

CONTROLE DE UM INVERSOR TRIFÁSICO UTILIZANDO TÉCNICA BASEADA EM PASSIVIDADE PARA OPERAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Thiago Marques de Souza¹ – thiagomsouza2009@gmail.com

Allan Fagner Cupertino^{1,2} – allan.cupertino@yahoo.com.br

Heverton Augusto Pereira^{1,2} – heverton.pereira@ufv.br

¹ Gerência de Especialistas em Sistemas Elétricos de Potência, Universidade Federal de Viçosa, Av. P.H. Rolfs s/n, 36570-000, Viçosa, MG, Brasil.

² Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brasil.

Resumo. Este trabalho apresenta o uso do Controle Baseado em Passividade (PBC) em um sistema fotovoltaico conectado à rede em comparação ao uso do tradicional controle Proporcional-Integral (PI). A interligação da fonte fotovoltaica à rede elétrica é feita através do inversor trifásico. Os resultados comprovam a robustez dos controladores projetados através das técnicas aqui trabalhadas frente a perturbações na rede, assegurando o controle das potências ativa e reativa do sistema.

Palavras-chave: Sistema Fotovoltaico, Inversor Trifásico, Controle Baseado em Passividade, Afundamentos Equilibrados de Tensão, Harmônicos.

1. INTRODUÇÃO

O Brasil vive um momento ímpar na diversificação de sua matriz energética. Com a entrada em vigor da Resolução Normativa 482 da ANEEL as distribuidoras estão adequando seus sistemas para tratar do acesso de microgeração distribuída com potência instalada menor ou igual a 100 kW e que utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras (ANEEL, 2012).

A produção de energia através da fonte solar tem ganhando maturidade em todo o mundo. De acordo com estudos realizados pela EPIA, a geração de energia fotovoltaica tende a crescer ainda mais nos próximos anos. Em todo o mundo, há cerca de 102GW de capacidade fotovoltaica instalada. Sendo 31,1 GW instalados em 2012, como mostra a Fig.1.

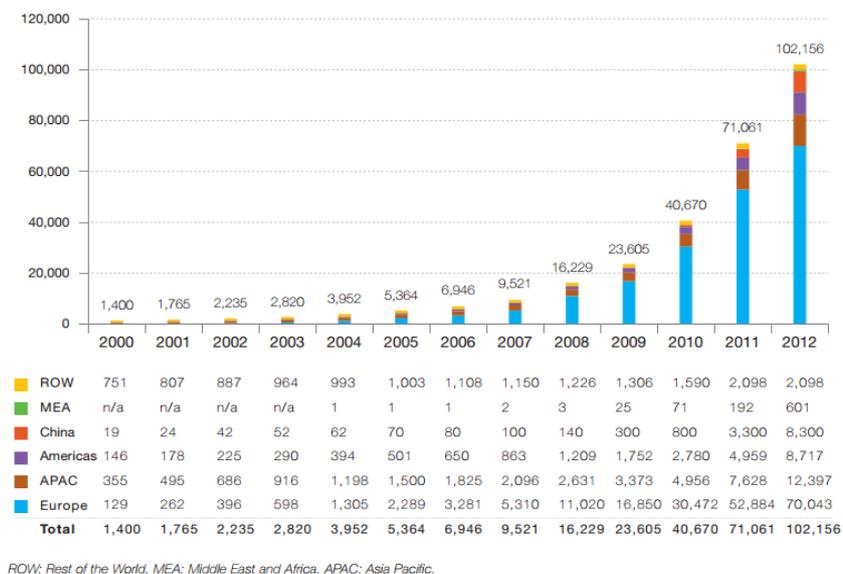


Figura 1 - Evolução da capacidade fotovoltaica instalada acumulada globalmente entre 2000 – 2012 (European Photovoltaic Industry Association, 2013).

Com a entrada da geração fotovoltaica na baixa tensão, questões relacionadas ao perfil de tensão devem ser levadas em consideração, principalmente devido à existência de inversores que não podem operar ilhados, mas podem

operar em redes desequilibradas. Atualmente, os afundamentos de tensão têm sido um dos mais frequentes problemas, responsáveis pela degradação da qualidade da energia elétrica fornecida aos consumidores. Estes distúrbios provocam o mau funcionamento de circuitos eletrônicos e a parada indesejada de processos, provocando prejuízos elevados (Oliveira, et al., 2012).

A presença de distorções harmônicas na rede elétrica iniciou-se com o advento da eletrônica de potência e atualmente é agravada pelo elevado número de inversores de geração distribuída (GD) conectados à rede elétrica (European Photovoltaic Industry Association, 2013). Apesar disso, a inserção de GD tem como vantagens uma redução dos investimentos em transmissão e um aumento na confiabilidade do sistema elétrico (Oliveira, et al., 2012).

Diversos trabalhos estudam técnicas para reduzir a distorção harmônica na corrente injetada por inversores PWM (a unidade básica de sistemas GD). A maioria destes trabalhos propõe projetos de filtros (Badrzadeh & Gupta, 2013), estudo de novas técnicas de sincronismo (Pimenta, et al., 2012) ou novas técnicas de modulação PWM (Patel, et al., 2010). Apesar disso, a maioria destes trabalhos considera uma rede ideal, cuja tensão é livre de distorção harmônica.

