

7. MODELAGEM DE FONTES CHAVEADAS: MÉTODO DE INSPEÇÃO

A implementação de uma (ou mais) malhas de controle tem por objetivo garantir a precisão no ajuste da variável de saída, bem como a rápida correção de eventuais desvios provenientes de transitórios na alimentação ou mudanças na carga.

Embora o sistema a ser controlado seja obviamente não linear, o fato de a frequência de chaveamento ser muito maior que a frequência de corte dos filtros passa-baixas do sistema, torna razoável fazer o modelo do sistema considerando os valores médios das variáveis sujeitas ao chaveamento.

A ferramenta básica de projeto é, em geral, o diagrama de Bode (figura 7.1), usando-se os critérios de margem de fase e margem de ganho para estabelecer o compensador adequado. No entanto, qualquer outro método de análise, como o lugar das raízes ou o diagrama de Nyquist podem ser usados nos estudos de estabilidade e projeto de compensadores.

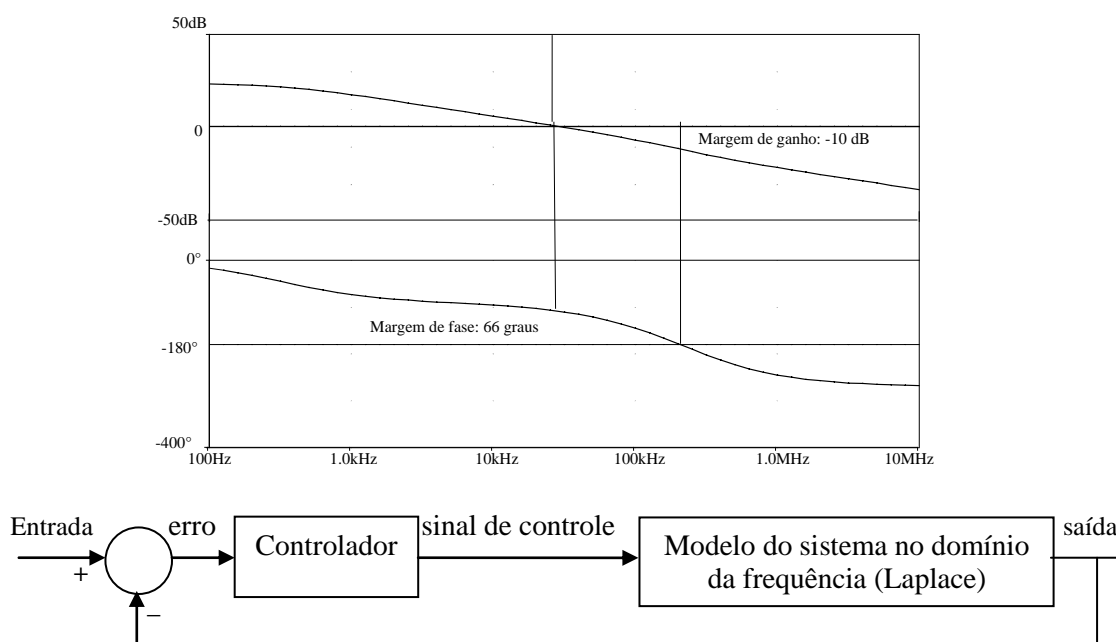


Figura 7.1 Diagrama de Bode indicando as margens de ganho e de fase e estrutura genérica de sistema.

A análise no domínio da frequência pressupõe a presença de um sinal senoidal na “entrada”, verificando-se o comportamento da saída, que é a variável realimentada.

O uso de realimentação negativa da variável controlada representa uma defasagem de 180°. Assim, a resposta do sistema não deve acrescentar defasagem de mais 180° nas frequências em que o ganho for maior que um (0 dB). A realimentação negativa adicionada a uma defasagem de 180° implica uma realimentação positiva, o que tipicamente conduz o sistema à instabilidade se o ganho for maior do que um.

A maneira usual de desenvolver a análise é buscar uma expressão para a relação entre a variável de saída e a variável de controle que, normalmente são, respectivamente, a tensão de saída e a tensão de controle (ou largura de pulso). Em termos do compensador a ser utilizado, existe uma variedade de alternativas, das quais serão apresentadas algumas a título de ilustração.

A tensão de controle é aquela que determina o ciclo de trabalho da fonte, sendo fornecida pelo compensador, a partir do erro existente entre a referência e a saída.

