

ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE UM INVERSOR MONOFÁSICO PARA INJETAR ENERGIA NA REDE ELÉTRICA

Eldin M. Miranda-Terán – eeldin@yahoo.com

René P. Torrico-Bascopé – rene@dee.ufc.br

José C. T. Campos - teles@dee.ufc.br

Luiz Daniel S. Bezerra – daniel@dee.ufc.br

Túlio N. G. Oliveira – tulionaama@hotmail.com

Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica,
Grupo de Processamento de Energia e Controle - GPEC

Resumo. Este artigo apresenta a estratégia de controle de um inversor alimentado em tensão (Voltage Source Inverter-VSI) monofásico para injetar energia na rede elétrica. O inversor tem a configuração em ponte completa e utiliza a modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) com comutação de tensão bipolar. Para controlar o fluxo de potência da entrada para a saída foi adotada a técnica de controle por corrente média (Average Current Mode Control-ACMC) que permite controlar a corrente injetada na rede elétrica e a tensão de entrada do inversor. Na sua estrutura há uma malha de corrente interna rápida e uma malha de tensão externa lenta. O inversor alimentado em tensão tem como topologia equivalente o conversor CC-CC Buck, portanto, a modelagem para se determinar as funções de transferência (FT) foi realizada usando-se o conversor citado. De posse das funções de transferência (FT) é feito o projeto das malhas de corrente e tensão da técnica de controle adotada. Para verificar os resultados teóricos, são apresentados resultados de simulação e resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de inversor com as seguintes especificações: tensão de entrada de 400V, tensão da rede elétrica de 220V e potência ativa de saída de 850W.

Palavras-chave: Sistemas Interligados à Rede Elétrica; Controle de Sistemas Interligados na Rede Elétrica; Modelagem de Conversores.

1. INTRODUÇÃO

Para controlar o fluxo de potência entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica, existem normalmente duas técnicas de controle empregados em sistemas com dois estágios de processamento de energia, tal como são mostradas na Fig. 1 e na Fig. 2. Observa-se que em ambos os diagramas de blocos aparecem dois estágios, onde o primeiro estágio é um conversor CC-CC e o segundo estágio é um conversor CC-CC ou inversor [Kamil, 2011], [Chen, 2011], [Kjaer, 2005]. No sistema da Fig. 1 o controle da corrente injetada na rede elétrica é feito pelo conversor CC-CC. Desta maneira, a corrente através do indutor L1 tem formato senoidal retificado de 120 Hz, e o conversor CC-CA somente transforma a corrente contínua ondulada em alternada operando os interruptores em baixa frequência (60 Hz). Por outro lado, no sistema da Fig. 2 o controle da corrente injetada na rede elétrica é feito pelo conversor CC-CA, assim, a corrente através do indutor L2 tem formato senoidal de 60 Hz, e o conversor CC-CC somente permite extrair a energia dos painéis fotovoltaicos usando um algoritmo de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*).

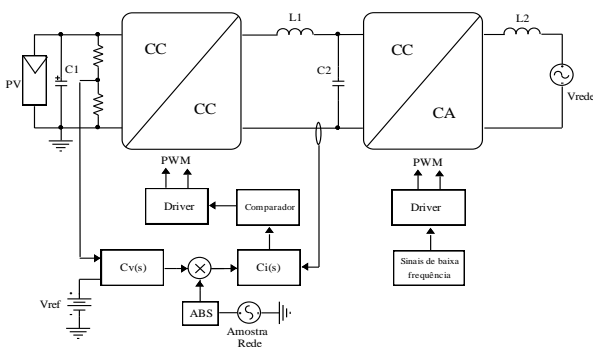


Figura 1 - Diagrama de blocos com controle através do conversor CC-CC.

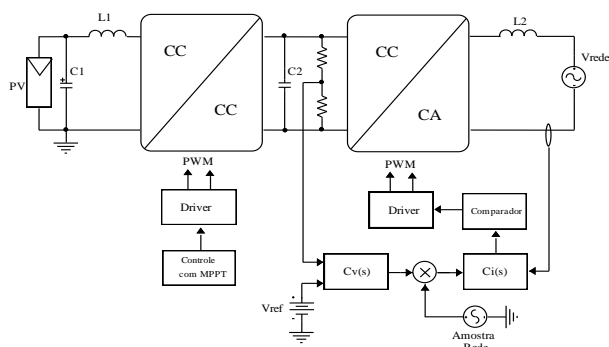


Figura 2 - Diagrama de blocos com controle através do conversor CC-CA.

O fato de utilizar dois estágios em série de processamento de energia permite a redução do rendimento do sistema, já que o rendimento total é o produto do rendimento de ambos os estágios. Por causa do inconveniente citado, também é

possível encontrar na literatura técnica aplicações com um único estágio de processamento de potência [Teodorescu, 2011]. Neste artigo é apresentado o estudo do controle do inversor apresentado na Fig. 2.

2. TOPOLOGIA DO INVERSOR

A topologia do inversor monofásico em ponte completa usada na simulação é mostrada na Fig. 3. O circuito de potência é composto basicamente por um capacitor eletrolítico de entrada C_o que recebe energia dos painéis fotovoltaicos através do estágio CC-CC, os interruptores de potência M_1 - M_4 , e o filtro de saída formado pelo indutor L_f e o capacitor C_f . O circuito de controle do inversor mostra, os resistores de amostragem da tensão de entrada R_7 e R_{14} , o controlador de tensão $C_v(s)$, o controlador de corrente $C_i(s)$, o sensor de corrente, o circuito de amostragem da tensão da rede elétrica baseado em um PLL, o modulador $F_m(s)$, e os *drivers* de acionamento dos transistores [Terán, 2012].