Neste contexto, alguns trabalhos na literatura propõem técnicas para reduzir este efeito por meio da modificação da estratégia de controle convencional, baseada em controladores do tipo proporcional-integral (PI).

Neste trabalho é proposto a utilização da técnica de controle baseada em passividade (PBC) para um inversor de 20 kW, com um módulo de 80 painéis de 250 W. Foram realizadas simulações tanto em condições de afundamentos de tensão equilibrados quanto em condições de harmônicos na rede.

2. DESENVOLVIMENTO

2.1 Estrutura do sistema

A estrutura do sistema elétrico em questão está ilustrada na Fig.2. Nesta figura, V_{dc} é a tensão sobre o barramento CC, I_c é a corrente através desse barramento quando em operação e I_{dc} é a corrente que flui para o inversor.

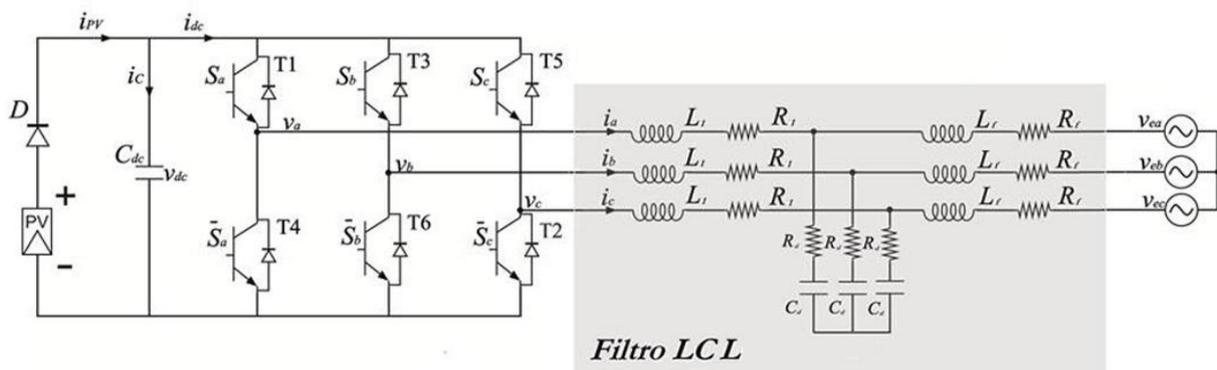


Figura 2 - Estrutura do sistema elétrico.

O barramento CC é alimentado pelo módulo de painéis fotovoltaicos, que injeta uma corrente I_{PV} constante no sistema, assumindo uma radiação constante. O diodo D presente na estrutura é usado no sentido de proteger o módulo de painéis contra uma possível inversão de corrente.

O inversor é constituído pelo conjunto de seis chaves IGBT's $T1 - T6$. Essas chaves são acionadas pelos sinais S e \bar{S} , onde S é o sinal para as chaves superiores e \bar{S} para as inferiores. Os indutores (L_1 e L_f) e sua resistência interna R são parâmetro do filtro LCL, assim também como o capacitor C_d em derivação e a resistência de amortecimento R_d .

A tensão na saída do inversor é representada pelas grandezas v_a , v_b e v_c . Para a rede elétrica, os parâmetros de corrente são representados por i_a , i_b e i_c , enquanto os de tensão são dados nas formas v_{ea} , v_{eb} e v_{ec} .

2.2 Projeto do filtro LCL

O filtro LCL possui uma grande importância para o desempenho do sistema elétrico estudado neste trabalho, pois ele reduz os harmônicos gerados pelo chaveamento presente no inversor trifásico, preservando a rede elétrica.

A estrutura do filtro LCL foi apresentada na Fig.2. Como se pode ver, ela é formada basicamente por um simples arranjo de dois indutores (L_1 e L_f) em série e um capacitor (C_d) em derivação entre eles. Em série com esse capacitor, usa-se um resistor de amortecimento (R_d) que minimiza o pico de ressonância do filtro.

Uma dificuldade que se observa no projeto desse filtro é a escolha de seus parâmetros, uma vez que uma boa escolha desses parâmetros é fundamental para o bom funcionamento da estratégia de controle. Neste trabalho, a escolha dos parâmetros do filtro LCL se baseou no trabalho de (Liserre, et al., 2005), sendo dependente da potência do conversor (P_n), da tensão nominal eficaz do filtro (E), da frequência da rede (f_n) e da frequência de chaveamento (f_s).

Desse modo, os parâmetros do filtro serão normalizados de acordo com os valores bases descritos na Eq.(1) e na Eq.(2).

$$Z_b = \frac{E^2}{P_n} \quad (1)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} \quad (2)$$

O valor do indutor L_1 é calculado de acordo com a máxima corrente de ripple admissível no sistema. Tal valor é dado de acordo com a Eq.(3).

$$L_1 = \frac{E}{2\sqrt{6}f_s i_{ripple}} \quad (3)$$

Uma vez calculado o valor do indutor L_1 , pode se partir para o cálculo do indutor L_f do lado da rede uma vez que eles estão relacionados através do parâmetro r como mostrado na Eq.(4).

$$L_f = rL_1 \quad (4)$$

O parâmetro r é calculado a partir da atenuação de corrente dada pela Eq.(5) e do parâmetro x (geralmente, $x \leq 5\%$), que nada mais é do que o limite de potência reativa através do sistema.

$$\frac{i_g(h_s)}{i(h_s)} = \frac{1}{|1 + r(ax)|} \quad (5)$$

onde $a = L_1 C_b \omega_s^2$.

