

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO E ARMAZENAMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA A PARTIR DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Diego H. S. NOLASCO (1); Alexandre M. F. GUIMARÃES (2)

(1) IFBA, Av. Amazonas, 3150, Zabelê, Vitória da Conquista-BA, e-mail: habibnolasco@gmail.com

(2) IFBA, Av. Amazonas, 3150, Zabelê, Vitória da Conquista-BA, e-mail: amagnus@ifba.edu.br

RESUMO

Dentre as diversas formas de conversão de energia elétrica a energia solar é uma das que menos polui e menos causa impactos ambientais, além de ser uma fonte inesgotável de energia. Porém, atualmente diversos problemas são enfrentados no intuito de conseguir substituir as fontes de energia atuais por fontes de energia provenientes do sol. O objetivo do projeto é desenvolver um conversor fotovoltaico de forma a regular o nível de tensão dos módulos solares em um nível de tensão desejável. Todos os cálculos e gráficos são demonstrados com o intuito de que se entenda todo o processo de funcionamento desse conversor. Uma das futuras aplicações do projeto será a utilização da energia solar em iluminação com LEDs de alto brilho.

Palavras-chave: Fonte de energia alternativa, conversão fotovoltaica, conversor Buck.

1 INTRODUÇÃO

Se fosse possível converter uma pequena fração do total da energia solar diária incidente sobre a terra diretamente em energia elétrica os problemas energéticos para os quais a humanidade caminha poderiam ser em grande parte resolvidos ou amenizados. Sabe-se que em apenas uma hora o sol despeja sobre a terra uma quantidade de energia superior ao consumo global de um ano inteiro.

Os painéis fotovoltaicos possibilitam a maneira mais simples de se converter energia solar diretamente em energia elétrica. A energia solar é cada dia mais utilizada em substituição aos métodos convencionais de geração de eletricidade pois, nos dias atuais, em que os problemas ambientais se agravam e as matérias primas se esgotam, não é mais possível tolerar a utilização irracional das fontes convencionais de energia a partir do meio ambiente.

A conversão direta da energia solar em energia elétrica através do efeito fotovoltaico é objeto de considerável atenção de vários laboratórios de pesquisa em todo mundo. Atualmente uma das principais aplicações da conversão de energia fotovoltaica tem sido em iluminação utilizando LEDs de alto brilho, como, por exemplo, iluminação pública, iluminação de emergência e iluminação de ambientes fechados em geral.

O projeto consiste em montar um regulador de tensão CC-CC com o objetivo de controlar a tensão proveniente dos painéis fotovoltaicos, armazenando essa energia em baterias. Logo, será utilizado um conversor Buck, onde a tensão variável dos painéis fotovoltaicos será regulada para 12V e armazenada. Posteriormente essa energia armazenada será utilizada em iluminação com LEDs de alto brilho e em outras aplicações.

2 CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

A Energia Solar Fotovoltaica é a energia obtida através da conversão direta da luz em eletricidade (Efeito Fotovoltaico). O efeito fotovoltaico, relatado por Edmond Becquerel, em 1839, é o aparecimento de uma diferença de potencial nos extremos de uma estrutura de material semicondutor, produzida pela absorção da luz. A célula fotovoltaica é a unidade fundamental do processo de conversão. O Silício, segundo elemento mais abundante no globo terrestre, tem sido explorado sob diversas formas: monocristalino, policristalino e amorfo.

No entanto, a busca de materiais alternativos é intensa e concentra-se na área de filmes finos, onde o silício amorfo se enquadra. Células de filmes finos, além de utilizarem menor quantidade de material do que as que apresentam estruturas cristalinas requerem uma menor quantidade de energia no seu processo de fabricação, ou seja, possuem maior eficiência energética. Comercialmente é possível encontrar painéis com rendimento em torno de 15%. Em experimentos de laboratório já existem células com rendimento de 25%. A título de comparação a eficiência do processo de fotossíntese é da ordem de 0,2%.