O compensador deve ter como característica, além de assegurar a estabilidade do sistema, um ganho que se reduza com o aumento da frequência, de modo que o chaveamento do circuito de potência não seja sentido na malha de controle. Outra implementação interessante é de um ganho infinito para frequência zero, o que garante um erro de regime nulo, ou seja, a tensão de saída é igual à referência. Adicionalmente, o aumento da banda passante, ou seja, o aumento da frequência de corte (ganho unitário) é interessante uma vez que melhora a resposta dinâmica do sistema, permitindo compensar com maior rapidez as perturbações.

É preciso, a priori, saber para qual modo de operação o modelo será desenvolvido (Modo de Condução Contínua - MCC ou Modo de Condução Descontínua - MCD), pois é mais conveniente desenvolver um modelo para cada modo.

No MCC a corrente nos indutores e a tensão nos capacitores devem, em princípio, ser consideradas variáveis de estado. Assim, os conversores básicos (com um indutor e um capacitor) apresentam, mesmo sem atuação do controlador, um comportamento dinâmico de segunda ordem.

No MCD observa-se uma mudança no comportamento dinâmico do conversor. Embora o sistema continue sendo de segunda ordem, um dos polos desloca-se para frequências muito elevadas, o que resulta em um comportamento que pode ser bem modelado apenas como um sistema de primeira ordem. A modelagem, neste caso, normalmente é feita representando o indutor como uma fonte de corrente e a tensão no capacitor sendo a única variável considerada.

A figura 7.2 mostra um resultado de um conversor abaixador de tensão que opera, inicialmente, no MCC. Note que o sistema responde (mesmo sem ação de controle) com comportamento oscilatório, típico de um sistema de segunda ordem. Em 10 ms há um aumento na largura de pulso e o circuito continua no MCC. Em 20 ms se dá uma redução na corrente de saída (aumento na resistência de carga), o que leva o circuito ao MCD. Observe que o sistema passa a ter um comportamento de primeira ordem.

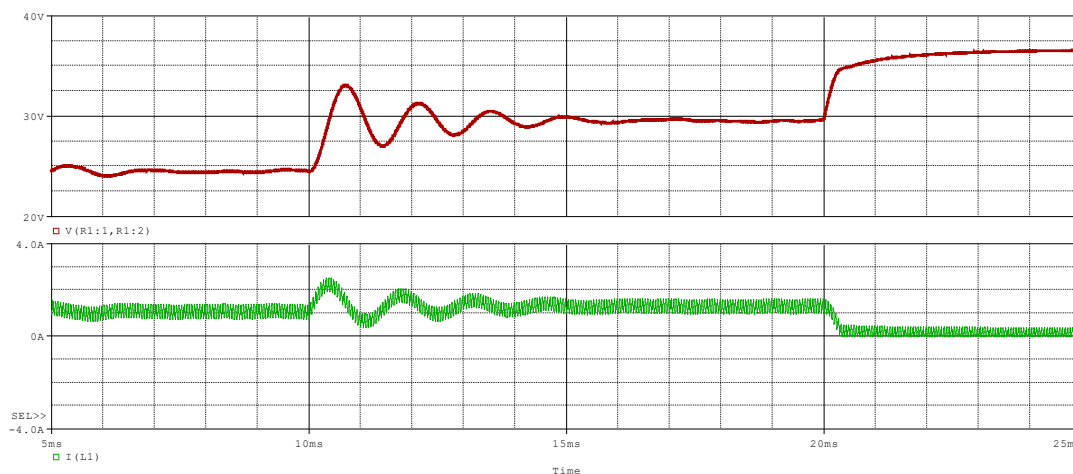


Figura 7.2 Comportamento típico de tensão no capacitor (traço superior) e corrente no indutor (traço inferior) em conversor abaixador de tensão nos modos MCC e MCD. ($f_{\text{chav}}=20$ kHz, $L=1$ mH, $C=50$ uF, $V_i=50$ V, $\delta=50\% \rightarrow 60\%$ em 10 ms)

No caso dos conversores Ćuk , SEPIC e zeta, é preciso considerar a questão da descontinuidade com mais cuidado, pois a corrente dos indutores não se anula. Além disso, por haver dois indutores e dois capacitores, o sistema pode se comportar como de quarta ordem.

Embora pouco comum, é possível também que se dê uma descontinuidade da tensão, o que pode ocorrer se a capacitância tiver valor muito reduzido e se descarregar plenamente. Este modo descontínuo exige uma modelagem distinta da anterior.