Por questões práticas, o valor da atenuação de corrente geralmente é adotado como 20%.

Outro parâmetro que também é calculado a partir do limite de potência reativa no sistema x é o capacitor C_d do filtro, como está ilustrado na Eq.(6).

$$C_d = xC_b \quad (6)$$

O valor da frequência de ressonância f_{res} é obtido através da Eq.(7), sendo imprescindível observar se ela está dentro da faixa que não provoca problemas de ressonância nas mais baixas e nas mais altas frequências ($10 f_n \leq f_{res} \leq 0.5 f_s$).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_f}{L_1 L_f C_f}} \quad (7)$$

O valor do resistor de amortecimento R_d geralmente é definido como sendo o dobro da impedância do capacitor C_d na frequência de ressonância f_{res} .

2.3 Circuito de sincronismo

Os circuitos de sincronismo geralmente apresentam uma estrutura relativamente simples, além de serem bastante eficientes na rejeição de distúrbios indesejáveis como harmônicos e desequilíbrio de tensão. Neste trabalho, a estrutura de sincronismo utilizada é a PLL (*Phase-locked loop*), em particular, a DSOGI-PLL (*Double Second Order Generalized Integrator Phase-Locked Loop*) proposta por (Rodríguez, et al., 2006), mostrada na Fig.3.

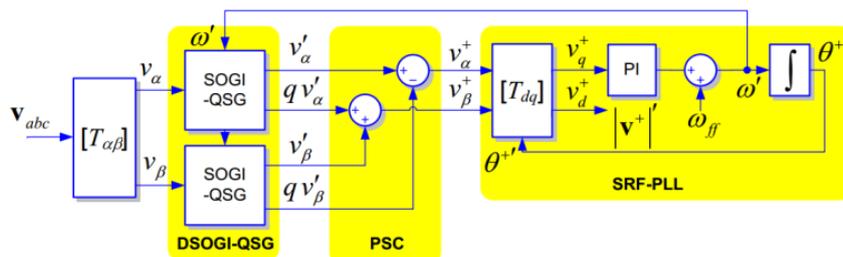


Figura 3 - Diagrama da estrutura da DSOGI-PLL.

A DSOGI-PLL usa um integrador generalizado de segunda ordem que separa a tensão da rede em sequência positiva e negativa através do método das componentes simétricas instantâneas em coordenadas $\alpha\beta$. O ângulo da tensão é obtido analisando somente a sequência positiva.

2.4 Modelagem do inversor

Através da aplicação das leis de Kirchhoff de corrente e tensão na estrutura representada na Fig.2, obtém-se um modelo matemático para o inversor que conecta o módulo de painéis fotovoltaicos à rede elétrica. Utilizando as funções de chaveamento (S_a, S_b and S_c), esse modelo pode ser escrito em coordenadas abc na forma como está ilustrada na Eq.(8). Para maior simplificação dos parâmetros do filtro, foi considerado $L = L_1 + L_f$ e $R = R_1 + R_f$.

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a - v_a + v_{ea} = 0 \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b - v_b + v_{eb} = 0 \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c - v_c + v_{ec} = 0 \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c = i_{pv} \end{cases} \quad (8)$$

Para facilitar a análise do modelo do inversor, as componentes trifásicas instantâneas (abc) são transformadas em componentes síncronas rotativas (dq0) através da transformada de Park ($T_{abc/dq0}$) (Fitzgerald, et al., 2006). O resultado dessa aplicação está ilustrado na Eq.(9), onde S_d e S_q são as funções de chaveamento nos eixos d e q , respectivamente.

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - L\omega i_q - S_d v_{dc} = -v_{ed} \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + L\omega i_d - S_q v_{dc} = -v_{eq} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + S_d i_d + S_q i_q = i_{pv} \end{cases} \quad (9)$$

2.5 Passividade do inversor

O modelo do inversor mostrado na Eq.(9) pode ser escrito através das equações Euler-Lagrange na forma como está ilustrado na Eq.(10).

$$D_B \dot{z} + R_B z + J_B z = u \quad (10)$$

Onde D_B é a matriz diagonal que representa os elementos armazenadores de energia do sistema, J_B é a matriz anti-simétrica que representa a interconexão do sistema, com a observação $J_B = -J_B^T$, e R_B é a matriz simétrica formada pelos elementos dissipadores de energia, apresentando a característica $R_B = R_B^T$. Além dessas matrizes, existem a matriz u das fontes de energia e a matriz z das variáveis analisadas. Nas Eq.(11), estão mostradas as estruturas de todas essas matrizes.

