

ANÁLISE DE SISTEMA PV RESIDENCIAL COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA BASEADO NO CONVERSOR MULTINÍVEIS HÍBRIDO

CINDY O. GAMBA, LEANDRO ROGGIA, RAFAEL C. BELTRAME, ANTONIO ANDRADRE, MÁRIO L. DA S. MARTINS

*Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria
Av. Roraima, 1000, Cidade Universitária, Santa Maria, RS, Brasil
E-mails: cnd.org@gmail.com, mariolsm@gmail.com*

Abstract— This paper presents one strategy for constant power injection to grid generated from one PV string associated with a bank battery. One multilevel inverter with two H-Bridge cells in cascaded connection and LCL filter are the interface to the grid. One hybrid modulation strategy is implemented in order to reduce the inverter power loss. The main H-bridge is modulated at the grid frequency and is connected to the PV array intending to harvest the maximum PV power. The auxiliary H-bridge is connected to the battery bank and it make use of pulse width modulation (PWM) to compensate power fluctuations form PV array and the harmonic distortions generated by the main H-bridge through a current loop control. The control strategy allows the regulation of the bus voltage of the main H-bridge with voltage reference disturbed by the MPPT algorithm. The variations in power generation PV are decreased by the current control associated with H-bridge auxiliary. Additionally, waveforms with low THD and power factor of unity are obtained. Simulation results are presented for different conditions of power to prove the theory.

Keywords— Battery energy storage, Multilevel inverters, Photovoltaic power.

Resumo— Este artigo apresenta uma estratégia para injeção de potência ativa constante à rede gerada a partir de um *string* fotovoltaico (PV) associado a um banco de baterias. Um inversor multiníveis híbrido monofásico com duas células pontes-H em cascata (CHB) junto com um filtro LCL forma a interface para a interconexão com rede. A ponte-H principal é modulada em baixa frequência e se conecta com o arranjo PV, visando fornecer a máxima energia disponível através de um algoritmo de MPPT P&O. A ponte-H auxiliar conecta-se com o banco de baterias compensando as variações na potência gerada pelo arranjo PV e a distorção harmônica gerada pela ponte-H principal. A estratégia de controle permite a regulação da tensão do barramento da ponte-H principal cuja referencia de tensão é perturbada pelo algoritmo de MPPT. As variações de potência na geração PV são diminuídas pelo controle de corrente associado a ponte-H auxiliar, além disso, formas de onda com baixa THD e fator de potência unitário são obtidas. Simulações em diferentes condições de geração PV são apresentadas validando a metodologia proposta.

Palavras-chave— Armazenamento de energia, Energia fotovoltaica, Inversores Multiníveis.

1 Introdução

Fontes renováveis de energia, como os arranjos fotovoltaicos, são cada vez mais estudadas, principalmente por possibilitarem a expansão da matriz energética com baixo impacto ao meio-ambiente (Masson *et al.*, 2014). Contudo, alguns fatores restringem sua adoção em larga escala, como o custo dos painéis fotovoltaicos e a imprevisibilidade na geração de energia devido aos fatores climáticos.

Os sistemas de armazenamento de energia com baterias (*Batteries energy storage systems*, BESS) em combinação com conversores de potência possibilitam a mitigação das flutuações na geração, também contribuem aliviando o pico da demanda de energia elétrica e na compensação na qualidade da energia (Oudalov, *et al.*, 2008). Entre as suas diversas aplicações, os inversores multiníveis em cascata, particularmente o CHB são utilizados como interface entre fontes renováveis e sistemas de geração distribuída (*Distributed generation*, DG) principalmente pela sua maior flexibilidade na definição do arranjo de fontes CC (Manjrekar *et al.*, 2000).

Estratégias de controle de corrente clássicas como o PI ou P-ressonante junto com filtros com alta capacidade de atenuação harmônica como o LCL são usados com intuito atingir as restrições das Normas

(IEEE Std 1547, por exemplo). Contudo estes filtros apresentam um pico de ressonância que pode ser amortecido passiva ou ativamente. O amortecimento passivo é mais simples, porém a perda ôhmica é significativa. O amortecimento ativo adiciona uma malha de corrente interna que garante o amortecimento robusto da ressonância, eliminando as perdas, no entanto eleva a complexidade e os custos na prática (Twining e Holmes, 2003).

