

Modelagem e Controle de um Conversor Boost com Célula de Ganho Aplicado ao Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

Marcelo Lopes Vieira Bezerra
Universidade Federal do Piauí
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Teresina, Piauí
Email: marcelolvbezerra@gmail.com

Rafael Rocha Matias
Universidade Federal do Piauí
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Teresina, Piauí
Email: rafaelrocha@ufpi.edu.br

Resumo—Este artigo propõe a modelagem e controle de um conversor boost de alto ganho de 320 W no modo de condução contínua operando como estágio CC de um microinversor de dois estágios. A modelagem foi realizada via técnica do Valor Médio Quase Instantâneo - VMQI considerando o ponto quiescente o ponto de máxima potência. Para obter uma tensão de referência que fornece a tensão no ponto de máxima potência, foi utilizado o algoritmo MPPT Perturba e Observa e o controle foi realizado via um proporcional integral (PI) para garantir erro nulo em regime permanente. Ao final obteve-se um rastreamento de 99,5% da potência fornecida pelo módulo.

Palavras-chave – Microinversor, MPPT, Boost, Modelagem, Módulo Fotovoltaico

I. INTRODUÇÃO

Devido aos impactos climáticos oriundos de combustíveis fósseis nas últimas décadas cientistas e pesquisadores voltaram suas atenções para as fontes renováveis de energia cujo impacto no meio ambiente é reduzido comparado as alternativas convencionais. Diante deste fato, busca-se incessantemente técnicas para o melhor aproveitamento dessas fontes de energia renováveis e é nesse contexto em que os microinversores estão inseridos.

Microinversores são uma forma eficiente de extrair energia de um módulo fotovoltaico, uma vez que eles são circuitos dedicados a um e somente um painel. Como vantagem da sua utilização tem-se que o sistema fica menos vulnerável a sombreamentos parciais (diferentemente do que ocorre em inversores conectados a strings), há o rastreamento do ponto de máxima potência individual do módulo fotovoltaico (aumentando a eficiência do sistema) e a manutenção desse tipo de sistema é simplificada, uma vez que há somente um módulo fotovoltaico conectado ao microinversor.

Microinversores de dois estágios possuem como primeiro estágio um conversor CC-CC responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência do painel solar. Já o segundo estágio é composto por um conversor CC-CA que controla a tensão no barramento CC e injeta a energia gerada na rede elétrica dentro das normas vigentes.

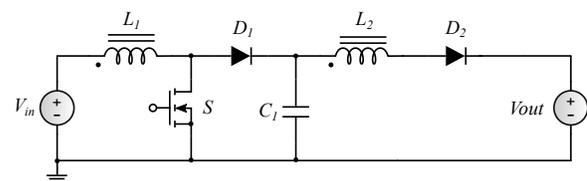


Figura 1. Conversor boost com célula de ganho.

II. TOPOLOGIA DO CONVERSOR BOOST COM CÉLULA DE GANHO

O conversor estudado (Figura 1) para a utilização do rastreamento do ponto de máxima potência foi proposto por [1], em soma [2] realizou um estudo de uma gama de conversores boost utilizando as técnicas de cascadeamento, multiplicadores de tensão e de indutores acoplados, passando a caracterizar esses circuitos de conversores boost com células de ganho. No circuito da Figura 1, L_1 e L_2 são respectivamente o enrolamento primário e secundário de um indutor acoplado. Esse dispositivo, diferentemente de um transformador, tem a finalidade de armazenar energia enquanto que o transformador transfere potência entre os enrolamentos primário e secundário [3].

Geralmente ao final do circuito há um ramo RC , no qual a resistência assume um valor atrelado a potência do conversor e o capacitor é responsável por filtrar a parcela oscilante da corrente do diodo D_2 de forma que uma corrente puramente CC circule pela carga. Para a finalidade proposta nesse artigo, rastreamento do ponto de máxima potência, esse ramo RC pode ser substituído por uma fonte de tensão contínua ideal (já que o controle dessa tensão de saída é feita pelo conversor CC-CA) de tal forma que os valores dos componentes R e C , no ramo de saída, não irão influenciar na dinâmica da função de transferência que relaciona perturbação na tensão de entrada v_{in} e uma perturbação na razão cíclica \tilde{d} .