$$D_B = \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C_{dc} \end{pmatrix}; R_B = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; u = \begin{pmatrix} -v_{ed} \\ -v_{eq} \\ i_{pv} \end{pmatrix}; J_B = \begin{pmatrix} 0 & -L\omega & -S_d \\ L\omega & 0 & -S_q \\ S_d & S_q & 0 \end{pmatrix}; z = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{pmatrix} \quad (11)$$

A energia armazenada no sistema é representada na forma como está na Eq.(12), assim também como sua variação temporal.

$$H = \frac{1}{2} z^T D_B z \leftrightarrow \dot{H} = z^T D_B \dot{z} \quad (12)$$

De posse da Eq.(10), uma substituição simples é feita na Eq.(12) de forma a se obter uma variação da energia armazenada no sistema. Tal variação pode ser observada através da Eq.(13).

$$\dot{H} = z^T D_B \dot{z} = z^T (u - R_B z - J_B z) = z^T u - z^T R_B z \quad (13)$$

Considerando as equivalências presentes na Eq.(14), a Eq.(13) pode ser escrita na forma como está na Eq.(15).

$$\begin{cases} y = z \\ Q_{(z)} = z^T R_B z \end{cases} \quad (14)$$

$$\dot{H} = z^T u - z^T R_B z = y^T u - Q_{(z)} \quad (15)$$

A partir da Eq.(15), verifica-se que a estrutura do inversor trifásico é estritamente passiva (Ortega, et al., 1998). Com isso, o controle desse inversor pode ser feito através da aplicação do controle baseado em passividade.

3. TOPOLOGIAS DE CONTROLE

3.1 Controle proporcional-integral (PI)

Na literatura, existem várias estruturas de controle para sistemas que estão conectados à rede (Timbus, et al., 2009), como é o caso deste trabalho. Uma topologia já consagrada consiste em duas malhas em cascata: uma interna, mais rápida, que controla a corrente injetada e uma externa, mais lenta, que controla as potências ativa e reativa ou a tensão no barramento CC e a potência reativa. Diante das formas de controle possíveis para essa topologia, aqui será trabalhado o controle no sistema de coordenadas síncronas. A escolha por esse sistema de controle se deve basicamente à vantagem de se trabalhar com sinais de controle contínuos, o que permite a utilização do tradicional controlador Proporcional-Integral (PI) (Villalva, 2010), (Almeida, 2011). A necessidade desse sistema de controle de um circuito de sincronismo foi atendida com a implementação da DSOGI-PLL.

A partir das considerações de que o sistema está equilibrado, que é considerado apenas a dinâmica da componente fundamental e que o capacitor C_d é considerado um circuito aberto na frequência fundamental, pode-se modelar o inversor trifásico ilustrado na Fig.2 da forma como está nas Eq.(9), onde se observa um acoplamento cruzado entre os eixos diretos e em quadratura.

A dinâmica do subsistema de eixo direto pode ser descrita como está mostrado na Eq.(16).

$$R i_d + L \frac{di_d}{dt} = v_d + L i_q \omega_n - v_{ed} \quad (16)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace na Eq. (16), obtém-se a Eq.(17).

$$(R + L s) i_d(s) = v_d(s) + L \omega_n i_q(s) - v_{ed}(s) \quad (17)$$

Compensando o termo $L \omega_n i_q(s) - v_{ed}(s)$ através de uma ação feed-forward, é possível obter a função de transferência do subsistema de eixo direto como está ilustrado na Eq.(18), (Souza, 2011).

$$\frac{i_d(s)}{v_d(s)} = \frac{1}{R + L s} \quad (18)$$

Através de uma metodologia semelhante, obtém-se a função de transferência para o subsistema de eixo em quadratura como mostrada na Eq.(19).

$$\frac{i_q(s)}{v_q(s)} = \frac{1}{R + L s} \quad (19)$$

Nota-se que a função de transferência é a mesma para os dois subsistemas de modo que eles apresentem os mesmos ganhos. O valor desse ganho é calculado através da técnica de alocação de polos.

Neste trabalho, as variáveis controladas pelas malhas externas de controle serão a tensão no barramento CC e a potência reativa. Assumindo que o sistema esteja equilibrado e que $v_{eq} = 0$ devido à atuação da PLL, as potências ativa e reativa podem ser descritas da forma como está na Eq.(20).

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} V_d I_d \\ Q = -\frac{3}{2} V_d I_q \end{cases} \quad (20)$$

No projeto das malhas externas é considerado que as malhas internas de correntes são rápidas o suficiente a ponto de serem desprezadas ($I_d \approx I_d^*$ e $I_q \approx I_q^*$).

A partir da representação da função de transferência do controlador PI ($K_{p,q} + \frac{K_{i,q}}{s}$), obtém-se a função de transferência mostrada na Eq.(21).

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{H(K_{p,q}s + K_{i,q})}{(1 + HK_{p,q})s + HK_{i,q}} \quad (21)$$

Onde $H = -\frac{3}{2} V_d$.