3 CONVERSÃO BUCK

Os conversores do tipo Buck são bastante utilizados, devido às boas características obtidas. Seu funcionamento baseia-se, no armazenamento de energia em um indutor sob forma de corrente (a mesma corrente que circula pela carga) e com a tensão de saída dependente da amplitude e largura dos pulsos. Os pulsos gerados pelo chaveamento só possuem componentes positivas, fazendo aparecer sobre um resistor ou uma carga de saída uma tensão de saída V_S . Esta tensão de saída gera uma corrente I_S , que também circula pelo indutor L . Acrescentando um capacitor em paralelo com a carga de saída, a parte alternada da corrente circulará por ele e a parte contínua circulará na carga de saída, diminuindo a ondulação da tensão de saída V_S (MELLO, 1990).

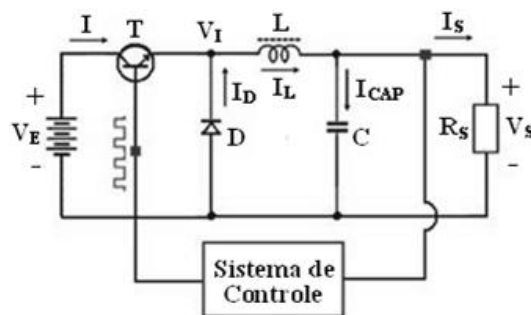


Figura 1 - Conversor Buck

Na Figura 1 tem-se três partes importantes, a chave composta pelo transistor T , o circuito Buck composto por fonte de tensão de entrada V_E que representa os módulos fotovoltaicos, indutor L , capacitor C , diodo D e carga de saída que é composta pelas baterias. E por último o sistema de controle, que é responsável pela regulação da tensão de saída.

3.1 Transistor como chave (corte e saturação)

A chave (transistor) deverá operar na região de corte e saturação, pois na região ativa ocorre muita perda de potência. O transistor estará em corte se a tensão entre a base e o emissor for inferior à tensão de condução desta junção (para um transistor de Silício, esta tensão é tipicamente 0,7 V). Neste caso, a corrente de coletor será igualmente zero, e $V_{CE} = V_C$. A verificação da situação de saturação é um pouco menos intuitiva. Configura-se V_{CE} de forma que este valor seja inferior ao valor $V_{CE\text{saturação}}$ (característico do transistor, aproximadamente 0.3 V para o Silício), o transistor estará em saturação e V_{CE} será na realidade igual a $V_{CE\text{saturação}}$.

3.2 Circuito Buck

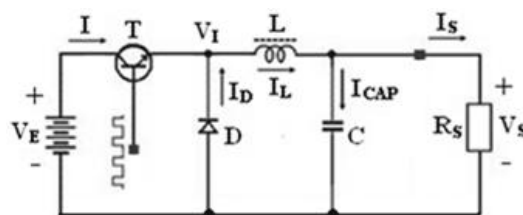


Figura 2 - Circuito equivalente ao conversor Buck

Para a Figura 2, tem-se basicamente duas etapas de funcionamento, a primeira será quando a chave estiver ligada, ou seja, em curto, isso acontecerá quando a tensão no terminal de base do transistor T estiver em T_{ON} . A segunda etapa será a chave estiver desligada, ou seja, circuito aberto, isso ocorrerá quando a tensão no

terminal de base do transistor estiver em T_{OFF} . Quando a chave estiver como curto circuito, ou seja, ligada, teremos um tensão V_I resultante igual á:

$$V_I = V_E - V_{CE_{SAT}} \quad [Eq.01]$$

Quando a chave estiver como circuito aberto, ou seja, desligado, têm-se um tensão V_I resultante igual á:

$$V_I = -V_D \quad [Eq.02]$$

A constante de modulação δ é quem determina a duração de T_{ON} e T_{OFF} , a tensão resultante V_I para quando o período de chaveamento estiver em T_{ON} é igual a equação 01, e quanto o período de chaveamento estiver em T_{OFF} a tensão resultante V_I igual a equação 02. Tem-se dois tipos de corrente no indutor, a corrente de magnetização I_{mg} (carrega o indutor L) e a corrente de desmagnetização I_{dmg} (descarrega o indutor L). Esses dois tipos de correntes possuem variações lineares(rampa), devido à tensão constante durante os períodos T_{ON} e T_{OFF} . Supondo funcionamento no estado estável (carga com valor fixo) ocorre o seguinte comportamento para o circuito da Figura 2. Quando o transistor T satura, o diodo D fica reversamente polarizado e a corrente que passa pelo indutor passa também pelo transistor (T_{ON}). A polaridade da tensão no indutor ocasiona uma corrente de magnetização do indutor e que durante o período de condução T_{ON} é dado por:

