S no primário do transformador isolador) e a corrente da rede (I_{GRID}), medida no secundário do transformador isolador.

É notória a inversão de fase da corrente da rede (I_{GRID}), no instante da conexão, indicando que em um primeiro momento, antes da conexão, a rede está fornecendo potência à carga local (R_L) e, depois da conexão, o inversor é que injeta corrente na rede elétrica.

Há também uma pequena queda da tensão no barramento CC, pois, a partir do momento da conexão, essa tensão é controlada pelo controlador PI em cascata com a injeção de corrente. No transitório da conexão houve um pico de corrente (I_{GRID}) de 23A e, em regime estacionário, a corrente se estabiliza em aproximadamente 14A de pico.

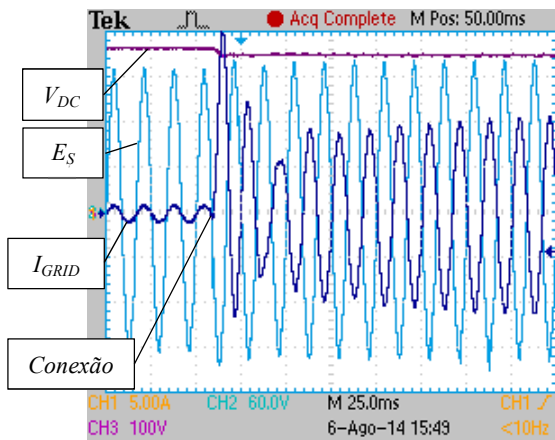


Fig. 14. Injeção de corrente sob estratégia *P+Res*. Escala: Ch1(I_{GRID}) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.

A Figura 15 mostra o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica, utilizando-se a estratégia *P+Res* com *Feedforward*, porém, do ponto de vista da saída do filtro LCL. A corrente de saída do inversor (I_2 em L_2), medida no primário do transformador isolador, antes do instante da conexão é zero. Após esse instante, a corrente em fase com a tensão, indica alto fator de potência (0,996) em virtude do sincronismo gerado, tanto pelo algoritmo de *PLL*, quanto pelo ganho em 60 Hz, do próprio controlador *P+Res*.

A Figura 16 mostra o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica utilizando-se a estratégia *IMC 1DOF*. São mostradas a tensão no barramento CC (V_{DC}), a tensão da rede no ponto de conexão (E_S) e a corrente da rede (I_{GRID}), medida no secundário do transformador isolador.

Também se nota a inversão de fase da corrente da rede (I_{GRID}) – semelhante ao transitório do *P+Res*, embora mais suave, pois sem o pico percebido no *P+Res* – indicando que, em um primeiro momento, antes da conexão, a rede está fornecendo potência à carga local (R_L) e, depois da conexão, o inversor é que injeta corrente na rede elétrica.

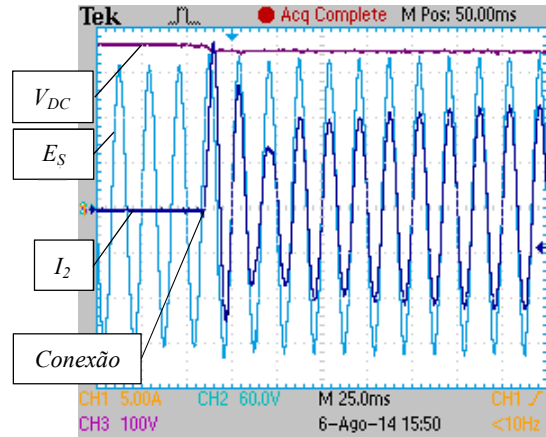


Fig. 15. Injeção de corrente sob estratégia *P+Res*. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.

Em termos comparativos e analisando-se as Figuras 14 e 16, que mostram o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica sob o comando de ambas as estratégias de controle, pode-se inferir que a conexão com a rede e a injeção de corrente é mais suave quando controlada pelo *IMC 1DOF*, contudo, seu valor médio balança em torno do zero e se estabiliza em zero depois de passado o período transitório. Outra menção deve ser feita em relação ao resultado do controle da tensão no barramento CC (V_{DC}), em se tratando da transição da tensão do barramento CC antes e depois da conexão com a rede. Essa transição é também menos brusca quando sob o controle do *IMC 1DOF*.