A dinâmica da tensão no barramento CC é representada na Eq.(8). Aplicando-se a Transformada de Laplace nessa equação, obtém-se a Eq.(22).

$$Cs v_{dc}(s) = i_{pV}(s) - i_{dc}(s) \quad (22)$$

Assumindo que as perdas no conversor são pequenas, pode-se escrever o balanço de potência na forma como está na Eq.(23) em regime permanente.

$$V_{bus}^* i_{dc} = \frac{3}{2} V_d I_d \quad (23)$$

A dinâmica do barramento CC é simplificada pelas considerações de que a malha de corrente seja rápida o suficiente e desprezando-se a perturbação \dot{I}_{pV} .

De acordo com a representação da função de transferência de um controlador PI ($-(K_{p,dc} + \frac{K_{i,dc}}{s})$), obtém-se a função de transferência mostrada na Eq.(24).

$$\frac{V_{bus}(s)}{V_{bus}^*(s)} = \frac{(K_{p,dc}s + K_{i,dc})G}{Cs^2 + K_{p,dc}Gs + K_{i,dc}G} \quad (24)$$

Onde $G = \frac{3}{2} \frac{V_d}{V_{bus}^*}$.

A estrutura completa do controle do inversor trifásico está ilustrada na Fig.4.

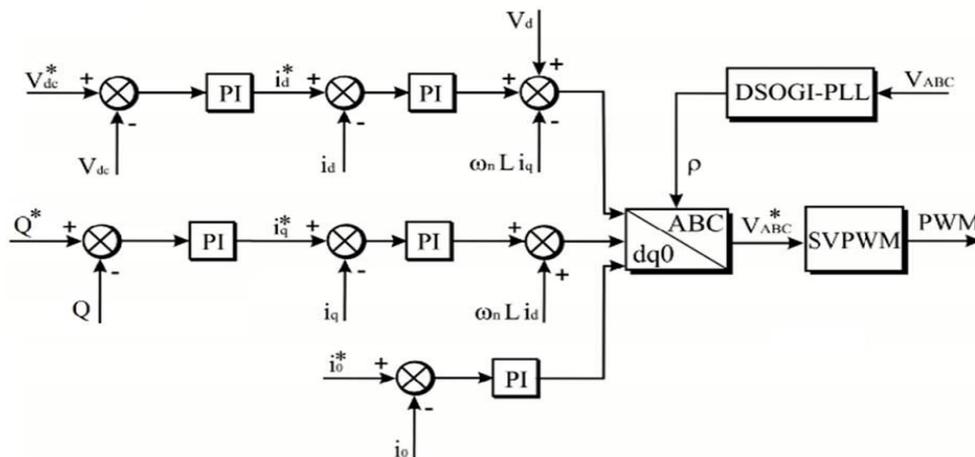


Figura 4 – Malhas de controle do inversor.

Vale ressaltar que foi utilizada a estratégia de modulação por largura de pulso vetorial (SVPWM) (Pfaff, et al., 1984), (Broeck, et al., 1988). De acordo com (Souza, 2011), também foi acrescentada uma malha para controle de corrente de sequência zero a fim de compensar esta componente que pode aparecer se houver um transformador de conexão do tipo Y aterrado.

3.2 Controle baseado em passividade (PBC)

Em aplicações práticas, percebe-se que a maioria dos sistemas apresenta um comportamento não linear, permitindo que eles trabalhem dentro de uma larga faixa de pontos de operação. Tal situação dificulta a utilização de

modelos lineares, os quais necessitam de uma linearização em torno de um ponto de operação. Com isso, uma grande atenção hoje é voltada para o estudo e desenvolvimento de modelos de controle não lineares.

Neste trabalho, foi testada a validade e robustez do controle baseado em passividade para um inversor trifásico, cujo modelo se mostrou estritamente passivo. Essa topologia visa controlar a planta de forma que ela armazene a menor quantidade de energia possível (Ortega, et al., 1998).

O projeto do controlador baseado em passividade consiste em modificar a estrutura dissipativa do sistema, alterando a coenergia em malha fechada através da inserção de um elemento de amortecimento (Wang, et al., 2008). Neste trabalho, tal elemento de amortecimento emula uma resistência (R_a) conectada em série com os indutores do filtro, na forma como pode ser vista na Eq.(25).

$$R_{BD}\dot{\tilde{z}} = (R_B + R_a)\tilde{z} \quad (25)$$

A função de energia associada ao erro é representada na forma como está na Eq.(26).

$$H_d = \frac{1}{2}\tilde{z}^T D_B \tilde{z}; \quad \tilde{z} = z - z_d \quad (26)$$

Onde z_d é o valor de referência das variáveis.