Diante das considerações acima, o conversor pode ser representado pela Figura 2, no qual o indutor acoplado foi substituído por uma fonte de corrente no primário em paralelo

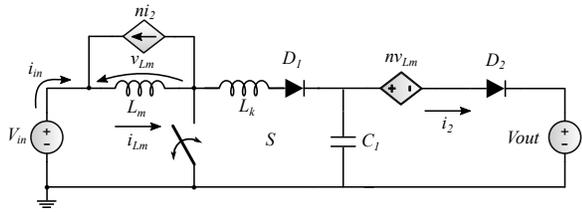


Figura 2. Circuito equivalente do conversor boost com célula de ganho.

com uma indutância de magnetização L_m , já o seu secundário foi substituído por uma fonte de tensão (com a relação de transformação n), o indutor L_k é a indutância de dispersão referida ao primário. Essa substituição consiste em um circuito equivalente simplificado do indutor acoplado [3]. Por fim, o ramo RC foi substituído pelo uma fonte de tensão contínua.

A. Princípio de Funcionamento

O princípio de funcionamento no modo de condução contínuo do conversor analisado neste artigo segue a mesma lógica do conversor boost clássico no mesmo modo de operação. A saber:

1) $0 < t < DT_S$: Nesse intervalo de tempo um sinal g é aplicado ao interruptor S para a sua entrada em condução. Depois disso ocorre, o interruptor comuta de forma que o conversor passa a operar de acordo com a Figura 3(a) então, o a corrente no indutor L_m passa a crescer e a tensão em seus terminais é igual a V_{in} . Como a relação de transformação do indutor acoplado é igual a n , o valor da fonte de tensão (que representa o secundário do indutor acoplado) será igual a nV_{in} . No mais, nesse intervalo de tempo os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados, portanto i_2 terá valor nulo e como consequência disso a fonte de corrente (que representa o primário do indutor acoplado) também terá valor nulo, conforme mostrado na Figura 3(a).

2) $DT_S < t < T_S$: Durante esse intervalo de tempo, o sinal g que outrora fora aplicado ao interruptor S para forçá-lo a entrar em condução, é reduzido a um nível de forma a colocar o interruptor S no estado de bloqueio. Com isso, o conversor passa a operar conforme o circuito da Figura 3(b). Com o interruptor bloqueado, a energia que no intervalo de tempo anterior fora armazenada no indutor de magnetização L_m , é transferida para a carga (representada aqui por uma fonte de tensão contínua ideal) forçando os diodos D_1 e D_2 a condução. Além disso, o fato do diodo D_2 entrar em condução, faz com que a fonte de corrente dependente seja diferente de zero e possua valor igual a ni_2 . Vale frisar também que devido a transferência de energia do indutor a sua corrente decresce até que o interruptor entre novamente em condução. A tensão no indutor L_m nessa etapa é igual a $V_{in} - V_{C1}$ e na fonte de tensão dependente é igual a $V_{C1} - V_{out}$.

B. Determinação do Ganho Estático

Para a determinação do ganho estático do conversor V_{out}/V_{in} pode-se analisar as tensões v_{Lm} e nv_{Lm} da Figura

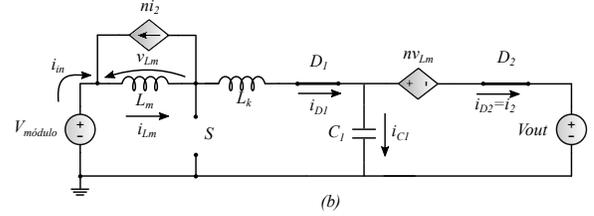
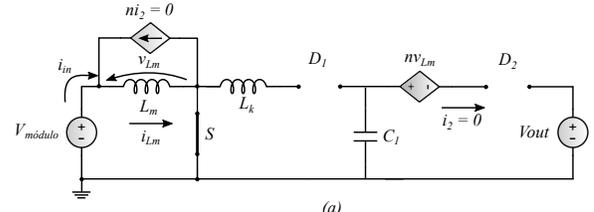


Figura 3. Etapas de operação do conversor.