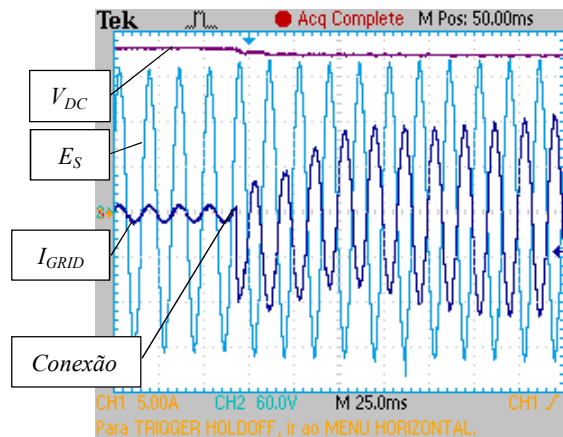


Fig. 16. Injeção de corrente sob estratégia *IMC 1DOF*. Escala: Ch1(I_{GRID}) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 25 ms/div.

Estes resultados confirmam a assertiva de que essa estratégia (*IMC 1DOF*), embora reaja rapidamente a perturbações rejeitando-as, exerce menor esforço de controle para atingir o resultado desejado [19], [26].

A Figura 17 mostra o transitório de conexão do inversor com a rede monofásica utilizando-se a estratégia *IMC 1DOF*, agora do ponto de vista da saída do filtro LCL. A corrente de saída (I_2) está perfeitamente em fase com a tensão da rede no ponto de conexão (E_S) indicando o sincronismo do *PLL* e alto fator de potência (0,998).

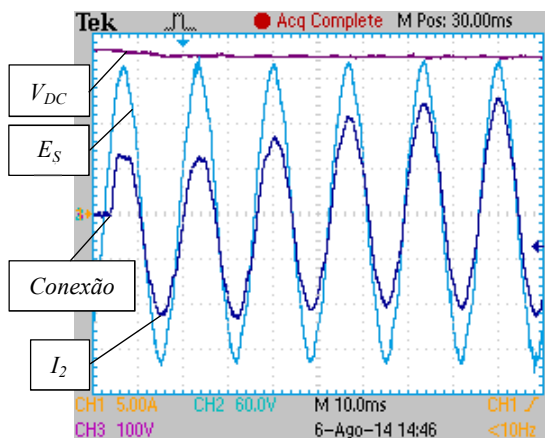


Fig. 17. Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 10 ms/div.

A Figura 18 mostra as formas de onda em regime estacionário, da injeção de corrente na rede monofásica, utilizando-se a estratégia $P+Res$ com *Feedforward*. A Figura 18 mostra a tensão no barramento CC (V_{DC}), a tensão da rede no ponto de conexão (E_S) e a corrente de saída do inversor (I_2), ambos medidos no primário do transformador isolador.

A Figura 19 mostra as formas de onda em regime estacionário, da injeção de corrente na rede monofásica, utilizando-se a estratégia IMC 1DOF.

Analisando-se as Figuras 18 e 19 pode-se constatar que as correntes injetadas são senoidais com baixa distorção harmônica, sendo que melhores resultados foram obtidos com a injeção de corrente controlada pelo $P+Res$, cuja THD (*Total Harmonic Distortion*), para esse nível de corrente, ficou em 2,4%. No controle da injeção de corrente sendo exercido pelo IMC 1DOF a THD ficou em 2,6%.

É importante mencionar que a THD da tensão, no ponto de conexão (THD em E_S), estava em 2,26%, antes da conexão do inversor e em ambos os testes de injeção de corrente na rede elétrica do laboratório. Esse nível de distorção era causado pela presença de conteúdos harmônicos de ordem ímpar e fora de fase com a fundamental da tensão da rede. Esse fato explica as distorções percebidas nas formas de onda das Figuras 18 e 19, tanto na tensão da rede quanto nas correntes injetadas.