De posse da Eq.(10), da Eq.(25) e da Eq.(26), pode-se representar o modelo do inversor da maneira como está na Eq.(27).

$$D_B\dot{\tilde{z}} + R_{BD}\tilde{z} = u - (D_B\dot{z}_d + J_B z + R_B z_d - R_a \tilde{z}) \quad (27)$$

Assumindo uma escolha da matriz u na forma como está na Eq.(28), pode-se escrever a Eq.(27) da maneira como está mostrado na Eq.(29).

$$u = D_B\dot{z}_d + J_B z + R_B z_d - R_a \tilde{z} \quad (28)$$

$$D_B\dot{\tilde{z}} + R_{BD}\tilde{z} = 0 \quad (29)$$

A candidata de Lyapunov foi escolhida como sendo a função de energia H_d associada ao erro na forma como está mostrada na Eq.(30).

$$H_d = \frac{1}{2}\tilde{z}^T D_B \tilde{z} > 0; \quad \forall \tilde{z} \neq 0 \quad (30)$$

Através da derivada no tempo e rearranjos da Eq.(30) obtém-se a Eq.(31), onde α é uma constante estritamente positiva. Tal equação assegura a convergência do sistema (Dazhong, 2002), que está claramente relacionada com a resistência de amortecimento R_a .

$$\dot{H}_d(t) = -\tilde{z}^T (R_B + R_a)\tilde{z} \leq -\alpha H_d(t) < 0 \quad (\forall \tilde{z} \neq 0) \quad (31)$$

Em vista de $D_B\dot{z}_d = 0$, a Eq.(28) pode ser escrita na forma como está na Eq.(32).

$$u = J_B z + R_B z_d - R_a \tilde{z} \quad (32)$$

A partir da Eq.(11) e da Eq.(32), obtém-se a equação matricial do sistema mostrada na Eq.(33).

$$\begin{pmatrix} 0 & -Lw & -S_d \\ Lw & 0 & -S_q \\ S_d & S_q & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ v_{dv}^* \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{a3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \\ v_{dc} - v_{dv}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -v_{ed} \\ -v_{eq} \\ i_{pv} \end{pmatrix} \quad (33)$$

Resolvendo a Eq.(33), obtém-se as os valores de referência que serão enviados ao SVPWM. Tais valores estão ilustrados na Eq.(34).

$$\begin{cases} S_d v_{dc} = v_d^* = v_{ed} - Lw i_q + R i_d^* - R_{a1}(i_d - i_d^*) \\ S_q v_{dc} = v_q^* = v_{eq} + Lw i_d + R i_q^* - R_{a2}(i_q - i_q^*) \end{cases} \quad (34)$$

A estrutura do Sistema usando o controle baseado em passividade está ilustrada na Fig.5.

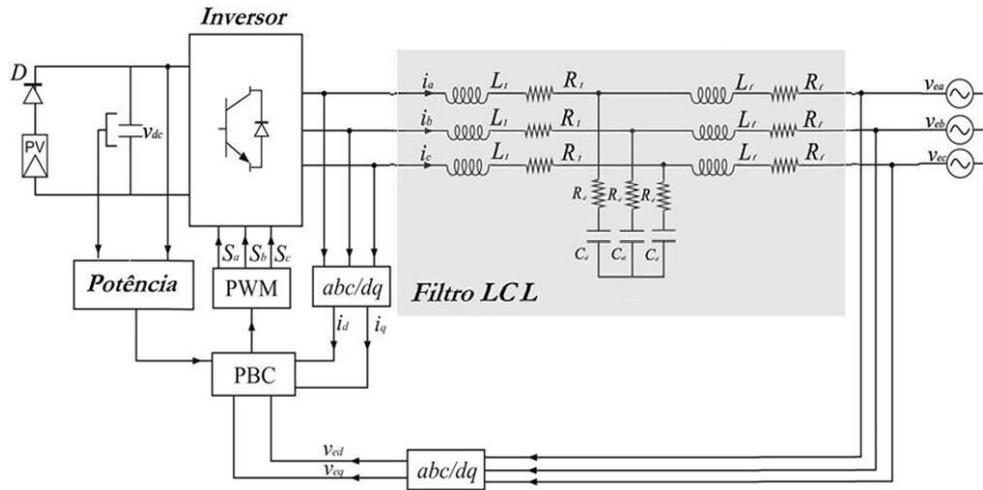


Figura 5 – Diagrama do sistema controlado por passividade.

As perdas nos dispositivos semicondutores provocam um erro em regime. Para eliminar tais erros, foi utilizada a ação integral mostrada na Eq.(35), que será somada à corrente de referência i^* calculada pela malha externa.

$$int = -K_i \int_0^t (v_{dv}^* - v_{dc}) dt \quad (35)$$

O projeto da malha externa do controle foi feito através do balanço de potência do sistema, que pode ser dado como mostra a Eq.(36).

$$P^* + \frac{3}{2} R \left(\frac{2}{3} \frac{P^*}{U_m} \right)^2 = P_{max} \quad (36)$$

Onde P^* é a potência de referência do sistema.

Assumindo $v_{ed} = U_m$ e $v_{eq} = 0$ no balanço de tensão, a potência ativa do sistema é dada de acordo com a Eq.(37).

$$P^* = \frac{3}{2} U_m i^* \quad (37)$$

A partir da Eq. (36) e da Eq. (37), obtém-se a corrente de referência i^* que é usada na malha interna do controle.

4. PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO

Para uma melhor conferência dos parâmetros construtivos do sistema elétrico mostrado na Fig.2, eles foram listados através da Tab.1.