Neste artigo o controle de um inversor *string* associado a uma ponte-H auxiliar com banco de baterias, conforme diagrama da Figura 1, é analisado. A estrutura resultante pode ser analisada como um inversor multiníveis híbrido (CHB) para a injeção de

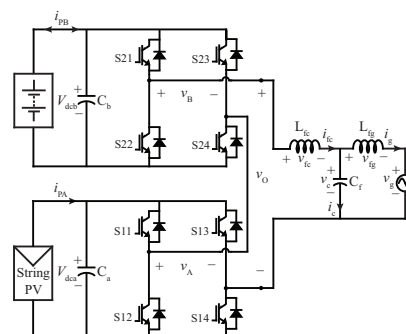


Figura. 1. Diagrama de blocos de um inversor HB em cascata

potência ativa constante à rede através de filtro LCL com amortecimento ativo minimizando os problemas associados à flutuação de potência do gerador PV.

2 Descrição do Sistema: CHB PV com BESS

O sistema utilizado consiste de dois estágios de processamento de energia, como o apresentado na Fig. 1. Composto por duas pontes-H que operam de forma a manter um fluxo constante de potência para a rede. A ponte-H principal é alimentada por um *string* PV, processa a maior parte da potência e, assim que é modulado para fornecer uma forma de onda com apenas quatro comutações por ciclo, assegurando baixas perdas de comutação e maior eficiência. Por outro lado, a ponte-H auxiliar conecta-se a um banco de baterias, tem capacidade para processar potência ativa, reativa e possui fluxo bidirecional. Sua operação depende da geração PV da ponte-H principal, absorve energia se a geração PV está por acima do valor nominal carregando as baterias, abaixo deste valor fornece energia descarregando as baterias e, caso esteja entorno da geração nominal não transfere potência ativa, só reativa. Esta ponte-H opera com modulação PWM senoidal, reduzindo o conteúdo harmônico da tensão gerada nos terminais de saída do sistema (v_o). Este aprimoramento do conteúdo harmônico é possível, pois ambas as saídas das células (pontes H) estão ligadas em série e a tensão sintetizada na saída pode ser descrita como $v_o = v_A + v_B$, onde (v_A) é a tensão de saída da célula principal e (v_B) a tensão de saída da célula auxiliar.

2.1 Ponte-H principal (arranjo PV)

A ponte-H principal se caracteriza por apresentar uma fonte PV cujas características variam em função da irradiação incidente e a temperatura ambiente do arranjo de painéis fotovoltaicos. Assim, a energia entregue por este arranjo não é constante e, portanto, o controle direto do fluxo de potência ativa constante à rede não é possível. Contudo, o máximo aproveitamento da energia elétrica gerada é necessário e, por conta disto, se utiliza um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) juntamente com uma estratégia de modulação das chaves em baixa frequência para diminuir as perdas de chaveamento.

A modulação que permite o controle da máxima potência extraída da fonte pode ser a modulação por amplitude ou a modulação por fase (Sepahvand et al, 2012). É demonstrado que a estratégia de modulação por amplitude requer menores esforços da célula auxiliar, o que possibilita a minimização dos seus custos e prolonga a vida útil das baterias, por conseguinte, esta modulação torna-se adequada para esta aplicação (Pozzebon, 2013).

A operação desta ponte-H com modulação por amplitude é feita mediante ao uso de um controlador de tensão que ajusta a amplitude da componente fun-

damental da tensão sintetizada na saída (v_A) em função da potência P_A mediante a variação do ângulo de condução α (vide (1)) das chaves do inversor, regulando assim a tensão V_{dca} . A Fig. 2 mostra a tensão de saída da célula principal (v_A) com seus parâmetros.

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{\pi v_{A1} (P_A)}{4V_{dca}} \right) \quad (1)$$

Onde α é o ângulo de acionamento dos interruptores da célula principal; (v_{A1}) é o componente fundamental da tensão (v_A); P_A é a potência ativa entregue pela célula principal; e V_{dca} é sua tensão de barramento CC.