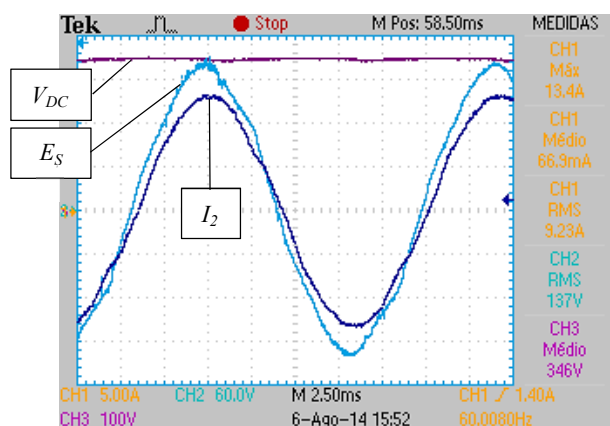


Fig. 18. Injeção de corrente sob estratégia $P+Res$. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 2.5 ms/div.

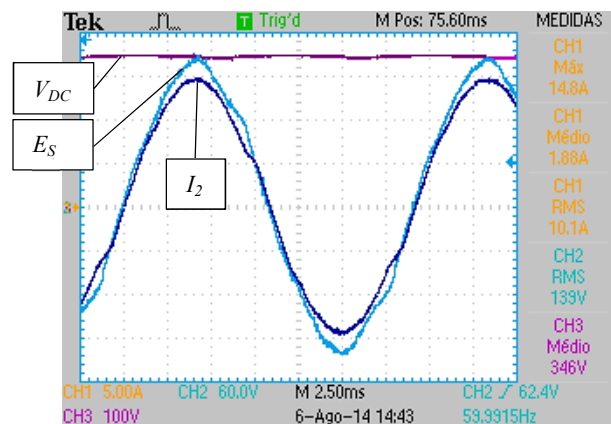


Fig. 19. Injeção de corrente sob estratégia IMC 1DOF. Escala: Ch1(I_2) 5A/div; Ch2(E_S) 60V/div; Ch3(V_{DC}) 100V/div; Tempo 2.5 ms/div.

A Figura 20 constitui um gráfico gerado a partir dos dados de THD da corrente de saída (I_2), numa faixa que vai de aproximadamente 2A até 10A, para ambas as estratégias de controle. Esse experimento foi criado para se verificar a aplicabilidade das estratégias de controle em um ambiente no qual a corrente irá variar ao longo do tempo, em função da disponibilidade de potência proveniente da fonte geradora que, nesse caso, constitui o arranjo de painéis fotovoltaicos e o padrão da insolação diária a que estão submetidos.

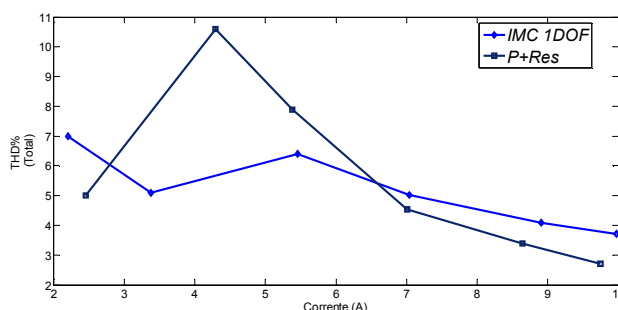


Fig. 20. THD 's das correntes de saída (I_2) em ambas as estratégias de controle.

Pode ser notado na Figura 20 que, embora o desempenho do $P+Res$ inicie e termine a faixa de corrente com uma taxa de distorção menor, a resposta do sistema com o controlador IMC 1DOF manteve-se mais homogênea ao longo dessa faixa. O melhor resultado de THD para o $P+Res$ foi 2,4% e o pior ultrapassou 10%, enquanto que para o IMC 1DOF o melhor foi 2,6% e o pior 7%, bem no início da faixa. Portanto, em alguns momentos, a corrente (I_2) controlada pelo $P+Res$ apresentou uma THD que ultrapassou os níveis tolerados pelas normas IEC 61000-3-2 (7% para correntes de até 16A) e IEEE 519, fixado em 5% [6], [7].