$$I_{mg} = \frac{(V_E - V_{CE_{SAT}} - V_S)T_{ON}}{L} \quad [Eq.03]$$

V_E é a tensão contínua de entrada, $V_{CE_{SAT}}$ é a tensão de saturação do transistor, V_S é a tensão contínua de saída na carga R_S . Quando o transistor T corta, o diodo D passa a conduzir a corrente do indutor denominada de corrente de desmagnetização, essa é corrente é dada por:

$$I_{dmg} = \frac{(V_S + V_D)T_{OFF}}{L} \quad [Eq.04]$$

V_D é a tensão de polarização direta do diodo D. Considerando que a corrente no indutor (corrente de magnetização e desmagnetização) não possui descontinuidade, ou seja, elas utilizam todo o período T, o que significa que o modo de condução é contínuo, pode-se afirmar que:

$$I_{mg} = I_{dmg} \quad [Eq.05]$$

Como o período T é dado pela soma de T_{ON} e de T_{OFF} , e T_{ON} e T_{OFF} estão relacionados com a largura do pulso δ , sendo que δ é adimensional e varia entre zero e um, e sabendo que o período de condução é igual ao inverso da frequência, substituindo as equações 03 e 04 na equação 05 e fazendo as devidas simplificações chega-se na equação 06.

$$V_S = \delta(V_E - V_{CE_{SAT}}) - V_D(1 - \delta) \quad [Eq.06]$$

Tem-se que a equação 06 relaciona a tensão de saída V_S com a largura de pulso PWM determinada por δ e a tensão de entrada V_E . Assim, neste tipo de fonte, a corrente de saída não influi na tensão de saída, portanto, obtêm-se boa regulação de tensão contra variações de corrente e o circuito de controle, que gera a largura de pulso, não necessitará de alto ganho de malha aberta para controlar a corrente de saída. Se for considerado que a tensão de saída é muito maior que a tensão sobre o diodo e que a tensão de entrada é muito maior que a tensão de saturação do transistor a equação 06 pode ser reduzida para a equação 07.

$$V_S = \delta V_E \quad [Eq.07]$$

A equação 07 é também conhecida como função transferência de conversão para o modo de condução contínua, e ela mostra que a tensão de saída V_S não depende, pelo menos em princípio, da corrente de saída. Observa-se que para manter a tensão de saída constante, independente da variação da tensão de entrada, basta ajustar a largura de pulso de controle do transistor para compensar variações da tensão de entrada.

O cálculo da tensão de saída V_S , só foi possível porque foi adotado o pressuposto que a corrente de saída I_S possui valor tal, que a corrente de magnetização e desmagnetização utilizem todo o período de condução T, ou seja, estão continuamente circulando, o que possibilitou a relação da equação 05. Se a corrente de saída I_S diminui, de modo a tornar o valor I_{min} igual a zero, o circuito estará no limite entre o funcionamento no modo contínuo e modo descontínuo.

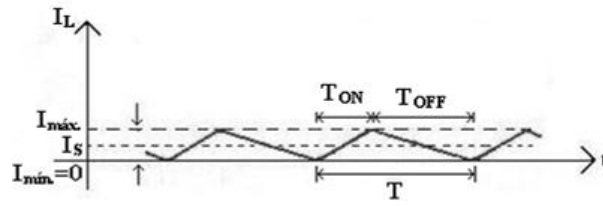


Figura 3 - Forma de onda da corrente do indutor no limite de modo contínuo de corrente

Como a corrente de magnetização máxima é igual a corrente $I_{máx.}$ e a corrente de desmagnetização mínima é igual a $I_{mín.}$, ocorrerá que $I_{Smin.}$ é igual a média entre $I_{máx.}$ e $I_{mín.}$. Como pode-se observar na Figura 3, no limite entre o modo contínuo de corrente, a corrente $I_{mín.}$ é igual a zero. Desta forma obtêm-se a equação 08.

$$I_{Smin.} = \frac{V_E \delta (1 - \delta)}{2Lf} \quad [Eq.08]$$

A equação 08 é o limite entre os dois modos de condução, contínuo e descontínuo. A equação 07 só será válida se a corrente de saída I_S for maior ou igual a corrente $I_{Smin.}$ dada pela equação 08. Quando as correntes de magnetização e desmagnetização não utilizam todo o período T de condução, ou seja, em algum momento do período de chaveamento a corrente de saída for igual a zero ou a corrente I_S venha a ser menor do que a corrente $I_{Smin.}$, o circuito irá conduzir no modo descontínuo, (ver Figura 4).