Observa-se que o valor do ângulo α é inversamente proporcional à potência e, conseqüentemente, ao valor da componente fundamental da tensão, i.e., considerando-se que a tensão do barramento é constante, o ângulo se reduz conforme a potência da célula aumenta, chegando a um valor mínimo definido por α_{min} . Quando a potência decai devido à uma redução na irradiação, o ângulo aumenta chegando a um valor máximo definido por α_{max} . Deve-se ressaltar que os valores de P_{max} e P_{min} dependem da irradiação e da temperatura ambiente, o que define uma faixa em torno da potência constante entregue a rede.

A tensão de saída (v_A) da célula principal pode ser definida como (Rashid, 2004),

$$v_A(\omega t) = v_{A1} \sin(\omega t + \varphi_A) + \sum_{n=3,5,7,\dots} H_n \sin(n\omega t + \varphi_A) \quad (2)$$

onde:

$$v_{A1} = \frac{4V_{dca}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2} - (\alpha - \varphi_A)\right) \quad (3)$$

$$H_n|_{n=3,5,7,\dots} = \frac{4V_{dca}}{n\pi} \sin\left(n\left(\frac{\pi}{2} - (\alpha - \varphi_A)\right)\right) \quad (4)$$

2.2 Ponte-H Auxiliar (BESS)

A ponte-H auxiliar é a célula que está associada ao BESS. É responsável pelo controle do fluxo de potência ativa e constante entre o CHB e a rede, pelo médio da carga ou descarga das baterias como dito previamente. Opera com modulação PWM em alta frequência que permite o projeto de controle adequado para reduzir a distorção harmônica de corrente causada pela ponte-H principal de modo a obter uma THD de corrente que atinge a Norma.

O CHB está conectado à rede através de um filtro passa baixa LCL. Em baixas frequências, o projeto adequado do filtro LCL com amortecimento da ressonância assegura que o comportamento do mesmo seja equivalente a de um filtro L com indutância

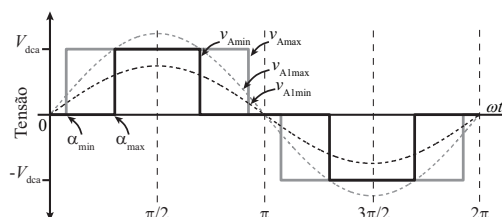


Figura. 2. Operação da célula principal

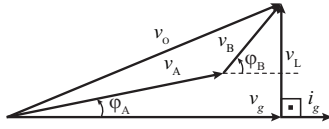


Figura 3. Diagrama fasorial dos componentes fundamentais do CHB

L_T equivalente à soma dos indutores do filtro LCL, (Liserre *et al.*, 2005).

Desprezando-se a ondulação de corrente em alta frequência, a injeção de potência ativa constante P_g se dá pela imposição de uma componente fundamental de corrente (i_g) com amplitude fixa, em fase com a tensão da rede (v_g) (i.e., $\cos(\theta) = 1$) no PCC (vide Fig. 3).

$$P_g = V_g I_g \cos(\theta) \quad (5)$$

Se $\cos(\theta)$ é unitário, como na Fig. 3 (i_g) produz uma tensão no indutor L_T , (v_{LT}) adiantada exatamente de $\pi/2$ com respeito da tensão (v_g) (6).

$$v_{LT} = I_g (j\omega L_T) \quad (6)$$

Assim, com (v_g), (i_g), e uma indutância L_T fixa, o vetor (v_o) é único e definido por $v_o = v_g + v_{LT}$.

Se o vetor de tensão (v_o) deve permanecer fixo sob variações na amplitude do vetor de tensão (v_A), conclui-se que deve-se ajustar a amplitude e a fase da tensão (v_B) na Fig. 3. Assim a tensão (v_B) teria magnitude e fase conforme (7), em função da potência P_A e da indutância L_T .

$$v_B \{P_A, L_T\} = v_o(P_g, L_T) - v_A \{P_A\} \quad (7)$$

Para compensação da variação de potência no sistema, as baterias drenam ou fornecem energia conforme equação (8).

$$\begin{aligned} P_A < P_g &\Rightarrow P_B > 0, \varphi_B < \pi/2 \\ v_B(t) &= v_{B1} \sin(\omega t + \varphi_B) + \sum_{n=3,5,7,\dots} H_n \sin(n\omega t + \beta_n) \\ P_A = P_g &\Rightarrow P_B = 0, v_B(t) = \sum_{n=3,5,7,\dots} H_n \sin(n\omega t + \beta_n) \\ P_A > P_g &\Rightarrow P_B < 0, \varphi_B > \pi/2, \\ v_B(t) &= v_{B1} \sin(\omega t + \varphi_B) + \sum_{n=3,5,7,\dots} H_n \sin(n\omega t + \beta_n) \end{aligned} \quad (8)$$