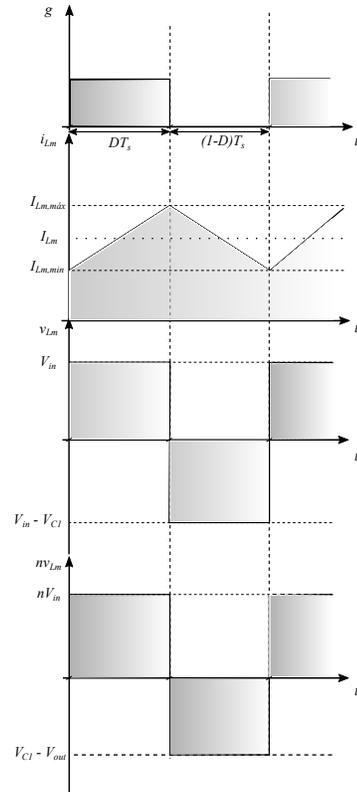


Figura 4. Forma de onda no modo de condução contínuo.

4. Uma vez que a tensão sobre o indutor respeita a lei volt-segundo, a tensão média sobre L_m é zero e como nv_{Lm} é igual a v_{Lm} multiplicado pela a relação de transformação n , essa última tensão também apresenta valor médio igual a zero.

Portanto:

$$V_{in}DT_S + (V_{in} - V_{C1})(1 - D)T_S = 0 \quad (1)$$

$$nV_{in}DT_S + (V_{C1} - V_{out})(1 - D)T_S = 0 \quad (2)$$

Isolando V_{C1} na Equação 1 e substituindo na Equação 2, obtêm-se:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + nD}{1 - D} \quad (3)$$

Que é o ganho estático do conversor.

C. Determinação do Indutor de Magnetização

A tensão sobre o indutor L_m é dada por (4):

$$v_{L_m} = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} \quad (4)$$

Na Figura 4 observa-se que durante o intervalo de tempo de condução do interruptor, DT_S , a tensão sobre o indutor L_m é V_{in} . Portanto, substituindo essas informações em (4) e isolando L_m têm-se:

$$L_m = \frac{V_{in}D}{f_S \Delta I_{L_m}} \quad (5)$$

D. Determinação do Capacitor C_1

De acordo com [2], o valor de C_1 pode ser calculado através de (6).

$$C_1 = \frac{4}{(\pi f_S n)^2 L_k} \quad (6)$$

L_k é a indutância de dispersão do indutor acoplado.

E. Determinação do Capacitor C_{FV}

O capacitor C_{FV} tem a função de filtrar componentes harmônicas oriundas da interação entre o módulo fotovoltaico e o conversor. Considerando que a corrente que passa por esse elemento possui frequência igual a frequência de comutação e seus múltiplos, então, no regime permanente o capacitor terá uma reatância capacitiva de aproximadamente igual a $1/2\pi f_S C_{FV}$ se a componente na frequência f_S for muito superior as harmônicas. Então a o capacitor pode ser determinado por (7)

$$C_{FV} = \frac{I_{C_{FV}}^{pico}}{2\pi f_S \Delta V_{FV}} \quad (7)$$

III. MODELO DO PAINEL FOTOVOLTAICO NO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

O painel fotovoltaico apresenta uma característica corrente-tensão não linear em seus terminais. Tal fato decorre de que no modelo elétrico generalizado, Figura 5, deste dispositivo conter um componente não linear, o diodo.