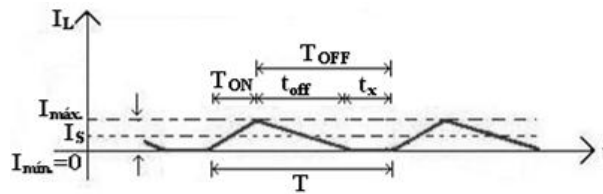


Figura 4 - Forma de onda da corrente do indutor no modo descontínuo de corrente

No modo de condução descontínua, a corrente I_S será nula durante o intervalo t_x onde:

$$t_{off} = T - T_{ON} - t_x \quad [Eq.09]$$

Utilizando as equações 03 e 04, e substituindo a equação 09 na equação 03, chega-se a equação 10 a partir da equação 05.

$$V_S = V_E \left(\frac{\delta}{1 - \frac{t_x}{T}} \right) \quad [Eq.10]$$

Como a corrente de entrada é equivalente a corrente de saída máxima multiplicada pela constante de modulação e considerando que toda a potência de entrada é transferida para a saída (POMILIO, 1998), obtêm-se a função transferência de conversão no modo descontínuo, como pode ser visto na equação 11.

$$V_S = \frac{V_E}{\left(1 + \frac{2LI_S}{V_E T \delta^2} \right)} \quad [Eq.11]$$

A partir da equação 11 defini-se o parâmetro k , onde k está relacionado com a descontinuidade.

$$k = \frac{LI_S}{V_E T} \quad [Eq.12]$$

Fazendo a equação 11 em função da equação 12, é possível definir a equação 13.

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2k} \quad [Eq.13]$$

Logo a equação 11, é a função transferência de conversão para o modo de condução descontínua, onde diferente da equação 07, agora a regulação da tensão de saída não depende somente da largura de pulso do PWM. No modo de condução descontínua a corrente saída irá influenciar na regulação da tensão de saída.

O modo de condução descontínuo não é muito utilizado na conversão direta porque o modo contínuo permite melhor desempenho, tal como baixa corrente de ondulação no capacitor e boa regulação contra variações de corrente de saída. No entanto, uma fonte projetada para funcionar no modo contínuo também funcionará no

modo descontinuo, a não ser que o circuito de controle seja apto a fornecer o todo o ganho de malha necessário para o funcionamento, sem que ocorram oscilações.

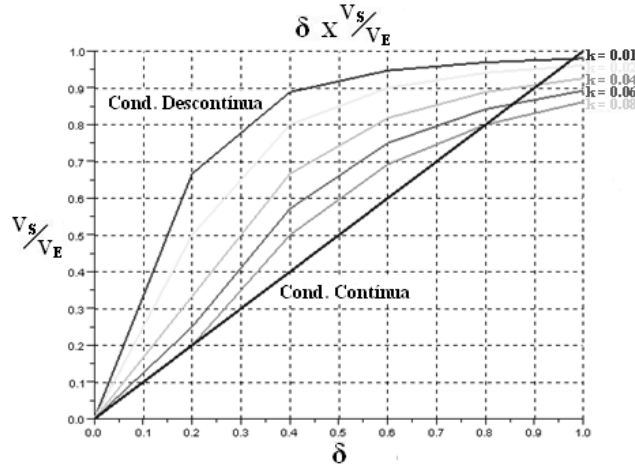


Figura 5 - Características de controle do conversor de tensão Buck no modo de condução contínua e descontinua