7.1 Conversor tipo "buck-boost" no modo tensão (condução descontínua)

Procura-se a relação entre a tensão de saída e a tensão de controle (que é proporcional à largura de pulso) $v_o(s)/v_c(s)$ para, conhecendo-a, determinar o compensador que garanta a estabilidade do sistema. O circuito em análise opera no modo descontínuo. Na figura 7.3 tem-se a forma de onda da corrente de entrada, que é a própria corrente do transistor. A figura 7.4 mostra a topologia com o sistema de controle.

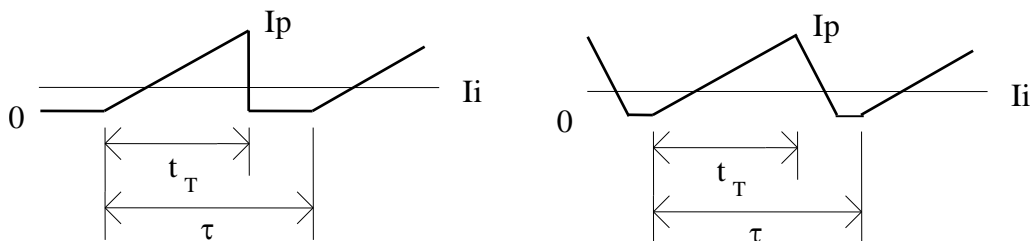


Figura 7.3 Forma de onda da corrente de entrada (transistor e fonte) e no indutor.

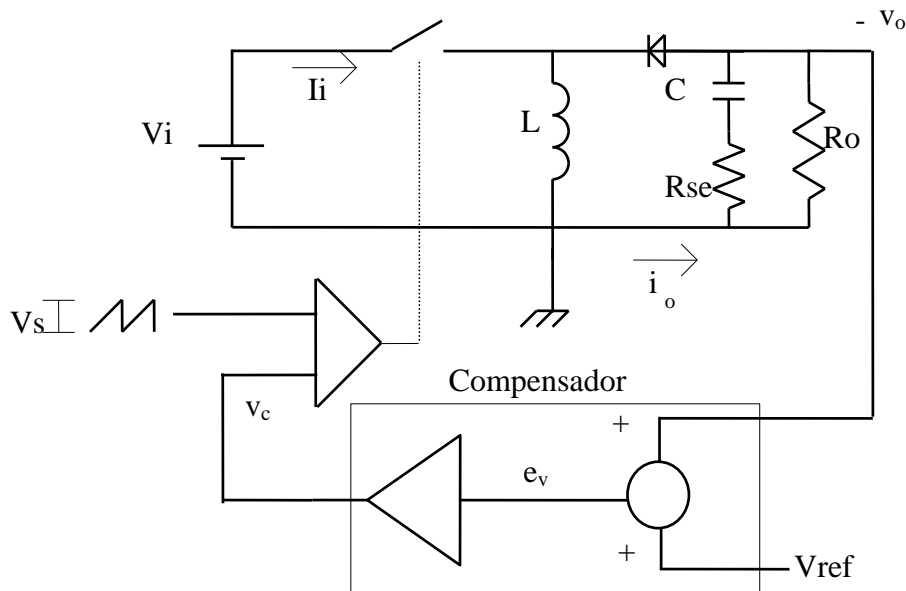


Figura 7.4 Conversor "buck-boost" controlado no modo tensão.

$$I_p = \frac{V_i \cdot t_T}{L} \tag{7.1}$$

$$I_i = \frac{V_i \cdot t_T^2}{2 \cdot L \cdot \tau} \tag{7.2}$$

$$P_i = V_i \cdot I_i = \frac{V_i^2 \cdot t_T^2}{2 \cdot L \cdot \tau} \tag{7.3}$$

Considerando um rendimento de 100%:

$$P_o = R_o \cdot i_o^2 = P_i \tag{7.4}$$

O ciclo de trabalho é determinado pela relação entre a tensão de controle, v_c , e a amplitude da onda dente de serra (V_s).

$$\frac{t_T}{\tau} = \delta = \frac{v_c}{V_s} \quad (7.5)$$

$$i_o^2 = \frac{V_i^2 \cdot t_T^2}{2 \cdot L \cdot R_o \cdot \tau} \rightarrow i_o = \frac{V_i}{\sqrt{2 \cdot L \cdot R_o \cdot f}} \cdot \frac{v_c}{V_s} \quad (7.6)$$