Em (8) revela-se que existe uma componente fundamental da tensão (v_A) e da tensão (v_B) que definem a potência ativa injetada na rede. O circuito equivalente do CHB neste caso é como na Fig. 4, sendo (v_{An}) a n -ésima componente harmônica da tensão da ponte-H principal, (v_{Bn}) a n -ésima harmônica de tensão sintetizada pela ponte-H auxiliar a fim de manter a componente fundamental da tensão de saída do CHB (v_o), que impõe a referência de corrente (i_g) constante e em fase com a tensão (v_g).

Na prática, a redução do conteúdo harmônico em baixa frequência da corrente (i_g) é possível pela ação de um controlador Proporcional-Ressonante (PR) que rejeita distúrbios na frequência da rede junto com um banco de compensadores ressonantes para rejeitar os harmônicos que mais influenciam a THD de corrente.

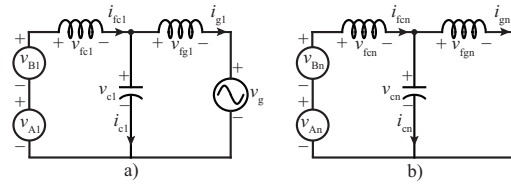


Figura 4. Circuitos equivalentes para $n\omega$ a) $n=1$; b) $n \neq 1$

A Fig. 4.a mostra o circuito equivalente analisando o sistema em termos da frequência fundamental é dizer $n=1$, enquanto à Fig. 4.b mostra o circuito correspondente quando a análise é feita para os harmônicos múltiplos da frequência fundamental. Assume-se que a tensão da rede (v_g) não tem componentes harmônicas $v_g(n\omega t) = 0$, $n \neq 1$. $v_{LT} = v_{fc} + v_{fg}$.

2.3 Qualidade de Energia e Corrente Injetada na Rede

Conforme na Fig. 3, a injeção de potência ativa e constante no sistema de distribuição envolve a imposição de uma corrente senoidal com amplitude fixa em fase com a tensão da rede, $\cos(\theta)=1$ em (5).

Da Fig. 2 observa-se a variação da tensão (v_A) em função da potência P_A . Para minimizar flutuações na potência injetada na rede causadas pela ponte-H principal e impor fluxo de corrente constante em direção à rede, é necessário manter o vetor de tensão de saída do CHB (v_o) em um valor definido. Isto pode ser obtido indiretamente por meio do controle da corrente (i_g).

A tensão à saída da ponte-H principal (v_A) é definida em (2). Esta onda quadrada apresenta um alto conteúdo harmônico que influencia a corrente (i_g) do sistema. A Norma (IEEE Std 1547, 2003) para interconexão de recursos distribuídos à rede elétrica, estabelece um limite máximo da distorção de corrente a ser injetada na rede do 5%.

O uso do filtro LCL contribui na atenuação dos harmônicos de corrente em alta frequência. Porém (v_A) apresenta amplitudes harmônicas consideráveis em baixa frequência. Para a compensação destes harmônicos, o controlador projetado deve gerar um sinal modulante para que a ponte-H auxiliar sintetize uma tensão (v_B) semelhante a $-H_n(n\omega t)$. Se for o caso, a componente na frequência fundamental estará em fase (descarga do BESS) ou em contra fase (carga do BESS).

3 Modelagem e controle do sistema

A estratégia de controle adotada para transferir a máxima potência gerada pelos painéis fotovoltaicos é dividida em dois sistemas de controle desacoplados. Um compensador de tensão relacionado à ponte-H principal para a regulação da tensão no capacitor C_A , cuja referência é imposta por um algoritmo de MPPT na prática. Um controle de corrente faz com que a ponte-H auxiliar opere de modo a minimizar as flutuações de potência provenientes desde a fonte geradora enquanto atende a Norma referente ao limite do conteúdo harmônico da corrente (i_g).

3.1 Controle de Tensão da ponte-H Principal

Na seção 2.1 foi escolhida dentre as modulações em baixa frequência a modulação em amplitude como a estratégia utilizada pela ponte-H principal a fim de extrair a máxima potência gerada pelos painéis fotovoltaicos.