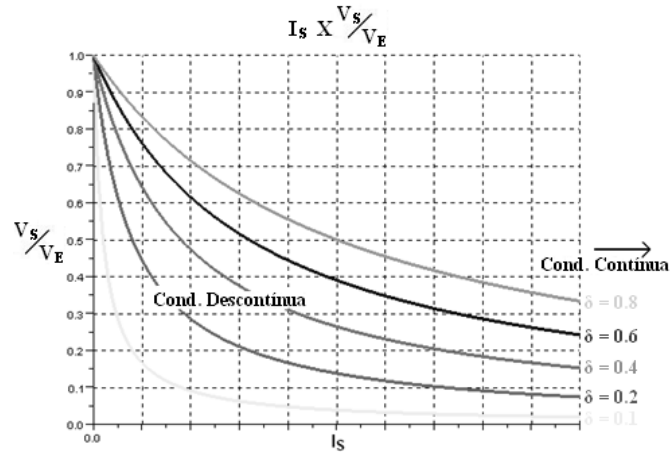


Figura 6 - Características de da tensão de saída do conversor Buck no modo de condução contínua e descontinua

Na Figura 5 tem-se que o gráfico azul mostra o comportamento do controle do circuito Buck quando operado no modo de condução contínua, onde, o mesmo se comporta de maneira linear. Já os outros gráficos não se comportam de maneira linear, isso devido ao fato do circuito está operando no modo de condução descontinua, tendo que o comportamento não linear muda para diferentes valores de k . A Figura 6 mostra o comportamento do circuito com a variação de corrente, isso para diversos valores de δ . Quando o controle opera no modo descontinuo a corrente de saída tem influência sobre a regulação da tensão de saída, porém, a partir de um determinado valor de I_s a tensão entra no modo de condução contínua, assim, a tensão de saída não varia mais para diferentes valores de I_s .

Através da equação 08 obtêm-se o valor do indutor que deverá ser usado segundo os parâmetros do circuito, logo:

$$L_{\text{mín.}} = \frac{V_{E\text{máx.}} \delta_{\text{mín.}} (1 - \delta_{\text{mín.}})}{2 I_{s\text{mín.}} f} \quad [\text{Eq.14}]$$

Como o capacitor elimina as componentes AC da tensão, logo o capacitor que fica em paralelo com a carga de saída tem como função diminuir ao máximo a ondulação (*ripple*) causada pela componente alternada da corrente de magnetização e desmagnetização do indutor. O nível de ondulação do capacitor é dado pela equação 15.

$$\Delta V_C = \frac{V_E \delta (1 - \delta)}{8 L C f^2} \quad [\text{Eq.15}]$$

O capacitor pode ser calculado em função de um determinado nível de ondulação ΔV_C , logo a equação 16 é dada por:

$$C \geq \frac{\delta_{\min}(1-\delta_{\min})V_{E\max.}}{8L\Delta V_C f^2} \quad [\text{Eq.16}]$$

Para obter níveis de ondulação baixos (da ordem de alguns milivolts), a melhor solução é utilizar vários capacitores em paralelo.

O diodo a ser escolhido deve ser do tipo Schottky, a tensão reversa do diodo a ser utilizado deve ser 20% acima do valor da tensão máxima de entrada, pois devido à baixa perda de condução, a eficiência da fonte aumenta. A corrente contínua máxima do diodo (I_D) deve ser, no mínimo, o dobro da corrente nominal da saída (I_S), aumentando o tempo de vida do componente e fazendo com que o tempo de recuperação especificado, e o que realmente acontece no circuito, sejam valores aproximadamente iguais. O tempo de recuperação deve ser pelo menos três vezes maior do que o tempo de subida (*rise time*) do transistor.

3.3 Realimentação por amostragem de tensão do Buck no modo contínuo

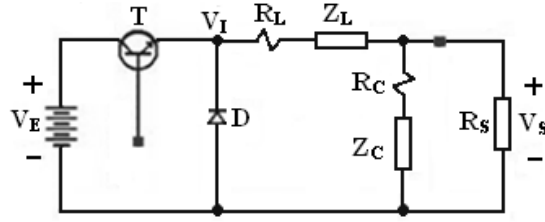


Figura 7 - Circuito elétrico para o controle por realimentação de tensão

A partir da análise do circuito da Figura 7, tem-se que, relacionando a resistência R_C em série com impedância Z_C do capacitor, tomando o resultado e fazendo o paralelo com a carga de saída R_S e aplicando o divisor de tensão sobre a carga resultante, obtêm-se a equação 17.