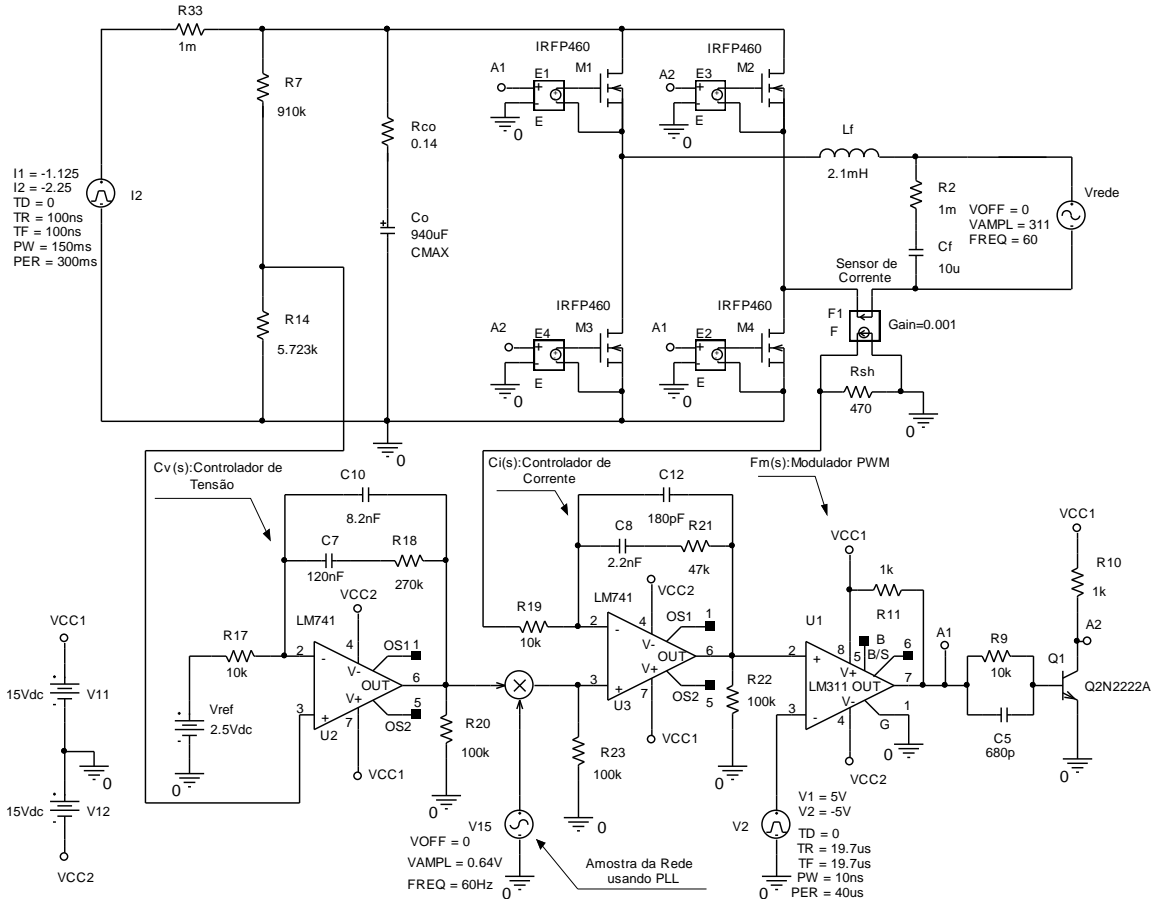


Figura 3 – Circuitos de potência e controle usados na simulação.

3. MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CA

Para realizar a modelagem matemática do conversor CC-CA ou inversor, foi utilizado o conversor equivalente que consiste do conversor *Buck*. Na Fig. 4.a é mostrado o conversor *Buck* com a identificação da chave PWM que se encontra entre os terminais ativo “a”, comum “c” e passivo “p”. Por outro lado, na Fig. 4.b foi incorporado o modelo de pequenos sinais ou modelo CA da chave PWM proposta por [Vorpérian, 1990], [Rogers, 1999], cujo circuito permite a obtenção das funções de transferência requeridas para projetar os controladores de tensão e corrente usando a técnica de controle adotada (*ACMC*).

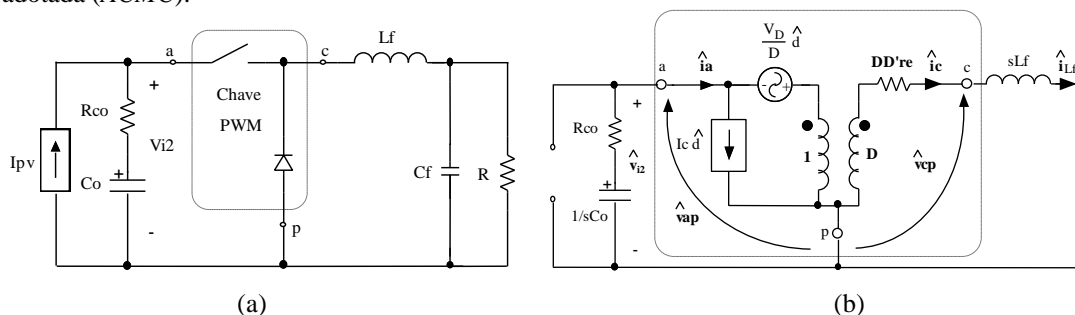


Figura 4 – (a) Conversor *Buck*; (b) Modelo de pequenos sinais do conversor *Buck*.