Já as normas nacionais ABNT NBR 16149 e 16150, fixam a máxima THD na corrente injetada em 4%, na potência nominal e em inversores de até 16A [8], [9]. Ou seja, na potência nominal (e em torno dela), ambos os controladores apresentaram desempenho bastante similar em termos de THD e em conformidade com essas normas.

A Figura 21 mostra as THD 's da corrente de saída (I_2) numa faixa de 2A a 10A (aproximadamente) quando controlado pelo $P+Res$ com *Feedforward*.

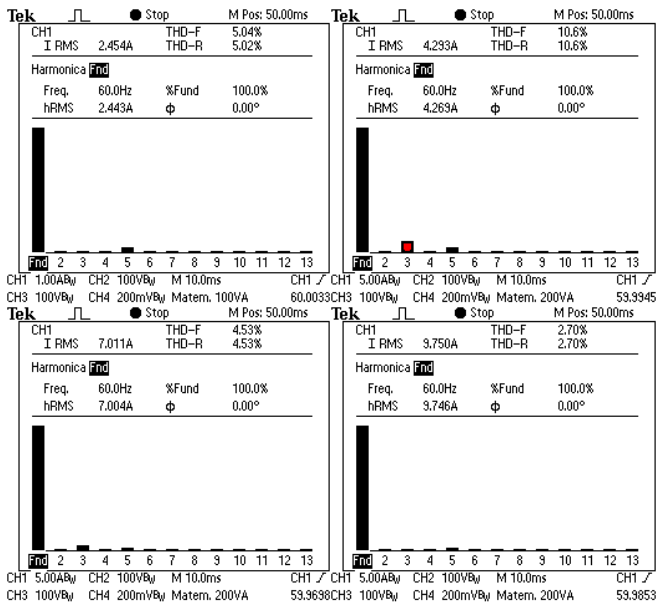


Fig. 21. THD 's das correntes de saída (I_2) numa faixa de cerca de 2A a aproximadamente 10A, quando controlado pelo $P+Res$ com $Feedforward$.

A Figura 22 mostra as THD 's da corrente de saída (I_2) numa faixa de cerca de 2A a aproximadamente 10A, quando controlado pelo IMC 1DOF. As Figuras 21 e 22 mostram os respectivos conteúdos espectrais individuais (HD 's) componentes da corrente de saída do inversor de tensão, cujos dados corroboram o gráfico da Figura 20. Nota-se que, em ambas as estratégias de controle, os conteúdos harmônicos de ordem ímpar estão presentes ao longo de toda a faixa de corrente injetada na rede, mas que a proporção dos mesmos aumenta no ponto intermediário dessa faixa. Percebe-se, também, que os 3°, 5°, 7° e 9° harmônicos são os que mais contribuem para as distorções harmônicas totais.

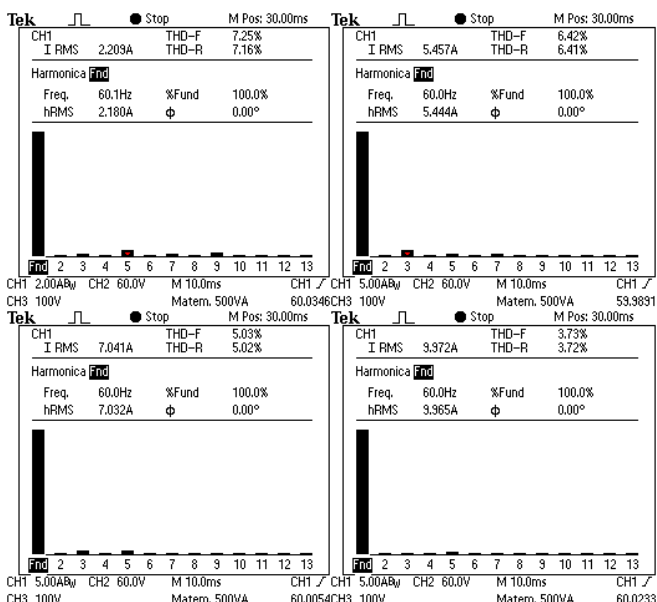


Fig. 22. THD 's das correntes de saída (I_2) numa faixa de cerca de 2A a aproximadamente 10A quando controlado pelo IMC 1DOF.