Uma vez que o modelo elétrico generalizado do módulo fotovoltaico é não linear, esse modelo não pode ser utilizado em conjunto com o circuito de pequenos sinais do conversor boost de alto ganho para a determinação da função de transferência que será utilizada como planta para controlar a tensão de entrada a fim de rastrear o ponto de máxima potência do painel. Para contornar esse problema, [4] propôs a divisão do gráfico corrente-tensão do módulo fotovoltaico em três regiões (Figura 6), em seguida foi realizada a linearização dessas dessas regiões com o objetivo de obter circuitos lineares

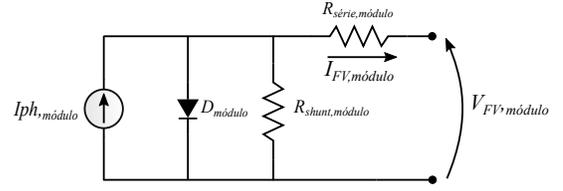


Figura 5. Circuito elétrico equivalente de um módulo fotovoltaico.

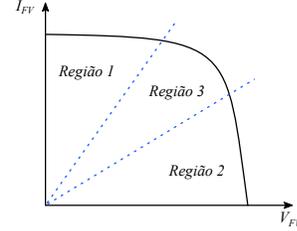


Figura 6. Curva corrente-tensão dividida em regiões.

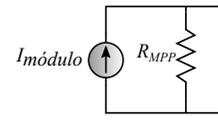


Figura 7. Circuito elétrico no ponto de máxima potência.

para cada região do gráfico. A região 3 é a região de interesse para esta aplicação porque é aí que o ponto de máxima potência está localizado.

O circuito linear da região 3 está mostrado na Figura 7. Onde $I_{módulo} = 2V_{MPP}/R_{MPP}$ e $R_{MPP} = V_{MPP}/I_{MPP}$, no qual V_{MPP} e I_{MPP} são, respectivamente, a tensão e a corrente no ponto de máxima potência, R_{MPP} é a resistência equivalente do módulo decorrente deste ponto de operação e $I_{módulo}$ é a corrente gerada interna do módulo fotovoltaico.

IV. PROJETO DO CONVERSOR BOOST COM CÉLULA DE GANHO

As especificações adotadas para o conversor são: $V_{out} = 400V$, $\Delta I_{L_m} = 10\% I_{L_m}$, $f_S = 75kHz$, $n = 10$. Utilizou-se o para este projeto o módulo fotovoltaico Canadian MAX-POWER 320W, o qual para irradiação de $1000W/m^2$ e temperatura de $25^\circ C$ resultou em um V_{MPP} de 35,44V e um I_{MPP} de 8.65A, sendo a máxima potência para essas condições de operação igual a 306,55W.

Utilizando (3), (5), (6) e (7) chega-se aos parâmetros da Tabela 1. Com isso, o conversor está projetado para a aplicação proposta.

Tabela 1
PARÂMETROS PROJETADOS

Parâmetros		Valor
Razão Cíclica	D	0,473
Indutância de magnetização	L_m	139 μH
Capacitor	C_1	1,801 μF
Capacitor de saída do módulo fv	C_{FV}	142,67 μF

V. ALGORITMO PARA RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

A curva característica de um módulo fotovoltaico é fortemente influenciada pela irradiação e temperatura ao qual o módulo está submetido. Como resultado desta dependência, há a variação do ponto de máxima potência. Além desses fatores, para que o módulo fotovoltaico opere nesse ponto, o mesmo deve operar em seus terminais com tensão ou corrente apropriadas, isto é, a tensão ou corrente no qual se encontra o ponto de máxima potência.