É importante destacar que no circuito da Fig. 4.b, foram feitas algumas considerações que são pertinentes ao tipo de aplicação (injeção de energia à rede elétrica):

- A saída do conversor foi colocada em curto-circuito porque a tensão da rede elétrica é considerada constante (não existindo perturbações nela), ou seja, é assumido um barramento infinito.
- Na entrada do conversor leva-se em conta o capacitor C_o que o mesmo recebe energia desde uma fonte de corrente vinda do primeiro estágio de processamento de energia. Se for de um único estágio o sistema seria a corrente fornecida pelos painéis fotovoltaicos.

Os parâmetros sinalizados com um símbolo circunflexo na Fig. 4.b representam as variáveis de pequenos sinais, e as letras maiúsculas representam os valores médios que correspondem à operação em regime permanente do conversor sob análise. A seguir são descritas as variáveis envolvidas: D é a razão cíclica de controle; D' é o complemento da razão cíclica de controle; \hat{d} é a razão cíclica de pequeno sinal; I_c é a corrente média através do terminal comum “c”; \hat{i}_c é a corrente de pequeno sinal no terminal comum; \hat{i}_a é a corrente de pequeno sinal no terminal ativo; V_{i2} é a tensão média de entrada; \hat{v}_{i2} é a tensão de entrada de pequeno sinal; \hat{v}_{ap} é a tensão de pequeno sinal entre os terminais “a” e “p”; \hat{v}_{cp} é a tensão de pequeno sinal entre os terminais “c” e “p”; I_{pv} é a corrente média de entrada; V_D é a constante dependente de parâmetros em regime permanente; r_e é a resistência da fonte de entrada (pode ser desprezada); L_f é o indutor de filtragem de saída; C_o é o capacitor no barramento c.c. na entrada do inversor; R_{Co} é a resistência série equivalente do capacitor de entrada C_o .

Aplicando-se as leis de Kirchhoff na Fig. 4.b e manipulando-se matematicamente, obtém-se as funções de transferência necessárias para projetar o controle.

Na Eq. (1) e na Eq. (2), são escritas as funções de transferência das variáveis de controle que relacionam a corrente através do indutor L_f com a variação da razão cíclica, e a tensão sobre o capacitor de entrada do conversor com a corrente através do indutor L_f , respectivamente.

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_c}{\hat{d}} = \frac{\hat{i}_{L_f}}{\hat{d}} = \frac{s(C_o V_{i2} - C_o R_{Co} I_{L_f} D) - D I_{L_f}}{s^2 C_o L_f + s C_o R_{Co} D^2 + D^2} \quad (1)$$

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{i2}}{\hat{i}_c} = \frac{\hat{v}_{i2}}{\hat{i}_{L_f}} = \frac{s^2 C_o R_{Co} L_f I_{L_f} + s(L_f I_{L_f} + C_o R_{Co} V_{i2} D) + D V_{i2}}{s(C_o R_{Co} I_{L_f} D - C_o V_{i2}) + I_{L_f} D} \quad (2)$$

4. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A técnica de controle por corrente média (ACMC) tem sido estudada amplamente por muitos autores e aplicada a diversos conversores usados em eletrônica de potência para desenvolver fontes de alimentação [Tang, 1993], [Dixon, 1999].

Algumas das vantagens que oferece esta técnica são: imunidade a ruídos, boa limitação de corrente, boa regulação de tensão e corrente, uso de controladores simples (Proporcional-Integral-PI com filtro), além de proporcionar frequência de comutação constante [Dixon, 1999]. O diagrama de blocos da técnica de controle citada é mostrado na Fig. 5, que consta de uma malha de corrente interna e uma malha de tensão externa. Usando esta técnica monitora-se a corrente através do indutor filtro L_f e a tensão c.c. sobre o capacitor de entrada, C_o . No projeto das malhas de controle a frequência de cruzamento da malha de corrente, f_{ci} , é adotada entorno de 1/4 da frequência de comutação ($f_{ci} \leq 1/4 \cdot f_s$), e a frequência de cruzamento da malha de tensão é entorno de 1/4 da frequência de 120Hz que aparece na ondulação de tensão no barramento c.c. sobre o capacitor C_o ($f_{cv} \leq 1/4 f_{ret120Hz}$). O projeto foi feito usando as referências [Venables, 1983], [Lei, 2004] e [Terán, 2012].