A Figura 23 mostra um gráfico com os conteúdos das distorções harmônicas individuais para a corrente, sob o

comando de ambas as estratégias de controle (na potência nominal) e da tensão da rede elétrica, antes da conexão do inversor. Somente foram mostrados os harmônicos ímpares, por terem apresentado valores significativos e, portanto, contribuirão mais para a distorção harmônica total (THD). Percebe-se da Figura 23 que, sob o controle do $P+Res$, a corrente injetada apresentou uma quantidade um pouco maior do 3° harmônico, enquanto que, para o 5°, 7° e 9° harmônicos, a contribuição do IMC 1DOF se sobressai.

A Figura 24(a) mostra a forma de onda da injeção de corrente na rede monofásica (na potência nominal do inversor de tensão) assim como a FFT da mesma, utilizando-se a estratégia IMC 1DOF. Já a Figura 24(b) mostra a forma de onda da injeção de corrente (e respectiva FFT) utilizando-se a estratégia $P+Res$ com $Feedforward$.

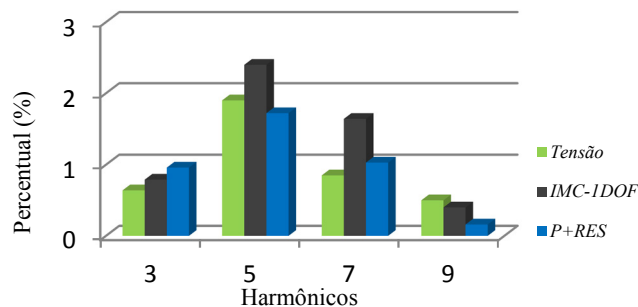
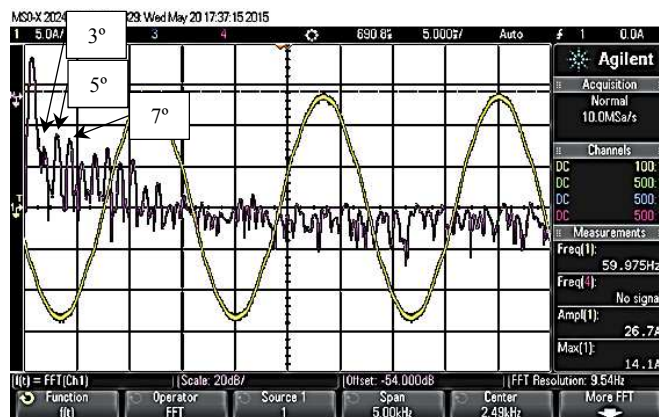
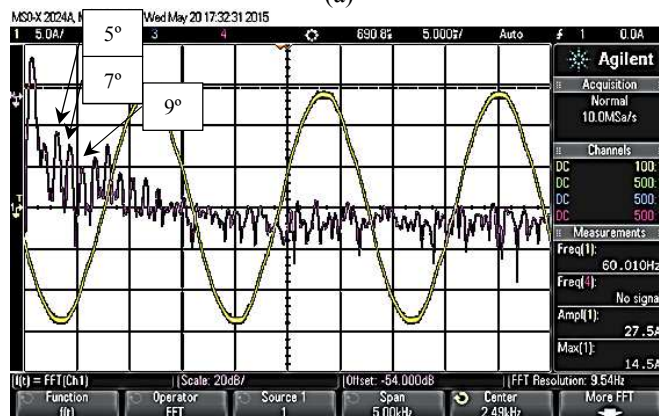


Fig. 23. Gráfico dos harmônicos ímpares.



(a)



(b)

Fig. 24. (a) Injeção de corrente com IMC 1DOF e respectiva FFT ; (b) Injeção de corrente com $P+Res$ com $Feedforward$ e respectiva FFT . O fundo de escala da FFT corresponde a 5 kHz (500 Hz/div).

Analisando-se as Figuras 24(a e b), podem-se constatar as correntes injetadas senoidais com baixa distorção harmônica total e a presença dos harmônicos ímpares, que corroboram o gráfico da Figura 23 e as afirmações ao longo do texto de que o desempenho de ambos os controladores é bastante similar, mas, que o decaimento dos harmônicos de ordem elevada é mais rápido quando o sistema é controlado pelo $P+Res$, o que pode ser explicado por sua resposta em frequência mencionada anteriormente e ilustrada na Figura 9.