Para fazer o módulo fotovoltaico operar com essas variáveis no ponto desejado, há na literatura várias técnicas para rastrear tensão ou corrente no ponto de máxima potência [7]. Nesse trabalho foi utilizado o método Perturba e Observa (P&O) que é bastante difundido na literatura e já foi utilizado em vários trabalhos, possuindo eficiência de aproximadamente de 98%. Também optou-se por rastrear a tensão no qual o módulo opera no ponto de máxima potência, como consequência disso a função de transferência que deve ser calculada deve relacionar a tensão de entrada v_{in} com razão cíclica d .

VI. MODELAGEM DO CONVERSOR

Uma vez que as etapas de operação do conversor foram explicadas anteriormente, estamos aptos a iniciar a modelagem do circuito. Para isso será utilizada a teoria do valor médio quase instantâneo - VMQI [5], o qual consiste em calcular o valor médio de uma variável em um período de comutação T_S . A saber, a definição do VMQI é mostrada em (8) para uma variável genérica x .

$$\langle x \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} x dt \quad (8)$$

A. Valor Médio Quase Instantâneo de v_S , i_{D1} e i_{D2}

Na Figura 8 são mostradas as formas de ondas de v_S , i_{D1} e i_{D2} . Tendo em mãos essa informação, é possível calcular o VMQI dessas variáveis conforme (8). Abaixo esses valores são calculados.

$$\langle v_S \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} v_S dt \quad (9)$$

$$\langle i_{D1} \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} i_{D1} dt \quad (10)$$

$$\langle i_{D2} \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} i_{D2} dt \quad (11)$$

Nas equações a seguir a razão cíclica D será substituída por d . O motivo para essa substituição é que não estamos mais tratando da análise estática onde a razão cíclica possui um valor fixo, representado aqui por D . Então, variações na razão cíclica devem ser consideradas e uma substituição na representação dessa variável para incluir as variações na razão cíclica se faz necessária.

Desenvolvendo (9) tem-se:

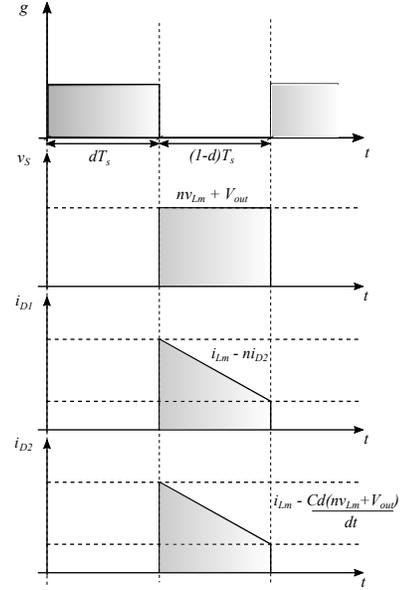


Figura 8. Formas de onda sobre os dispositivos semicondutores.

$$\langle v_S \rangle = (nvL_m + V_{out})(1 - d) \quad (12)$$

Desenvolvendo (10) tem-se:

$$\langle i_{D1} \rangle = (i_{Lm} - ni_{D2})(1 - d) \quad (13)$$

Analisando o circuito da Figura 2, conclui-se que a corrente i_{D2} pode ser representada pela seguinte equação:

$$i_{D2} = \frac{1}{1+n} \left(i_{Lm} - C \frac{d(nvL_m + V_{out})}{dt} \right) \quad (14)$$

Substituindo (14) em (11) e desenvolvendo, tem-se:

$$\langle i_{D2} \rangle = \frac{1}{1+n} \left(i_{Lm} - C \frac{d(nvL_m + V_{out})}{dt} \right) (1 - d) \quad (15)$$

B. Linearização do VMQI de v_S , i_{D1} e i_{D2}

Para obter a função de transferência entre a tensão de entrada v_{in} e a razão cíclica d é necessário realizar a linearização dos VMQI calculados na subseção anterior. Isso é feito substituindo as variáveis envolvidas nos cálculos dos VMQIs anteriores por um valor fixo (quiescente) e uma perturbação em torno desse valor fixo, (16) demonstra esse procedimento. Esse artifício não é realizado para V_{out} uma vez que o mesmo já é um valor constante.