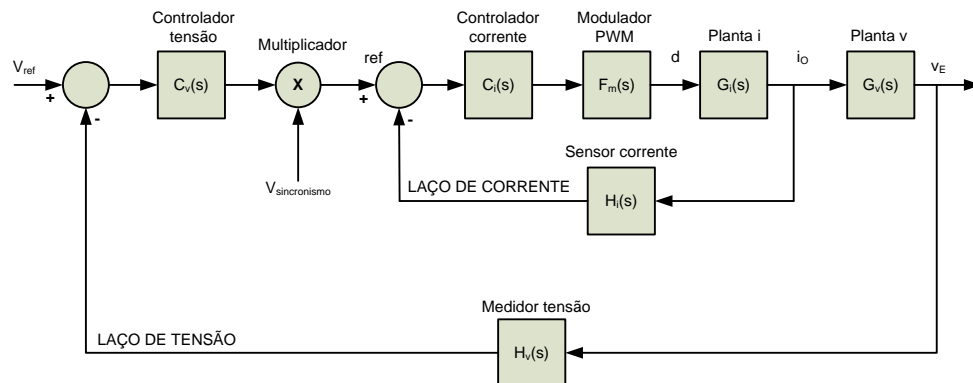


Figura 5 – Diagrama de blocos da técnica de controle por corrente média para injetar energia na rede elétrica.

4.1 Projeto da Malha de Corrente

A malha de corrente é responsável pelo controle da corrente injetada na rede elétrica. A função de transferência de laço aberto sem controlador é dada pela Eq. (3), e o diagrama de Bode (Ganho e Fase) da mesma é mostrado na Fig. 6.

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot F_m(s) \quad (3)$$

Para se determinar a função de transferência $H_i(s)$ são considerados os ganhos do sensor Hall de corrente (k_{hall}) e a resistência conectada na saída do sensor de corrente (R_{sh}). Assim, o ganho do elemento de medição de corrente é dado pela Eq. (4).

$$H_i(s) = k_{hall} \cdot R_{sh} \quad (4)$$

Os parâmetros envolvidos no projeto do controlador de corrente são apresentados na Tab. 1.

Tabela 1 – Dados de projeto da malha de corrente.

Frequência de comutação dos interruptores	f_s	25 kHz
Amplitude da portadora triangular	V_T	5 V
Ganho do sensor de corrente Hall	k_{hall}	0,001
Tensão de referência	V_{ref}	2,5 V
Resistor de amostragem na saída do sensor de corrente	R_{sh}	470 Ω
Função de transferência do modulador PWM	$F_m(s) = 1/V_T$	0,2
Frequência de cruzamento da malha de corrente ($1/4 \cdot f_s$)	f_{ci}	6,25 kHz
Margem de fase desejada	M_{Fi}	60°

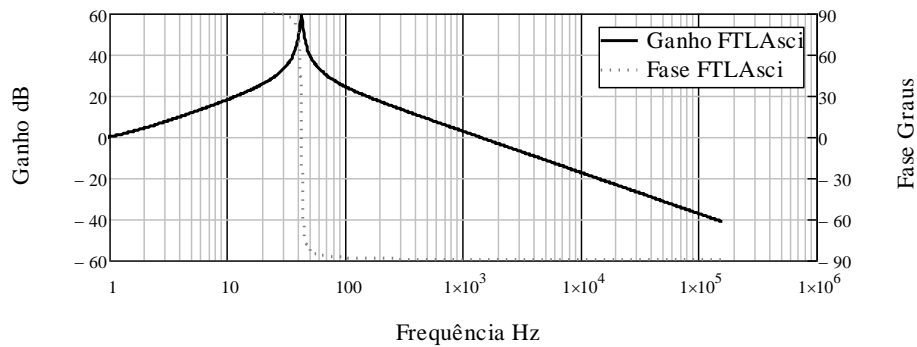


Figura 6 – Ganho e Fase da função de transferência de laço aberto sem controlador da malha de corrente.

Para a frequência de cruzamento de 6,25 kHz, indicada na Tab. 1, observa-se na Fig. 6 que o controlador adotado deve proporcionar um ganho G_i de 13,4 dB ou 4,7 em valor absoluto aproximadamente. Enquanto que a defasagem para a frequência de cruzamento adotado (P_{ci}), é de -90°.

O avanço de fase requerido para a margem de fase desejada $M_{Fi} = 60^\circ$, está dado pela Eq. (5).

$$\begin{aligned} \alpha_i &= M_{Fi} - P_{Ci} - 90 \\ \alpha_i &= 60 - (-90) - 90 = 60^\circ \end{aligned} \quad (5)$$

Para o avanço de fase de 60°, é suficiente adotar o controlador PI com filtro, também denominado de Tipo 2, mostrado na Fig. 8.a. O critério de alocação de pólos para o controlador Tipo 2 escolhido é baseado no Fator k [Venable, 1983], [Lei, 2004]. A função que relaciona o avanço de fase requerido (α) e o Fator k é traçada usando-se a Eq. (6) como mostra a Fig. 7.

$$\alpha = \left[2 \cdot \arctan(k) - \frac{\pi}{2} \right] \frac{180}{\pi} \quad (6)$$

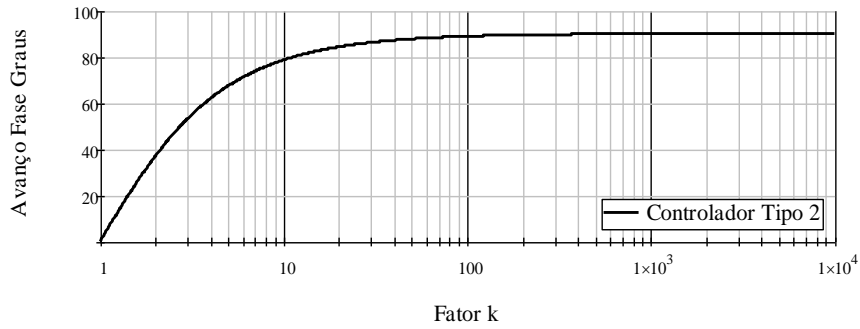


Figura 7 – Avanço de fase vs. Fator k para o controlador Tipo 2.