IX. CONCLUSÕES

O presente artigo mostrou as etapas do projeto de um controlador IMC 1DOF, somado à aplicação da estratégia *Feedforward*, destinado ao controle da injeção de corrente a partir de um inversor de tensão conectado à rede elétrica monofásica, através de um filtro LCL.

Esse sistema foi projetado para controlar a injeção de corrente, com desempenho similar ao controlado por um $P+Res$ do tipo II, no que tange ao erro em regime estacionário, porém, sem a desvantagem da variação do ganho em torno da frequência da rede elétrica, que é característica do $P+Res$.

Os resultados do IMC 1DOF – embora satisfatórios em se tratando do erro de regime estacionário e do sincronismo de fase com a tensão da rede – apresentaram um nível de *THD* ligeiramente pior do que os resultados do $P+Res$. No entanto, em uma larga faixa de operação, a *THD* no IMC 1DOF variou menos e os piores resultados permaneceram dentro dos limites tolerados nas normas internacionais. Ambos os controladores apresentaram desempenho bastante similar, em termos qualitativos, e em conformidade com as normas nacionais, no que tange à máxima *THD* permitida na potência nominal do inversor.

O objetivo central do presente trabalho foi alcançado com sucesso, sendo que, as etapas do projeto dos controladores foram apresentadas e os resultados de simulação e experimentais corroboram a qualidade e viabilidade do controlador IMC 1DOF, mais *Feedforward*, no controle da injeção de corrente e, sobretudo, confirmam a sua aplicabilidade no controle de corrente em sistemas nos quais a disponibilidade de energia varia numa larga faixa e rapidamente, sendo esse o caso em sistemas geradores fotovoltaicos.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à Capes, ao CNPq (processo n.º: 406845/2013-1) e à Fapemig (processo n.º: APQ-01219-13), pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

[1] Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). *Atlas de Energia Elétrica do Brasil*, 2ª Ed., Brasília, 2005.
 [2] J.R. Gazoli, M.G. Villalva, D.I. Brandão, F.P. Marafão, E. Ruppert, “Microinversor Integrado ao Módulo Fotovoltaico para Sistemas Conectados à Rede Elétrica Utilizando Controlador Ressonante”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 18, nº 2, pp. 908-916, maio, 2013.

[3] A. Safari, S. Mekhilef, “Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 4, pp. 1154-1161, abril, 2010.
 [4] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. de Azevedo e Melo, C. A. Canesin, “Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, nº 3, pp. 1156-1167, maio, 2012.
 [5] W. Libo, Z. Zhengming, L. Jianzheng, “A Single-Stage Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, nº 4, pp. 881-886, dezembro, 2007.
 [6] International Electrotechnical Commission, IEC 61000-3-2, Electromagnetic Compatibility (EMC) – *Limits for Harmonic Current Emissions*, 1998 e Emenda A14, 2001.
 [7] IEEE 519-1992, *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, 1992.
 [8] ABNT NBR 16149:2013, *Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição*, 2013.
 [9] ABNT NBR 16150:2013, *Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição – Procedimento de ensaio de conformidade*, 2013.
 [10] IEEE Standard 1547-2003, *IEEE Standard for Interconnection Distributed Resource with Electric Power Systems*, 2003.
 [11] S.B. Kjaer, J. Pedersen, F. Glaabjerg, “A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, nº 5, pp. 1292-1306, setembro, 2005.
 [12] 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, nº 3, pp. 814-822, maio, 2003.
 [13] M. Rashed, C. Klumpner, G. Asher, “Repetitive and Resonant Control for a Single-Phase Grid-Connected Hybrid Cascaded Multilevel Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nº 5, pp. 2224-2234, maio, 2013.
 [14] M.G. Villalva, M.F. Espindola, T.G. de Siqueira, E. Ruppert, “Modeling and Control of a Three-Phase Isolated Grid-Connected Converter for Photovoltaic Applications”, *Controle & Automação*, vol. 22, nº 3, pp. 229-237, maio, 2011.
 [15] G.P. Viajante, D.A. Andrade, L.C. Gomes, J.A. Santos Jr, V. R. Bernardeli, A. W. F. V. Silveira, M.A.A. Freitas, F. S. Silva, “Estratégia de Conexão à Rede Elétrica do Gerador a Relutância Variável para Injeção de Potência Ativa”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 19, nº 2, pp. 121-131, março, 2014.
 [16] D.I. Brandão, F.P. Marafão, F.A.S. Gonçalves, M.G. Villalva, J.R. Gazoli, “Estratégia de Controle Multifuncional para Sistemas Fotovoltaicos de Geração de Energia Elétrica”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 18, nº 4, pp. 1206-1214, setembro, 2013.