$$\frac{V_S}{V_E} = \delta \frac{SCR_C + 1}{S^2LC + SCR_x + 1} \quad [\text{Eq.17}]$$

$$R_x = R_L + R_C + \frac{1}{CR_S} \quad [\text{Eq.18}]$$

R_C é a resistência série do capacitor, R_L é a resistência série do indutor e R_S é a carga de saída. A partir da função de transferência da equação 17, obtêm-se um zero simples e um pólo quadrático. Analisando o zero simples da equação 17 chega-se a equação 19.

$$\omega_Z = \frac{1}{CR_C} \quad [\text{Eq.19}]$$

ω_Z é a frequência de corte do zero simples. Analisando o pólo quadrático da equação 17 tem-se:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [\text{Eq.20}]$$

$$\zeta = \frac{R_x}{2L\omega_n} \quad [\text{Eq.21}]$$

$$\omega_R = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad [\text{Eq.22}]$$

$$M_R = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \quad [\text{Eq.23}]$$

$$\phi_{\omega_R} = -\text{tg}^{-1} \left(\frac{\sqrt{1-2\zeta^2}}{\zeta} \right) \quad [\text{Eq.24}]$$

ω_n é a frequência natural de amortecimento, ζ é o coeficiente de amortecimento, ω_R é a frequência de ressonância, M_R é o pico de ressonância e ϕ_{ω_R} é o ângulo de fase na frequência de ressonância. Caso ζ seja maior que 0,707 não existirá frequência de ressonância, ou seja, para ter frequência de ressonância, o coeficiente de amortecimento tem que ser maior que zero e menor ou igual que 0,707. Obtendo o ganho e a fase da equação 17 tem-se:

$$H_{dB} = 20 \log|\delta| + 20 \log|1 + j\omega CR_C| - 10 \log \left[\left(\frac{2\zeta\omega}{\omega_n} \right)^2 + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \right)^2 \right] \quad [\text{Eq.25}]$$

$$\phi = \text{tg}^{-1}(C\omega R_C) - \text{tg}^{-1}\left(\frac{\frac{2\zeta\omega}{\omega_n}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}\right) \quad [\text{Eq.26}]$$

Um fator de amortecimento ζ menor que 0,3 produz um aumento de ganho perto da frequência de ressonância e uma variação abrupta de fase (ver Figura 8). Isso, normalmente, é difícil de ser compensado com zeros simples. O fator de amortecimento (ζ) ideal deve ter o valor $\zeta=1$, para que os dois pólos possam ser compensados por dois zeros simples implementados no amplificador de erro. Os efeitos da variação de R_x sobre o posicionamento dos pólos podem tornar o circuito difícil de ser compensado, para corrente de saída alta, pois ocasionam uma margem de fase menor do que os 90° esperados (MELLO, 1990).

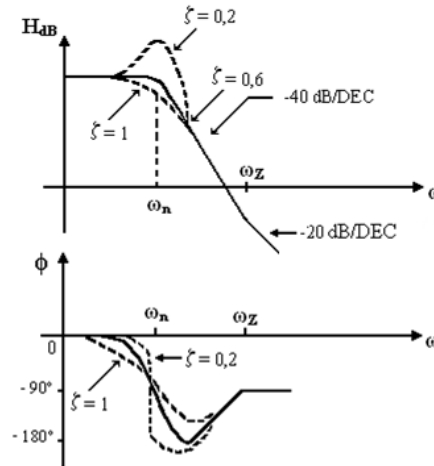


Figura 8 - Diagrama de Bode da equação 17

O projeto de um conversor Buck deve atender a dois requisitos básicos que são estabilidade e desempenho. A estabilidade é o fator fundamental, pois não se pode medir performance de um sistema instável (com tendências a oscilações ou oscilando) (TREVISIO, 2008). O conversor Buck é estável, entretanto, para obter boa performance, deve-se utilizar circuitos de compensação de frequência que, alterando a função de transferência do conversor, melhora a sua performance. O circuito de compensação de frequência é obtido aproveitando-se o amplificador de erro de forma a projetar as impedâncias Z_1 e Z_2 com o intuito de cancelar os o zero simples e o pólo quadrático da realimentação de tensão.