$$\langle x \rangle = X + \tilde{x} \quad (16)$$

Seguindo, o raciocínio de (16) o mesmo é realizado para (12), (13) e (15) resultando em:

$$\langle v_S \rangle = V_S + \tilde{v}_S \quad (17)$$

$$\langle i_{D1} \rangle = I_{D1} + \tilde{i}_{D1} \quad (18)$$

$$\langle i_{D2} \rangle = I_{D2} + i_{\tilde{D}2} \quad (19)$$

Substituindo as Equações acima em (12), (13) e (15) e realizando as devidas simplificações tem-se:

$$\tilde{v}_S = n(1-D)v_{\tilde{L}m} - V_{out}\tilde{d} \quad (20)$$

$$i_{\tilde{D}1} = (-I_{Lm} + nI_{D2})\tilde{d} + (1-D)i_{\tilde{L}m} - ni_{\tilde{D}2}(1-D) \quad (21)$$

$$i_{\tilde{D}2} = \left(\frac{1}{1+n} \right) \left(-I_{Lm}\tilde{d} - i_{\tilde{L}m}(1-D)(-1 + s^2nL_mC_1) \right) \quad (22)$$

Portanto(20),(21) e (22) representam um modelo linearizado de pequenos sinais para as variáveis v_S , i_{D1} e i_{D2} e com isso podem substituir os dispositivos não-lineares do conversor por fontes de tensão e corrente dependentes para a obtenção de um circuito de pequenos sinais linearizado no qual é possível aplicar as técnicas de circuitos lineares tal como a Transformada de Laplace.

C. Determinação de $v_{\tilde{in}}/\tilde{d}$

Após os cálculos dos VMQIs e a linearização, um circuito de pequenos sinais é construído com a finalidade de encontrar a função de transferência entre $v_{\tilde{in}}$ e \tilde{d} , conforme mostrado na Figura 9.

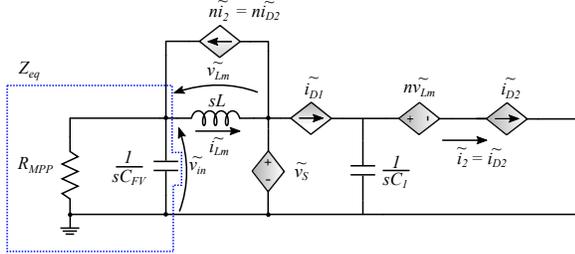


Figura 9. Circuito de pequenos sinais do conversor.

Pela a análise do circuito acima, observa-se que a oscilação da tensão de entrada $v_{\tilde{in}}$ pode ser descrita por (23) e (24):

$$v_{\tilde{in}} = \left(\frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + sL_m} \right) \tilde{v}_S \quad (23)$$

$$\tilde{v}_{in} = -Z_{eq}(i_{\tilde{L}m} - ni_{\tilde{D}2}) \quad (24)$$

Desenvolvendo as equações acima e fazendo as substituições necessárias chega-se a:

$$\frac{v_{\tilde{in}}}{\tilde{d}} = - \left(\frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \right) \quad (25)$$

Onde:

$$b_2 = knL_mC_1R_{MPP}V_{out} \quad (26)$$

$$b_1 = \frac{n^2(1-D)L_mR_{MPP}I_{Lm}}{1+n} \quad (27)$$

$$b_0 = R_{MPP}V_{out}(1-k) \quad (28)$$

$$a_4 = knL_m^2C_1R_{MPP}C_{FV} \quad (29)$$

$$a_3 = knL_m^2C_1 \quad (30)$$

$$a_2 = L_mR_{MPP}(C_{FV}(n(1-D) + 2 - k) + knC_1) \quad (31)$$

$$a_1 = L_m(n(1-D) + 1 + (1-k)) \quad (32)$$

$$a_0 = R_{MPP}(2-k) \quad (33)$$

$$k = \left(\frac{n}{1+n} \right) (1-D) \quad (34)$$

O sinal negativo nessa função de transferência significa que a relação entre a variação da tensão entrada $v_{\tilde{in}}$ e a razão cíclica \tilde{d} é inversamente proporcional. Portanto, um incremento em \tilde{d} acarretará em uma diminuição de $v_{\tilde{in}}$ e um decremento de \tilde{d} levará a um aumento de $v_{\tilde{in}}$.