Da Fig. 7 para o avanço de fase de 60°, obtém-se o Fator k_i igual a 3,7. Portanto, o zero e o pólo do controlador, são alocados nas frequências f_{zi} e f_{pi} dadas pela Eq. (7) e pela Eq. (8), respectivamente.

$$f_{zi} = \frac{f_{ci}}{k_i} \quad (7)$$

$$f_{zi} = \frac{6250}{3,7} = 1,68 \text{kHz}$$

$$f_{pi} = k_i \cdot f_{ci} \quad (8)$$

$$f_{pi} = 3,7 \cdot 6250 = 23,31 \text{kHz}$$

Os componentes do controlador são calculados de acordo aos critérios em [Lei, 2004]. Portanto, assumindo R_{1i} igual a 10 k Ω , são encontrados os outros componentes:

$$C_{2i} = \frac{1}{2\pi f_{ci} G_i k_i R_{1i}} \quad (9)$$

$$C_{2i} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6250 \cdot 4,7 \cdot 3,7 \cdot 9100} = 160,9 \text{pF}$$

$$C_{1i} = C_{2i} (k_i^2 - 1) \quad (10)$$

$$C_{1i} = 160,9 \cdot 10^{-12} (3,7^2 - 1) = 2,04 \text{nF}$$

$$R_{2i} = \frac{k_i}{2\pi f_{ci} C_{1i}} \quad (11)$$

$$R_{2i} = \frac{3,7}{2 \cdot \pi \cdot 6250 \cdot 2,04 \cdot 10^{-9}} = 46,19 \text{k}\Omega$$

A função de transferência do controlador da malha de corrente $C_i(s)$ é dada pela Eq. (12). Por outro lado, a função de transferência de laço aberto adicionando o controlador é dada pela Eq. (13), enquanto que seu diagrama de Bode é mostrado na Fig. 9.

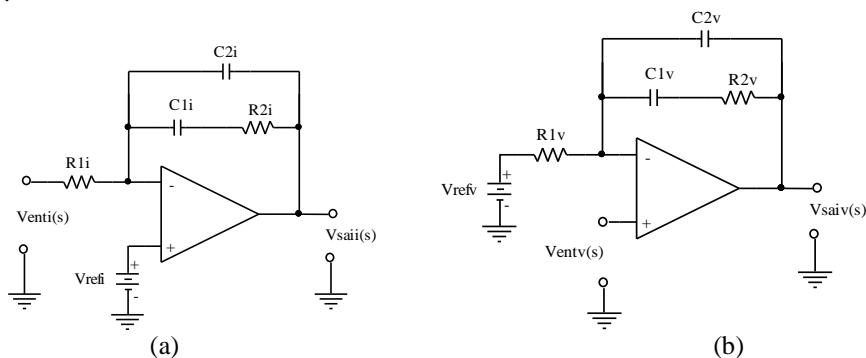


Figura 8. Controlador PI com filtro ou Tipo 2, correspondentes a: (a) Malha de corrente, (b) Malha de tensão.

Para se determinar as funções de transferência dos controladores da Fig. 8.a e da Fig. 8.b no domínio da frequência, as fontes de tensão de referência V_{refi} e V_{refv} são feitas iguais a zero porque as mesmas são consideradas constantes em análise de pequenos sinais.

$$C_i(s) = \frac{1 + sC_{1i}R_{2i}}{sR_{1i}(C_{1i} + C_{2i} + sR_{2i}C_{1i}C_{2i})} \quad (12)$$

$$FTL_{Acci}(s) = FTL_{xci}(s) \cdot C_i(s) \quad (13)$$

Observa-se no diagrama de Bode da Fig. 9 que a frequência de cruzamento (f_{ci}) está no valor especificado, e a margem de fase é aproximadamente igual a 60° tal como foi especificado.

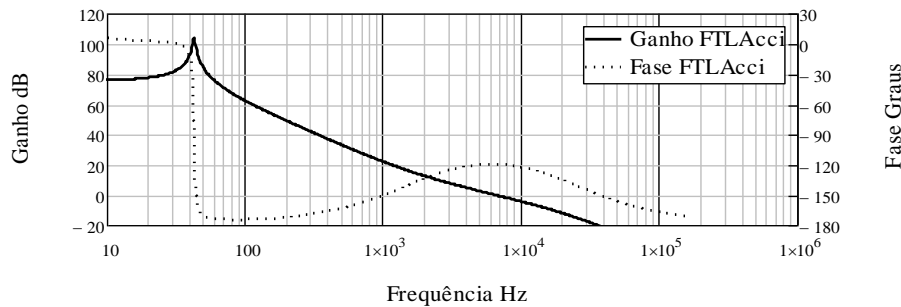


Figura 9 – Ganho e Fase da função de transferência de laço aberto com controlador da malha de corrente.