A operação desta estratégia de modulação requer de uma tensão V_{dca} constante no capacitor C_A entre o *string* PV e o inversor. Devido à variação da P_A uma malha de controle de tensão é necessária a fim de regular a quantidade de energia que vai para o capacitor. Essa regulação é feita mediante o ajuste do ângulo de comutação das chaves α . Pois enquanto a tensão na saída (v_A) é zero, não há transferência de energia para o sistema, e C_A é carregado.

Com o objetivo de projetar um compensador de tensão é necessário determinar a função de transferência que relaciona a tensão V_{dca} com α , a qual é mostrada abaixo.

$$G(s) = \frac{\tilde{V}_{dca}}{\tilde{\alpha}} = \frac{\tilde{V}_{dca} \tan(\bar{\alpha})}{1 + sC_A \left(\frac{\pi\sqrt{2}\tilde{V}_{dca}}{4I_g \cos(\bar{\alpha}) \cos(\phi_A)} \right)} \quad (9)$$

O diagrama de blocos para o controle da tensão V_{dca} é mostrado na Fig. 5. Esta malha de controle de tensão é lenta, se comparada com a malha de corrente associada à célula auxiliar, de modo que não existe acoplamento entre as bandas passantes dos compensadores. Observa-se que (9) é uma função de transferência de primeira ordem.

Para o controle de tensão no capacitor C_A um compensador PI é projetado, o qual é amplamente utilizado para regular referências constantes. Sua função de transferência é mostrada em (10).

$$C_v(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (10)$$

3.2 Controle de corrente da ponte-H Auxiliar

Na seção 2.2 foi descrita a operação deste inversor, podendo se concluir que a qualidade da energia transferida à rede depende da imposição de uma corrente senoidal com amplitude constante em fase com a tensão da rede. Esta tarefa é assumida por um controlador de corrente associado com esta ponte-H.

Para este inversor se utiliza uma malha de corrente como mostrada na Fig. 6.(a). Onde i_g^* é uma referência de corrente com magnitude e fase obtida de (2) a partir da potência nominal P_g . O bloco C_{Lf} representa o compensador de corrente e a função de transferência G_{pd} associa uma malha interna para amortecimento da ressonância do filtro. Para o projeto de C_{Lf} , os controladores clássicos como PI modelado em eixos estacionários não atingem os requerimentos de compensação harmônica em baixa fre-

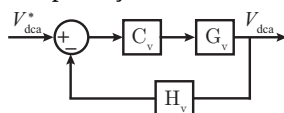


Figura. 5. Diagrama de blocos da malha de tensão

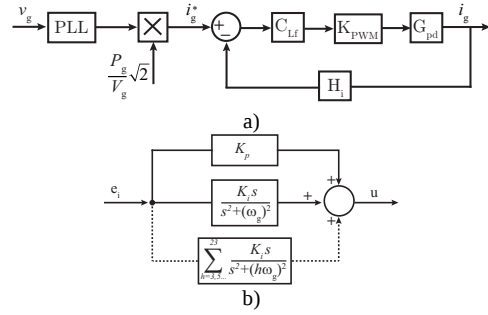


Figura.6. Diagrama de blocos: a) malha de corrente b) controlador PR+HC

quência, principalmente pelo uso do filtro LCL cuja frequência de ressonância ω_{es} é localizada conforme (11). A fim de evitar problemas de ressonância com o espectro harmônico de alta e baixa frequência gerado pelo conversor, limitando assim a banda passante e o ganho na frequência da rede.

Os controladores ressonantes (Francis e Woonham, 1976), são amplamente citados na literatura por permitirem rastrear sinais alternados ao apresentar alto ganho na frequência de interesse, eliminando o erro em regime permanente. Estes tipos de compensadores podem ser implementados em eixos síncronos ou estacionários. Nos sistemas monofásicos é mais simples utilizar a estratégia de regulação de corrente em eixos estacionários, conhecido como controlador proporcional ressonante (PR) cuja função de transferência (12) proporciona ganho infinito na frequência ω_g rejeitando efetivamente distúrbios nessa frequência.