Tabela 1 - Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Capacitância do barramento CC	C_{dc}	3,00(mF)
Indutância do filtro do lado do inversor	L_1	3,90(mH)
Indutância do filtro do lado da rede	L_f	31,44(μH)
Capacitância do filtro	C_d	54,81(μF)
Resistência do indutor L_1 do filtro	R_1	10,00(mΩ)
Resistência do indutor L_f do filtro	R_f	10,00(mΩ)
Resistência de amortecimento do filtro	R_d	2,69(Ω)
Resistência de amortecimento do eixo direto	R_{a1}	5,70(Ω)
Resistência de amortecimento do eixo em quadratura	R_{a2}	40,00(Ω)
Frequência da rede	f_n	60,00(Hz)
Tensão de linha da rede	E	220(V)
Potência nominal do inversor	P_n	20(KW)
Frequência de chaveamento do inversor	f_s	9(KHz)

5. RESULTADOS

Para avaliar o desempenho das topologias de controle propostas, foi realizado simulações do sistema apresentado na Fig.2 frente a algumas perturbações.

Primeiramente, foi simulado um afundamento de tensão equilibrado na rede. Neste afundamento, a tensão da rede atinge 20% de sua tensão nominal, sendo recuperada durante os próximos três segundos, primeiro em rampa e depois através de pequenos degraus. A Fig.6 apresenta em: (a) a tensão do barramento CC (V_{dc}) e (b) as potências do sistema diante do afundamento de tensão.

Como pode ser observado na Fig.6 (a), o desbalanço de potência através do capacitor do barramento diante da geração fotovoltaica constante faz com que ele carregue, elevando seu nível de tensão. Além disso, verifica-se que ambos os controles suportaram bem tal variação, controlando com eficiência a tensão no barramento CC e a potência reativa do sistema. Porém, o controle PBC apresentou uma melhor resposta durante o transitório, caracterizada pela maior rapidez no controle da tensão do barramento.

Posteriormente, foram simulados harmônicos de tensão na rede, como mostrado Fig.7 (a) a partir do instante 1 segundo. Os efeitos desses harmônicos são observados através das distorções provocadas na corrente da rede em relação à onda senoidal fundamental como mostrado na Fig.7 (b) e (c). Tais resultados mostram que os efeitos provocados pelos harmônicos na corrente da rede foram bem parecidos para ambas as técnicas de controle. Esse fato pode ser comprovado através dos espectros dos harmônicos de correntes presentes na Fig.7 (d), onde se percebe que todos os coeficientes ficam dentro de uma faixa aceitável, inferior a 4%.

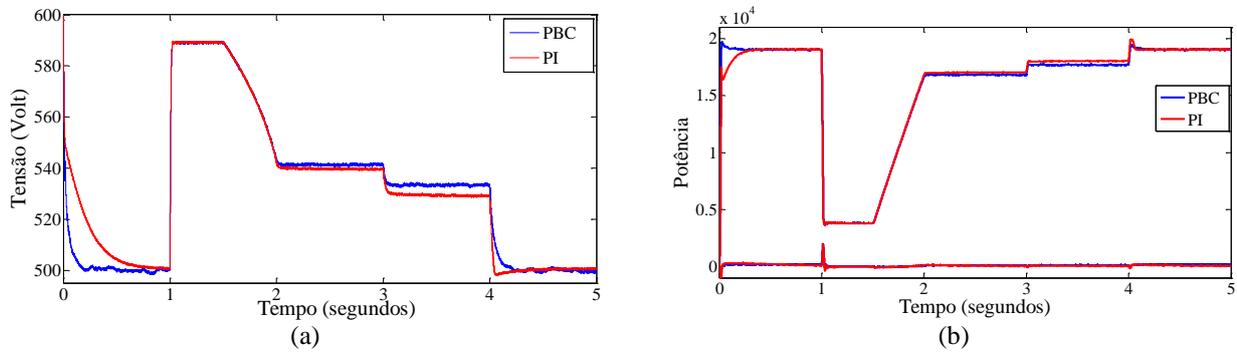


Figura 6 – Variações dos parâmetros do sistema.