4.2 Projeto da Malha de Tensão

A malha de tensão é responsável de manter a tensão em cima do capacitor de entrada C_o em 400 V; isto é muito importante, considerando-se que o primeiro estágio de processamento de energia não controla a tensão sobre o capacitor C_o e somente entrega energia gerada pelos painéis fotovoltaicos. O capacitor C_o absorve toda a energia dos painéis fotovoltaicos e o estágio inversor deve extrair a energia do capacitor para evitar que a tensão suba além da tensão de operação do capacitor eletrolítico. Por questão de segurança existe um circuito de proteção monitorada pelo circuito de supervisão do sistema completo que desabilita o primário estágio quando ultrapassa certo valor de tensão sobre o capacitor C_o .

Na técnica de controle por corrente média, é preciso garantir o desacoplamento entre a malha de tensão e a malha de corrente; portanto, deve-se escolher uma frequência de cruzamento (f_{cv}) abaixo de $1/4$ da frequência de ondulação de tensão encima do capacitor C_o do barramento c.c. Essa escolha facilita o projeto da malha de tensão, já que a função de transferência da malha de corrente se reduz simplesmente a um ganho dado por $H_i(s)^{-1}$; logo, o diagrama de blocos para o projeto da malha de tensão é representado pela Fig. 10.

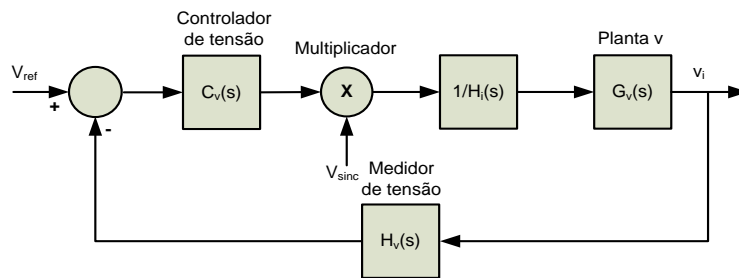


Figura 10 - Diagrama de blocos para o projeto da malha de tensão.

Os dados de projeto da malha de tensão são apresentados na Tab. 2.

Tabela 2 – Dados de projeto da malha de tensão.

Tensão de referência da malha de tensão	V_{ref}	2,5 V
Amplitude da tensão de sincronismo	V_{sinc}	0,64 V
Função de transferência do medidor de tensão	$H_v(s) = V_{ref}/V_i$	0,00625
Frequência de cruzamento da malha de tensão	f_{cv}	20 Hz
Margem de fase desejada	M_{Fv}	60°

*Ajustado pelo divisor resistivo.

A função de transferência de laço aberto sem controlador da malha de tensão é dada pela Eq. (14), e o diagrama de Bode (Ganho e Fase) correspondente é mostrado na Fig. 11.

$$FTLA_{scv}(s) = G_v(s) \cdot \frac{1}{H_i(s)} \cdot H_v(s) \cdot V_{sincr} \quad (14)$$

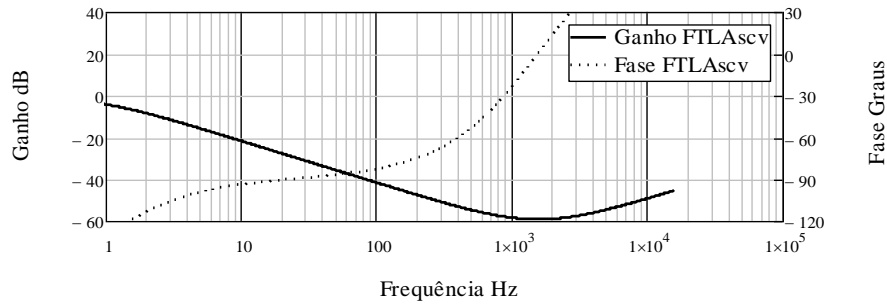


Figura 11 – Ganho e Fase da função de transferência de malha aberta de tensão sem controlador.

Para a frequência de cruzamento de 20 Hz, observa-se na Fig. 11 que o controlador deve proporcionar um ganho (G_v) de 27,9 dB ou 24,9 em valor absoluto; enquanto que a defasagem (P_{cv}) para a frequência indicada é de -91 °.

O avanço de fase requerido para a margem de fase desejada $M_{Fv}=60^\circ$, é dada pela Eq. (15):

$$\begin{aligned} \alpha_v &= M_{Fv} - P_{Cv} - 90 & (15) \\ \alpha_v &= 60 - (-91) - 90 = 61^\circ \end{aligned}$$

Para o avanço de fase de 61° é suficiente o controlador PI com filtro, também conhecido de Tipo 2, mostrado na Fig. 8.b. Assim, a partir da curva da Fig. 7, para o avanço de fase indicado, obtém-se o Fator k_v igual a 3,9. Portanto, o zero e o pólo do controlador são alocados nas frequências f_{zv} e f_{pv} dadas pela Eq. (16) e pela Eq. (17), respectivamente.

$$f_{zv} = \frac{f_{cv}}{k_v} \quad (16)$$

$$f_{zv} = \frac{20}{3,9} = 5,13Hz$$

$$f_{pv} = k_v \cdot f_{cv} \quad (17)$$

$$f_{pv} = 3,9 \cdot 20 = 78Hz$$

Os componentes do controlador da malha de tensão são calculados seguindo a metodologia apresentada em [Lei, 2004]. Portanto, assumindo-se R_{1v} igual a 10 kΩ, encontra-se o resto dos componentes.