$$10\omega_g \leq \omega_{es} \leq 0.5\omega_s \quad (11)$$

$$C_{PR}(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_g^2} \quad (12)$$

$$C_R(s) = \sum_{h=3,5,\dots}^{23} \frac{K_i s}{s^2 + (h\omega_g)^2} \quad (13)$$

Além da limitação da banda passante imposta pelo filtro LCL para evitar instabilidade, este sistema apresenta alto conteúdo harmônico principalmente em baixas frequências proveniente desde o inversor principal, assim o compensador PR (C_{PR}) na frequência fundamental não é suficiente para obter uma THDi abaixo do 5%. Um banco de compensadores ressonantes dado por (13) foi adicionado com o intuito de elevar o ganho nas baixas frequências para assim minimizar o erro na corrente mais rapidamente.

O diagrama de blocos do compensador de corrente C_{Lf} é como aparece na Figura 6.(b).

O projeto do controlador precisa do modelo dinâmico da planta que relaciona corrente na saída com sinal modulante normalizado.

Por simplicidade, o conversor é aproximado pelo seu modelo médio em um período de chaveamento. Para isso considera-se a técnica de modulação PWM com múltiplas portadoras PS (*Phase-Shift*, PS) empregada pela célula auxiliar. Determina-se a tensão média em um período de chaveamento como

$$V_{ab}(s) = 2V_{dcb}D(s) \quad (14)$$

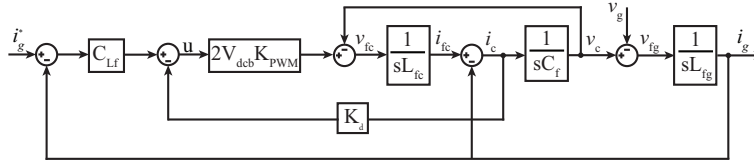


Figura. 7. Diagrama de blocos detalhada da malha de corrente com amortecimento ativo

O modelo dinâmico desse sistema é como em (15). A partir deste obtém-se a função de transferência G_p que relaciona corrente no indutor do lado da rede (i_{fg}) e o sinal modulante (u) normalizada dada pela expressão (16). A equação (16) é obtida quando a ressonância do filtro é amortecida com elementos passivos (resistores, capacitores e indutores). Estratagem de amortecimento gera maiores perdas no sistema. Uma outra alternativa é o amortecimento ativo o qual consiste em eliminar o resistor de amortecimento ($R_d = 0$), o termo de segunda ordem do polinômio característico é cancelado e o sistema fica instável ($\zeta=0$). Por tanto, o compensador em alta frequência associado a (G_p) resulta em um novo sistema (G_{pd}) que adiciona o amortecimento ativo da ressonância. Na Fig. 7, um diagrama de blocos detalha a adição desta malha rápida.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{fc} & v_c & i_{fg} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} d & v_g \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_d/L_{fc} & -1/L_{fc} & R_d/L_{fc} \\ 1/C_f & 0 & -1/C_f \\ R_d/L_{fg} & 1/L_{fg} & -R_d/L_{fg} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 2V_{dcb}/L_{fc} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1/L_{fg} \end{bmatrix}$$

$$G_p(s) = \frac{2V_{dcb}(R_d C_f s + 1)}{s(C_f L_{fc} L_{fg} s^2 + R_d C_f (L_{fc} + L_{fg})s + (L_{fc} + L_{fg}))} \quad (16)$$

A função de transferência G_{pd} obtida está dada por (17),

$$G_{pd}(s) = \frac{2V_{dcb}K_{PWM}}{s(C_f L_{fc} L_{fg} s^2 + 2V_{dcb}K_{PWM}K_d C_f L_{fg} s + (L_{fc} + L_{fg}))} \quad (17)$$

tomando o polinômio característico de (17),

$$q(s) = s^2 + \frac{2V_{dcb}K_{PWM}K_d s}{L_{fc}} + \frac{L_{fc} + L_{fg}}{C_f L_{fc} L_{fg}} \quad (18)$$

o termo de segunda ordem está relacionado ao amortecimento do sistema determinado por (19).