3.4 Realimentação por amostragem de tensão e corrente de saída do Buck no modo contínuo

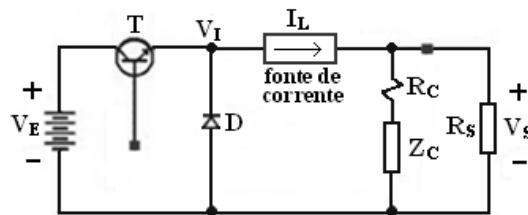


Figura 9 - Circuito elétrico equivalente para o controle por realimentação por tensão e corrente

A partir da análise do circuito da Figura 9, tem-se que, relacionando a resistência R_C em série com impedância Z_C do capacitor como foi feito anteriormente, pegando o resultado e calculando a queda de tensão em função da fonte de corrente, obtêm-se a equação 27.

$$\frac{V_S}{V_E} = \delta \frac{SCR_C + 1}{SCR_S + 1} \quad [\text{Eq.27}]$$

Analisando os pólos e zeros da função de transferência da equação 27, observa-se um zero simples e um pólo simples de onde se obtêm:

$$\omega_Z = \frac{1}{CR_C} \quad [\text{Eq.28}]$$

$$\omega_P = \frac{1}{CR_S} \quad [\text{Eq.29}]$$

ω_z e ω_p são as frequências de corte do zero e do pólo, respectivamente (ver Figura 10). Obtendo o ganho e a fase da equação 27 tem-se:

$$H_{dB} = 20 \log|\delta| + 20 \log|1 + j\omega CR_C| - 20 \log|1 + j\omega CR_S| \quad [\text{Eq.30}]$$

$$\phi = \text{tg}^{-1}(C\omega R_C) - \text{tg}^{-1}(C\omega R_S) \quad [\text{Eq.31}]$$

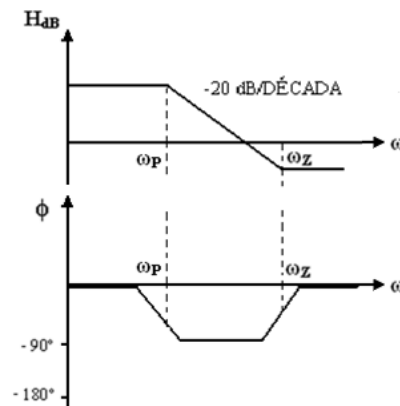


Figura 10 - Diagrama de Bode da equação 27

4 DISCUSSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir dos equacionamentos demonstrados para o conversor Buck, obtêm-se os parâmetros de cada componente do circuito. O controle do circuito pode ser escolhido e projetado de forma a deixar o sistema o mais estável possível. No nosso projeto, a tensão dos painéis fotovoltaicos que varia entre 15volts e 24volts será controlada de forma a se obter uma tensão de 12 volts na saída, com o menor nível de oscilação possível. Existem atualmente vários circuitos integrados dedicados “CIs”, que, devidamente projetados, fazem o controle de tensão e de corrente. Após analisar algumas características de vários CIs distintos que fazem o controle CC-CC, optou-se por utilizar o TPS54386PWP, produzido pela Texas Instruments. Esse CI possui uma chave interna, com frequência de chaveamento igual a 600KHz, e suporta uma faixa de tensão de entrada de 4.5volts à 28volts, podendo obter na saída uma faixa de tensão de 0.8volts à 90% da entrada, com uma corrente limite de 3A. Esse CI também utiliza realimentação por amostragem de tensão e corrente de saída. A energia obtida da conversão CC-CC será armazenada em baterias de chumbo ácido, pois, as baterias utilizadas em sistemas de conversão fotovoltaicas devem ser do tipo “descarga profunda” ou estacionárias, ou seja, podem ser descarregadas entre 20% e 80% de sua capacidade máxima e recarregadas novamente todos os dias, durando muitos anos, conforme especificação do fabricante.

REFERÊNCIAS

AHMED, A. **Eletrônica De Potência**. Editora Pearson Education do Brasil Ltda, 2002.

BOYLESTAD, R. L. **Introdução a Análise de Circuitos**. Editora Pretice-Hall do Brasil, 1997.

MELLO, L. F. P. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Editora Érica, 1990.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. Faculdade de engenharia elétrica e computação – Universidade Estadual de Campinas, 1998.

RASHID, M. **Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. Editora Makron Books, 1999.

SMITH, S. **Microeletrônica**. Editora Makron Books. 2000.

TREVISO, C. H. G. **Eletrônica de Potência**. Universidade Estadual de Londrina, 2008.