$$C_{2v} = \frac{1}{2\pi f_{cv} G_v k_v R_{1v}} \quad (18)$$

$$C_{2v} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 24,9 \cdot 3,9 \cdot 10000} = 8,2nF$$

$$C_{1v} = C_{2v} (k_v^2 - 1) \quad (19)$$

$$C_{1v} = 8,2 \cdot 10^{-9} (3,9^2 - 1) = 116,5nF$$

$$R_{2v} = \frac{k_v}{2\pi f_{cv} C_{1v}} \quad (20)$$

$$R_{2v} = \frac{3,9}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 116,5 \cdot 10^{-9}} = 266,4k\Omega$$

A função de transferência do controlador da malha de tensão $C_v(s)$ é expressa pela Eq. (21). A diferença em relação ao controlador da malha de corrente é que esta corresponde à configuração não inversora como mostra a Fig.

8.b. Por outro lado, a função de transferência de laço aberto adicionada ao controlador é dada pela Eq. (22), enquanto que seu diagrama de Bode é mostrado na Fig. 12.

$$C_v(s) = 1 + \frac{1 + sC_{1v}R_{2v}}{sR_{1v}(C_{1v} + C_{2v} + sR_{2v}C_{1v}C_{2v})} \quad (21)$$

$$FTL_{ccv}(s) = FTL_{scv}(s) \cdot C_v(s) \quad (22)$$

Na Fig. 12, observa-se que a frequência de cruzamento (f_{cv}) e a margem de M_{Fv} estão dentro das especificações do projeto.

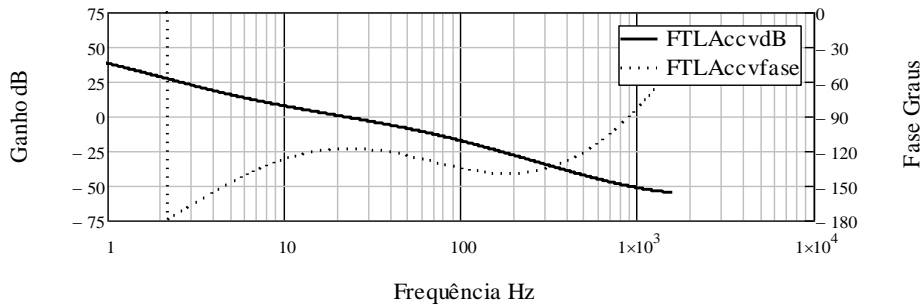


Figura 12 – Ganho e Fase da função de transferência de laço aberto com controlador da malha de tensão.

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste item são apresentados os resultados de simulação e experimentais do inversor aplicando a técnica de controle.

5.1 Formas de Onda de Simulação

Na Fig. 13 é mostrado o comportamento dinâmico do controle adotado quando é aplicado um degrau de potência na entrada do inversor. Os degraus de potência foram realizados de 100% a 50% e de 50% a 100%. Observa-se que os tempos de resposta foram de aproximadamente de 100ms e o afundamento e o sobressinal em cima do capacitor de entrada foi da ordem de 10V. Também observar-se que a corrente injetada apresenta uma taxa de distorção harmônica THD_i entorno de 8%, valor que pode ser melhorado variando-se os parâmetros do controlador e do filtro LC de saída do inversor.

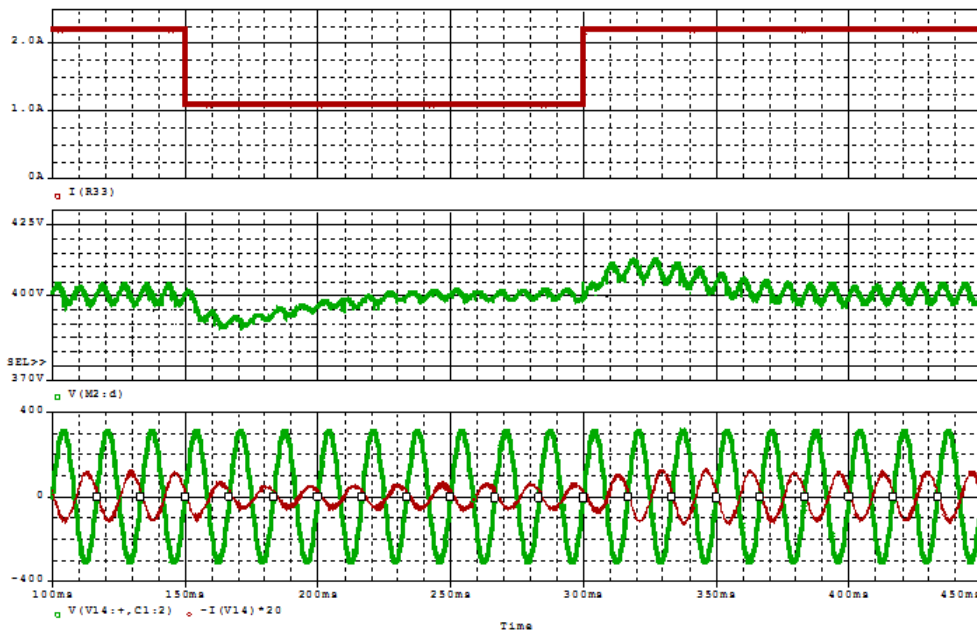


Figura 13 – Comportamento dinâmico do controle implementado quando ocorrem degraus de potência de entrada de 100% a 50%, e de 50% a 100%. Descrevendo de cima para baixo: corrente de entrada, tensão sobre o capacitor C_o , e tensão e corrente de saída.