- [17]H. Cha, T.K. Vu, J.E. Kim, "Design and Control of Proportional-Resonant Controller Base Photovoltaic Power Conditioning System", in *Proc. Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2198-2205, 2009.
- [18]R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P.C. Loh, "Proportional-Resonant Controllers and Filters for Grid-Connected Voltage-Source Converters", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 153, nº 5, pp. 750-762, setembro, 2006.
- [19]D. Wenfang, H. Qun, X. Yingnian, "Study on IMC-PID Control for Single-phase Voltage-Source Inverters", in *Proc. Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC*, pp. 1514-1518, 2009.
- [20]M.J. Ryan, W.E. Brumsickle, R.D. Lorenz, "Control topology options for single-phase UPS inverters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, nº 2, pp. 493-501, março, 1997.
- [21]W. Li, D. Pan, X. Ruan, X. Wang, "A Full-Feedforward Scheme of Grid Voltages for a Three-phase Grid-connected Inverter with an LCL Filter", in *Proc. Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 96-103, 2011.
- [22]T. Liu, X. Hao, X. Yang, M. Zhao, L. Xiong, "A Novel Grid Voltage Feed Forward Control Strategy for Three-phase Grid-connected VSI with LCCL Filter", in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 86-91, 2012.
- [23]R.D. Middlebrook, S. Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages", in *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-6, 1976.
- [24]R.W. Erickson, D. Maksimóvic, *Fundamentals of Power Electronics*, Second Edition, 2004.
- [25]M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, "Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, nº 5, pp. 1281-1291, setembro, 2005.
- [26]C. Brosilow, B. Joseph, *Techniques of Model-Based Control*, Prentice Hall, 1ª Edição, Nova Iorque, 2002.

DADOS BIOGRÁFICOS

Eric Nery Chaves possui graduação em Engenharia Elétrica - Faculdades Objetivo - GO (2005) e mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação pela Universidade Federal de Goiás (2010). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Automação e Controle, Eletrônica de Potência, Inteligência Artificial e Acionamento de Máquinas Elétricas. Atualmente é Professor Efetivo do Instituto Federal de Goiás - IFG - Campus Itumbiara.

Ernane Antônio Alves Coelho possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (1987), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1989), doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (2000) e pós-doutorado pela Aalborg University (2015). Atualmente é Professor Titular da Universidade Federal de Uberlândia - UFU.

Henrique Tannús de Moura Carvalho graduando na área de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de

Uberlândia. Bolsista CNPq com experiência em circuitos eletrônicos, eletrônica de potência e microcontroladores.

Luiz Carlos Gomes de Freitas possui graduação em Engenharia Elétrica - Ênfase em Eletrotécnica pela Universidade Federal de Uberlândia (2001), mestrado (2003) e doutorado (2006) em Engenharia Elétrica pela mesma universidade. De 2006/2 a 2008/1 foi professor do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás (IFG-Jataí). Desde 2008/2 é professor da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU, onde atualmente é Professor Adjunto IV.

João Batista Vieira Júnior possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (1980), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1984) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1991). Atualmente é professor da UFU.

Luiz Carlos de Freitas é engenheiro eletricitista (1975) pela Universidade Federal de Uberlândia Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT), Uberlândia-MG, mestre (1985) e doutor (1992) pela Universidade Federal de Santa Catarina Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC-INEP), Florianópolis-SC. Atualmente é professor titular da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT) da UFU.