VII. PROJETO DO CONTROLADOR

A estratégia de controle adotada é mostrada na Figura 10. Nela fica claro a atuação do algoritmo MPPT P&O, da planta entre $v_{\tilde{in}}$ e \tilde{d} , e do controlador $C(s)$, além desses blocos, se faz necessário na malha de controle um saturador para que o sinal aplicado na entrada do modulador PWM esteja dentro do limite de operação, o ganho do modulador PWM representado por K_{PWM} e o ganho do sensor de tensão aplicado a entrada do conversor, K_{vin} . No ponto de soma devido a relação inversamente proporcional entre $v_{\tilde{in}}$ e \tilde{d} os sinais positivo e negativo estão trocados em relação aos sistemas de controle convencional.

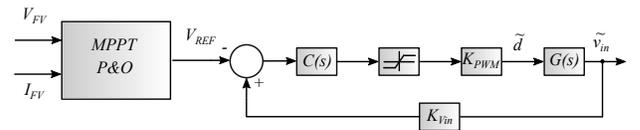


Figura 10. Estratégia de controle.

O controlador escolhido para rastrear a tensão de entrada foi o proporcional-integral (PI), uma vez que ele garante erro nulo em regime permanente para uma entrada do tipo degrau de referência. Esse controlador é representado por (35).

$$C(s) = k_c \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right) \quad (35)$$

O valor de ω_z é calculado através de:

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(M_{fase} - 90^\circ - \angle FTMA_{NC}(\omega_c))} \quad (36)$$

O parâmetro k_c é dado por:

$$k_c = \frac{\omega_c}{|FTMA_{NC}(\omega_c)|\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \quad (37)$$

Pela análise da Figura XXX a função de transferência de malha aberta não compensada $FTMA(s)_{NC}$ é dada por:

$$FTMA_{NC}(s) = K_{PWM}G(s)K_{vin} \quad (38)$$

VIII. RESULTADOS

A. Validação da função de transferência \tilde{v}_{in}/\tilde{d}

Para a validação da função de transferência calculada anteriormente, realizou-se a simulação do modelo comutado e do modelo de pequenos sinais descrito pela função de transferência \tilde{v}_{in}/\tilde{d} frente a aplicação de um degrau positivo e negativo de 1% da razão cíclica. O passo de simulação considerado foi de $0,1333\mu$ segundo, a aplicação do degraus positivo e negativo foram, respectivamente, nos instantes de tempo de 0,3 e 0,31 segundos e o tempo total da simulação foi de 0,6 segundos.

O resultado dessa simulação está mostrado na Figura 11. Observa-se que o modelo comutado e o modelo de pequenos sinais possuem a mesma resposta transitória, portanto, essa simulação corrobora com (25) e a função de transferência calculada anteriormente está validada.

A relação \tilde{v}_{in}/\tilde{d} é uma função de transferência de quarta ordem no entanto a sua resposta dinâmica apresenta forma semelhante a de um sistema de segunda ordem. Este fato é decorrente da presença de polos dominantes e de polos mais afastadas que acabam tendo menos influência na resposta como pode ser verificado no lugar das raízes dessa função de transferência.