O controle da corrente (i_g) implementado é como aparece na Fig. 7.

$$\zeta = \frac{K_d K_{pwm} V_{dcb}}{\omega_{res} L_{fc}} \quad (19)$$

4 Metodologia de projeto e estudo de caso

O projeto dos compensadores é feito mediante a ferramenta (SISO) tool no MATLAB® a partir da resposta em frequência das plantas em malha aberta sob o critério da frequência de cruzamento e margem de fase. O projeto dos componentes do filtro LCL é feito seguindo o procedimento em (Lisserre *et al.*, 2005). A resposta em frequência da malha de tensão

sem compensar e compensada aparece na Fig. 8.(a), apresenta uma margem de fase (MF=78.6°) e frequência de cruzamento (Fc=6Hz). Na Fig. 8.(b) apresenta-se a resposta sem compensar e compensada mediante um controlador PR para frequência fundamental e um banco de onze compensadores ressonantes compensam até o vigésimo terceiro harmônico, com margem de fase (MF=33°) e a frequência de cruzamento (Fc=1.5 kHz). Como dito previamente, o amortecimento do filtro LCL é feito mediante uma malha interna de controle conhecida como amortecimento ativo. Realimentando a medição de corrente no capacitor (i_c) multiplicada por um ganho $K_d=0.15$ calculado desde (19) para um valor de $\zeta=0.7$.

As grandezas dos elementos, das variáveis calculadas e das constantes dos compensadores de tensão e corrente estão listadas na Tabela 1.

5 Resultados de simulação

Com o intuito de validar as análises teóricas, são apresentados alguns resultados de simulação. A dinâmica do sistema é avaliada tanto no transitório quanto no regime permanente.

A Fig. 9.(a) e 9.(b) apresenta as principais grandezas de interesse frente a variações de irradiação no arranjo PV. As formas de onda das variáveis controladas, tensão no capacitor V_{dca} e a corrente da rede (i_g) são apresentadas na Fig. 9.(a), mostrando a regulação de tensão no capacitor CA e a corrente em fase com a tensão da rede (v_g), respetivamente. A Fig. 9.(b) mostra o fluxo de potência de cada uma das células e na rede e o ângulo de comutação da ponte-H principal a fim de manter V_{dca} regulado sob diferentes pontos de operação. Finalmente a Fig. 9.(c) exibe o espectro harmônico da corrente da rede (i_g) comparado com a norma IEEE Std 1547, ambos sob

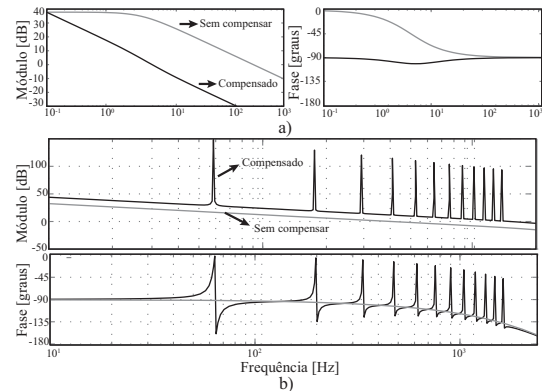


Figura.8. Diagrama de Bode dos sistemas de controle: a) malha de tensão C_v b) malha de corrente C_{if}

Tabela 1. Parâmetros de simulação

Elemento	Parâmetro	Valor
Rede	Tensão eficaz (Freq., f_g), v_g	220 V (60 Hz)
	Potência nominal (Impedância L_g)	4 kW (257 μ H)
Ponte-H Principal	Potência de operação, P_A (Freq.)	3k - 5 kW (60 Hz)
	Tensão do barramento CC, V_{dca}	330 V
	Capacitor do barramento CC, C_a	2.2 mF
Ponte-H Auxiliar	Potência de operação, P_B (Freq.)	-1k-1 kW (10 kHz)
	Tensão do barramento CC, V_{dcb}	330 V
	Capacitor do barramento CC, C_b	4.4 mF
Filtro LCL	L_{fc} (L_{fg})	4.084 mH (400 μ H)
	Capacitor do filtro, C_f	11 μ F
C_v	Ganhos K_i (K_p)	0.6263 (0.01663)
C_{if}	Ganhos K_i (K_p) (K_d)	100 (3.8372) (0.15)

variações na potência P_A , no caso a mínima, nominal e a máxima. A Fig. 9.(c) mostra que mesmo com variações de potência refletidas em variações nas amplitudes dos harmônicos presentes na tensão (v_A), a THD da corrente (i_g) na rede atende a Norma.