Seja:

$$A = \frac{V_i}{\sqrt{2 \cdot L \cdot R_o \cdot f}} \quad (7.7)$$

Desprezando a resistência série equivalente do capacitor de saída, o circuito de saída pode ser representado como na figura 7.5:

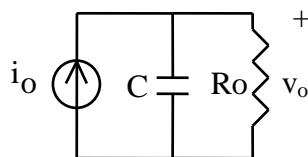


Figura 7.5 Circuito equivalente da saída, desprezando R_{se} .

$$i_o = C \cdot \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} \quad (7.8)$$

$$\frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{C \cdot R_o} = \frac{A}{C} \cdot \frac{v_c}{V_s} \quad (7.9)$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$s \cdot \mathcal{V}'_o(s) + \frac{\mathcal{V}'_o(s)}{R_o \cdot C} = \frac{A}{C \cdot V_s} \cdot \mathcal{V}'_c(s) \quad (7.10)$$

A função de transferência é:

$$G(s) = \frac{\mathcal{V}'_o(s)}{\mathcal{V}'_c(s)} = \frac{V_i}{\sqrt{2 \cdot L}} \cdot \frac{1}{V_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_o \cdot \tau} (1 + s \cdot R_o \cdot C)} \quad (7.11)$$

Da função de transferência tem-se que:

- é um sistema de primeira ordem;
- ganho estático (ou seja, quando s tende a zero) depende da carga.

Considerando a resistência série equivalente do capacitor e que $R_{se} \ll R_o$, introduz-se um zero na função de transferência $G(s)$.

$$G(s) = \frac{V_i}{\sqrt{\frac{2 \cdot L}{R_o \cdot \tau}}} \cdot \frac{1}{V_s} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_{se} \cdot C)}{(1 + s \cdot R_o \cdot C)} \quad (7.12)$$

A presença da resistência série do capacitor impõe uma limitação para a redução do ganho com o aumento da frequência, o que implica na presença, no sinal realimentado, de uma componente de tensão na frequência do chaveamento. Como o modelo é desenvolvido para o valor médio das variáveis, ele não é capaz de reproduzir corretamente o comportamento dinâmico em frequências elevadas. Para impedir que o sinal realimentado seja contaminado pelo chaveamento, a realimentação ou o próprio controlador deve prover a devida atenuação.

Os diagramas mostrados na figura 7.6 indicam a resposta do circuito. Sem a presença da resistência série do capacitor a amplitude é sempre decrescente com o aumento da frequência, enquanto a fase se mantém em -90 graus. Considerando-se a presença de R_{se} e, portanto, de um zero na função de transferência, o ganho deixa de decrescer com o aumento da frequência e a defasagem vai a -90 graus, mas retorna para zero.

Dada a dependência da carga, os diagramas devem ser analisados para as condições extremas de R_o , fazendo-se o projeto em função do pior caso.

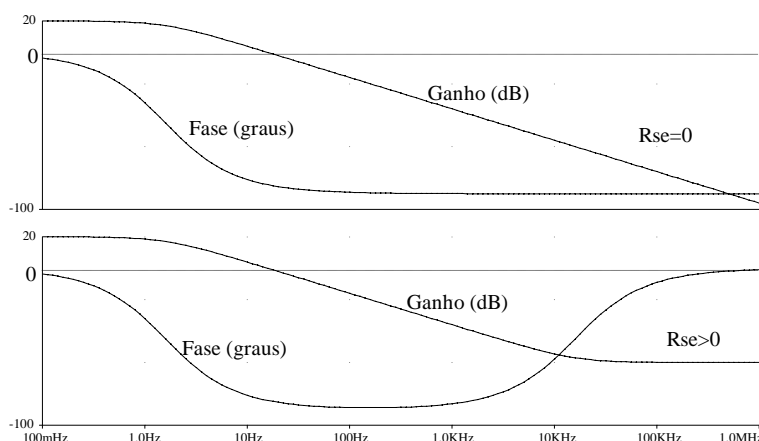


Figura 7.6 Diagramas de Bode do “buck-boost”, no modo descontínuo, para $R_{se}=0$ e $R_{se}>0$.