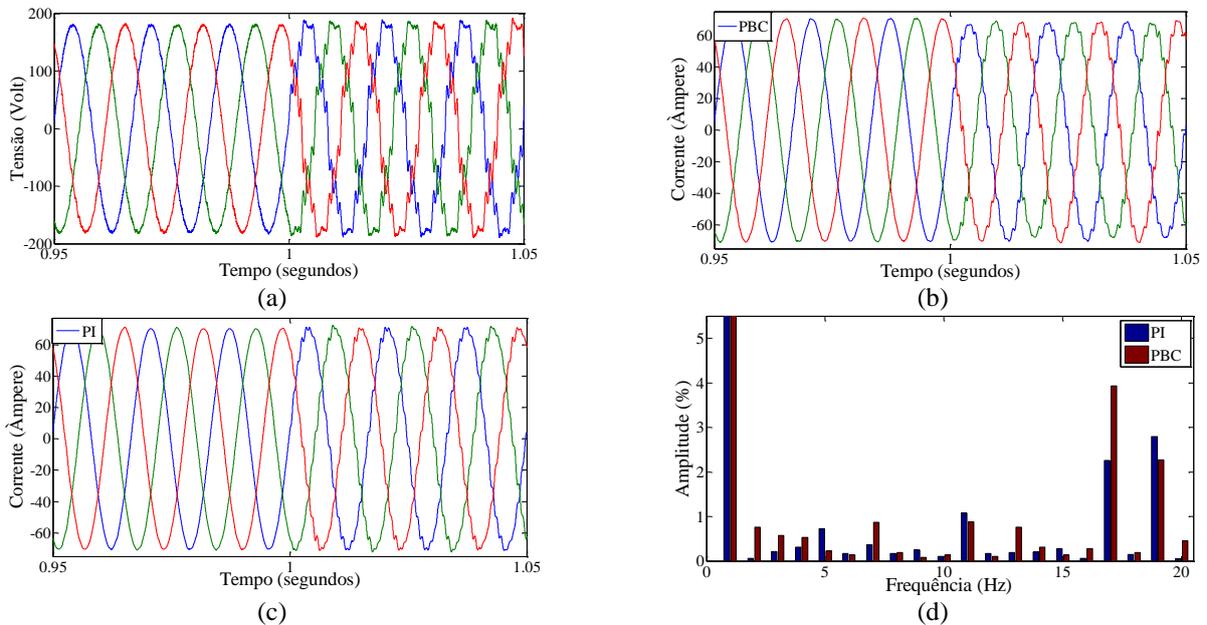


Figura 7 – Parâmetros da rede.

6. CONCLUSÃO

Este trabalho apresenta uma comparação dos resultados de duas topologias de controle aplicadas a um inversor trifásico. A partir dos resultados obtidos da modelagem, controle e simulação desse inversor, verificou-se que a

topologia de controle baseada em passividade (PBC) mostrou-se robusta às variações aplicadas sobre o sistema de forma semelhante ao tradicional controlador PI, com melhorias na velocidade da resposta.

Além disso, a técnica PBC não se restringe à operação do sistema a pequenas variações, uma vez que se pode trabalhar numa larga faixa de pontos de operação. Tal fato amplia ainda mais o campo de aplicação dessa técnica.

Agradecimentos

Os autores agradecem a FAPEMIG pela assistência e apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- Almeida, P. M. d., 2011. *Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição*, Juiz de Fora: s.n.
- ANEEL, 2012. *Resolução Normativa N° 482*, s.l.: Agência Nacional de Energia Elétrica.
- Badrzadeh, B. & Gupta, M., 2013. Practical Experiences and Mitigation Methods of Harmonics in Wind Power Plants. *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 2279-2289.
- Broeck, H. W., Skudelny, H. C. & Stanke, G., 1988. *Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on voltage Space Vectors*, s.l.: s.n.
- Dazhong, Z., 2002. *Linear System Theory*. Beijing: s.n.
- European Photovoltaic Industry Association, 2013. *Global Market Outlook for Photovoltaics 2013-2017.*, s.l.: s.n.
- Fitzgerald, A. E., Kingsley, C. & Umans, S. D., 2006. *Máquinas Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência*. 6ª ed. s.l.:Bookman.
- Liserre, M., Blaabjerg, F. & Hansen, S., 2005. Design and Control of an LCL- Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, September, pp. 1281-1291.
- Oliveira, F. D. d., Silva, S. M., Starling, L. M. V. & Filho, B. J. C., 2012. *Monitoramento e Análise da Qualidade da Energia Elétrica*. s.l., s.n.
- Ortega, R., Loría, A., Nicklasson, P. J. & Sira Ramírez, H., 1998. *Passivity based Control of Euler Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. s.l.:Springer-Verlag.
- Patel, D., Varma, R., Seethapathy, R. & Dang, M., 2010. *Impact of wind turbine generators on network resonance and harmonic distortion*. s.l., s.n.
- Pfaff, G., Weschta, A. & Wick, A., 1984. *Design and Experimental Results of a Brushless ac Servo Drive*, s.l.: s.n.
- Pimenta, C. M. et al., 2012. *Aggregated inverters wind farm harmonic propagation analysis*. Campina Grande, s.n.
- Rodríguez, P., Teodorescu, R., Candela, I. & Timbus, A. v., 2006. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 7.
- Souza, C. V. d., 2011. *Projeto e Desenvolvimento de Fonte Regenerativa para Testes de Transformadores de Potência*, Belo Horizonte: s.n.
- Timbus, A. et al., 2009. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 654-664.
- Villalva, M. . G., 2010. *Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*, Campinas: s.n.
- Wang, J., Xia, P. & Zhang, J., 2008. *Nonlinear control of three-phase boost-type PWM rectifiers.*. China: s.n.

CONTROL OF A THREE-PHASE INVERTER USING PASSIVITY-BASED TECHNIQUE FOR OPERATION ON FOTOVOLTAIC SYSTEMS

Abstract. *This work presents the use of Passivity-Based Control (PBC) in a photovoltaic system connected to the grid compared to using the traditional Proportional-Integral (PI) control. The interconnection of photovoltaic power to the grid is made through the three-phase inverter. The results confirmed the robustness of the designed controllers through the techniques here worked against grid disruption, ensuring the control of the active and reactive powers of the system.*

Key words: Photovoltaic System, Three-Phase Inverter, Passivity-Based Control, Balanced Voltage Sags, Harmonics.