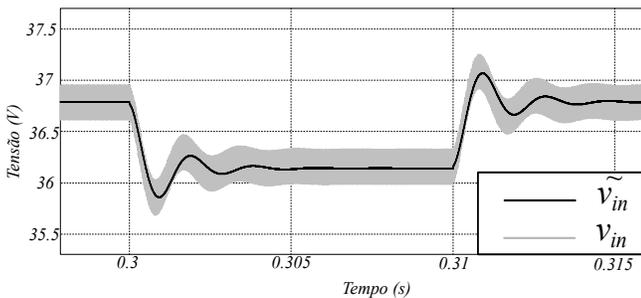


Figura 11. Resposta dinâmica da função de transferência a um degrau.

B. Validação do controle para o rastreamento do ponto de máxima potência

O controlador PI foi projetado com base nos seguintes especificações: $\omega_c = 10\text{Hz}$ e $M_{fase} = 110^\circ$. E utilizando (36), (37) e (38) os parâmetros obtidos para esse controlador foram: $k_c = 0,00686$ e $\omega_z = 24,474\text{rad/s}$.

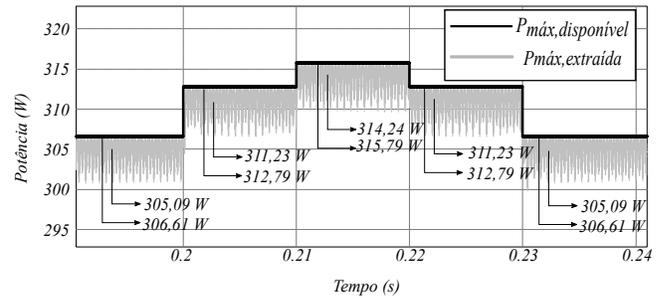


Figura 12. Circuito elétrico equivalente de um módulo fotovoltaico.

Com um passo de simulação de $0,5\mu$ segundos e tempo total de 0,3 segundos, foram aplicados degraus aos sinais de irradiação 10S/m^2 , e temperatura 5°C , do módulo fotovoltaico para verificar a resposta do controlador frente a essas perturbações. O resultado pode ser visto na Figura 12. No instante de tempo 0,2 segundos foi aplicado o degrau de irradiação, em 0,21 o degrau de temperatura, em 0,22 foi retirado o degrau de temperatura e em 0,23 foi retirado o degrau de irradiação. Observa-se que após a aplicação e retirada desses sinais, a potência disponível pelo módulo fotovoltaico permaneceu muito próxima a máxima potência disponível, aproximadamente 99,5%.

IX. CONCLUSÃO

Nesse artigo foi apresentado o projeto, modelagem e controle de um conversor boost com célula de ganho destinado ao estágio CC de um microinversor de dois estágios no qual o controle do estágio em questão é responsável por extrair a máxima potência do módulo fotovoltaico. Via simulação foi mostrado que as equações deduzidas estão de acordo com a dinâmica do conversor e no projeto do controlador desenvolvido foi constatado que o sistema consegue extrair a máxima potência do módulo fotovoltaico com isso esse sistema possui as condições necessárias para ser utilizado em um microinversor de dois estágios.

REFERÊNCIAS

- [1] Qun Zhao and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up DC-DC converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, pp. 65,73, Jan 2003.
- [2] Schmitz, L. Conversores CC-CC não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor boost com célula de ganho. Dissertação, Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2015.
- [3] A. F. Witulski, "Introduction to modeling of transformers and coupled inductors," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 3, pp. 349,357, May 1995.
- [4] Zanotti, Jefferson William. "Rastreador de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos utilizando o Método da Impedância Característica de Conversores Estáticos". 2014. 248 p. Dissertação (Mestre em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [5] R. W. Erickson and D. Maksimović, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. Boulder, Colorado, USA. Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [6] S. I. Seleme Jr., "Técnicas de Modelagem e Controle de Conversores Estáticos," in Anais da VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais, pp. 89, 2004.
- [7] M. Hattí, "Contrôleur Flou pour la Poursuite du Point de Puissance Maximum d'un Système Photovoltaïque", JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.