5.2 Formas de Onda Experimentais

A Fig. 14 mostra a fotografia do protótipo implementado em laboratório para fazer os ensaios. Por outro lado, na Fig. 15 são mostradas as formas de onda da tensão de barramento c.c. ou tensão sobre o capacitor C_o , tensão da rede elétrica e a corrente através do indutor L_f do filtro de saída do inversor, que a mesma é injetada na rede elétrica. Observando-se a Fig. 15, nota-se que a corrente está defasada em 180° em relação à forma de onda da tensão da rede, implicando que a rede está recebendo energia elétrica.

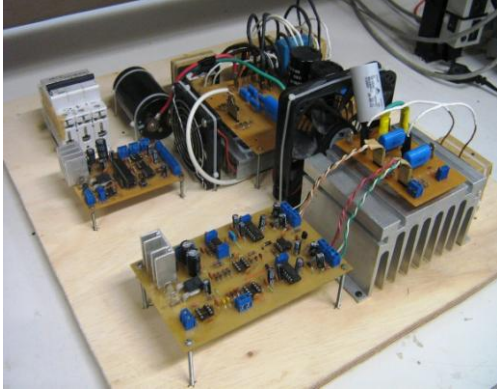


Figura 14 – Fotografia do protótipo implementado.

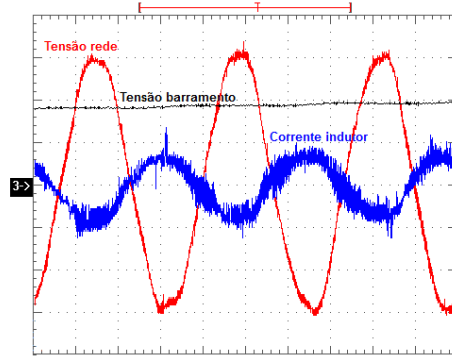


Figura 15 – Tensão da rede, tensão do barramento cc e corrente através do indutor L_f .
(1: 100V/div.; 2: 2A/div.; 3: 200V/div.; 5 ms/div.)

Agradecimentos

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – “*National Counsel of Technological and Scientific Development*” CNPq por ter fomentado a bolsa de Mestrado mediante o Programa de Estudantes-Convênio de Pós-graduação (PEC-PG) ao estudante Eldin Mario Miranda Terán. Também agradecemos ao Grupo de Processamento de Energia e Controle-GPEC do Dpto. de Eng. Elétrica da UFC por ter disponibilizado o laboratório.

REFERÊNCIAS

- Chen, C. L., 2011. Design, Implementation, and Analysis for an Improved Multiple Inverter Microgrid System. Thesis in Virginia Polytechnic Institute and State University.
- Dixon, L., 1999. Average Current Mode Control of Switch Power Supplies. UNITRODE APPLICATION NOTE – U-140.
- Kamil, M., 2011. Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design Using a dsPIC Digital Signal Controller. Application Note AN1338, Microchip Technology Inc.
- Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., Blaabjerg, F. Sept./Oct. 2005. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. In IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, N° 5. Pp. 1292-1306.
- Lei, W. H., Man, T. K., 2004. A General Approach for Optimizing Dynamic Response for Buck Converter. Application Note AND8143/D. On Semiconductor.
- Miranda-Terán, E. M. Março 2012. Sistema Fotovoltaico de Pequeno Porte Interligado a Rede Elétrica. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFC.
- Rogers E., 1999. Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies. Application Report slva057. Texas Instruments.
- Tang, W., Lee, F. C. Ridley, R. B., 1993. Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control. In IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, N° 2. Pp. 112-119.
- Teodorescu, R., Liserre, M., and Rodriguez, P., 2011. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Ed. Wiley.
- Venable, D., 1983. Optimum Feedback Amplifier Design For Control Systems. Venable Technical Paper # 3. Venable Industries. Pp. 1-13.
- Vorperian, V. May 1990. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode. In IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 26, N° 3.

CONTROL STRATEGY FOR A GRID CONNECTED SINGLE-PHASE INVERTER

Abstract. *This paper presents control strategy for a grid connected single-phase voltage source inverter (VSI). The inverter has a full-bridge topology and uses the sinusoidal pulse width modulation (SPWM) with bipolar voltage switching. To control the power flow from input to the output was adopted average current mode control (ACMC) technique. Such control technique monitoring the grid current using a current transducer and the DC input bus voltage. Its structure there is a fast internal current loop and a slow voltage loop. The voltage source inverter topology has as equivalent circuit which is a DC-DC Buck converter, therefore, the transfer function (FT) was obtained from the equivalent converter. After found the transfer functions of the converter, were designed the current and voltage controllers. To verify theoretical results, simulation results, and experimental results obtained from prototype of 400V input voltage, 220V output grid-voltage, and 850W active output power, are presented.*

Key words: *Grid Connected Systems, Control for Grid Connected System, Converter Modeling.*