6 Conclusão

A injeção de potência constante à rede é feita mediante a implementação das duas malhas de controle, de tensão e corrente. A corrente (i_g) da Fig. 9.a mostra que a corrente apresenta fator de potência unitário. Além disto, mesmo na presença de distúrbios na irradiação, a potência permanece praticamente constante devido ao armazenamento de energia proporcionado pelo banco de baterias. Esta integração permite um melhor aproveitamento do sistema que pode contribuir com um fluxo de potência previsível melhorando a qualidade e possibilitando o agendamento desta fonte juntamente com as demais fontes do sistema de geração, facilitando o controle centralizado do operador nacional do sistema elétrico. Finalmente os resultados mostram que em todos

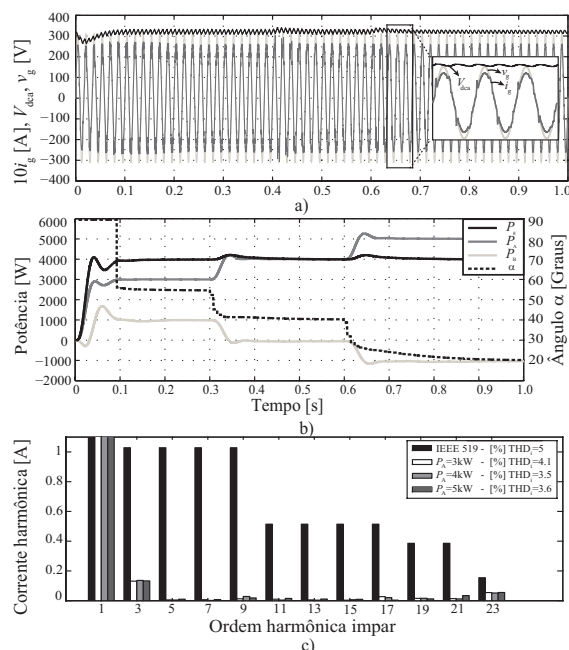


Figura 9. Resposta sob variações de potência. a) Tensão no barramento V_{dca} , corrente injetada na rede i_g , tensão da rede v_g , b) Potência nas células e na rede P_A , P_B , P_g , e ângulo de comutação da célula principal α , c) Espectro harmônico da corrente na rede i_g contra estandarte IEEE 519-1992 sob os pontos de operação.

os casos avaliados a THD de corrente alcança o valor estipulado na Norma IEEE ficando abaixo de 5%.

Agradecimentos

Os autores agradecem à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Ensino Superior (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento e Tecnológico (CNPq proc. 309214/2013-0) pelo apoio financeiro.

Referências Bibliográficas

- Francis, B.; Wonham, W. M. The internal model principle of control theory. *Automatica*, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.
- IEEE, 2003. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. ISBN: 978-0-7381-3721-6.
- Liserre, M., Blaabjerg, F. & Hansen, S., 2005. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 41(5), pp.1281–1291.
- Manjrekar, M.D. et al., 2000. Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications. , 36(3), pp.834–841.
- Masson, G., Orlandi, S., Reking, M., Theologitis, I.-T., and Papoutsis, M., “Global market outlook for photovoltaics 2014-2018,” *Eur. Photovoltaic Ind. Assoc.*, 2013. [Online]. Disponível em (10/05/2016):<http://www.epia.org/news/publications/>.
- Oudalov, A., Buehler, T. & Chartouni, D., 2008. Utility scale applications of energy storage. 2008 IEEE Energy 2030 Conference, ENERGY 2008.
- Pozzebon, G.G. et al., 2013. A grid-connected multilevel converter for interfacing PV arrays and energy storage devices. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conf.)*, pp.6158–6163.
- Rashid, M.H., *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, Pearson/Prentice Hall, 2004 - 880 pp.
- Sepahvand, H. et al., 2012. Capacitor Voltage Regulation in Single-DC-Source Cascaded H-bridge Multilevel Converters Using Phase-Shift Modulation. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 60(9), pp.1–1.
- Tant, J.; Geth, F.; Six, D.; Tant, P.; Driesen, J.: “Multiobjective Battery Storage to Improve PV Integration in Residential Distribution Grids,” *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, Vol. 4, no. 1, 2013, pp. 182-191.
- Twining, E. & Holmes, D.G., 2003. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 18(3), pp.888–895.