7.1.1 O compensador

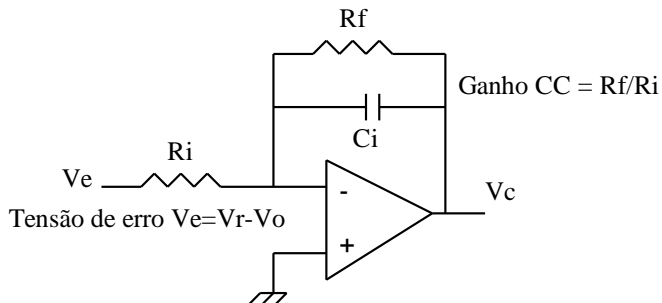
Considerando os diagramas de Bode apresentados anteriormente, fazendo uso de realimentação negativa e de algum elemento integrador, dependendo da frequência dos polos e zeros da função de transferência, a máxima defasagem poderá se aproximar de 180° , produzindo uma margem de fase muito pequena, que resultaria em uma resposta oscilatória, com pouco amortecimento. Quanto ao ganho, deve-se buscar elevar o ganho CC a fim de reduzir o erro estático, além disso, para frequências elevadas, deve-se garantir um ganho decrescente para minimizar a realimentação da ondulação da tensão de saída.

A frequência de cruzamento (ganho 0 dB), em malha fechada, deve ser ajustada até no máximo, cerca de $1/5$ da frequência de chaveamento.

Um possível compensador é mostrado na figura 7.7, o qual tem uma característica de filtro passa-baixas, tendo o ganho CC ajustado pelas resistências. Sua frequência de corte é dada por: $\omega_{pa}=1/R_f C_i$. O não uso de um integrador analógico ideal se deve quase certa deriva provocada pelas correntes de deriva do operacional. A maneira de evitar esse efeito é limitar o ganho a um

valor alto o suficiente para garantir um erro muito baixo, sem correr o risco de saturar o operacional por conta do *off-set* na entrada.

Para evitar que a margem de fase se estreite muito (o que levaria a uma resposta sub-amortecida), a frequência de corte do compensador deve ser colocada próxima à frequência determinada pelo zero da função de transferência.



$$G(s) = \frac{v_c(s)}{v_e(s)} = \frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{1}{1+s \cdot R_f \cdot C_i}$$

Figura 7.7 Compensador para “buck-boost” no modo descontínuo e sua função de transferência.

Mostram-se a seguir os diagramas relativos a dois compensadores diferentes. Na figura 7.8 tem-se a frequência de corte do filtro alocada em um valor bem abaixo (2 décadas) da frequência determinada por R_{se} e pela capacitância. Note-se a estreita margem de fase (30°). No segundo caso (figura 7.9) a frequência do filtro foi alocada para a frequência relativa ao zero da função de transferência. Observa-se claramente a melhoria na margem de fase (90°), a expansão da faixa de passagem para 580 Hz (contra 175 Hz do caso anterior), mantendo-se o ganho CC (41 dB) e a atenuação para frequências crescentes.

Os valores usados na simulação são: $V_i=100$ V; $V_s=10$ V; $R_{se}=0,1$ Ω ; $C_i=3$ μ F ou 30 nF; $R_i=20$ Ω ; $R_f=100$ Ω ; $R_o=100$ Ω ; $\tau=50$ μ s; $L=500$ μ H.

A figura 7.10 mostra as respostas no tempo a um degrau na referência, sendo claro o efeito subamortecido do primeiro ajuste, e a resposta rápida e não oscilatória do segundo caso. O pequeno erro CC é devido ao fato do compensador ter um ganho limitado em baixas frequências.

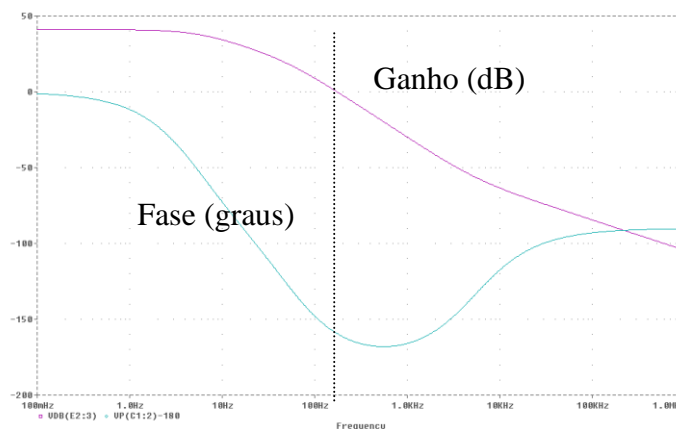


Figura 7.8 Resposta de “buck-boost”, em malha aberta, realimentado com frequência de corte do compensador muito baixa.

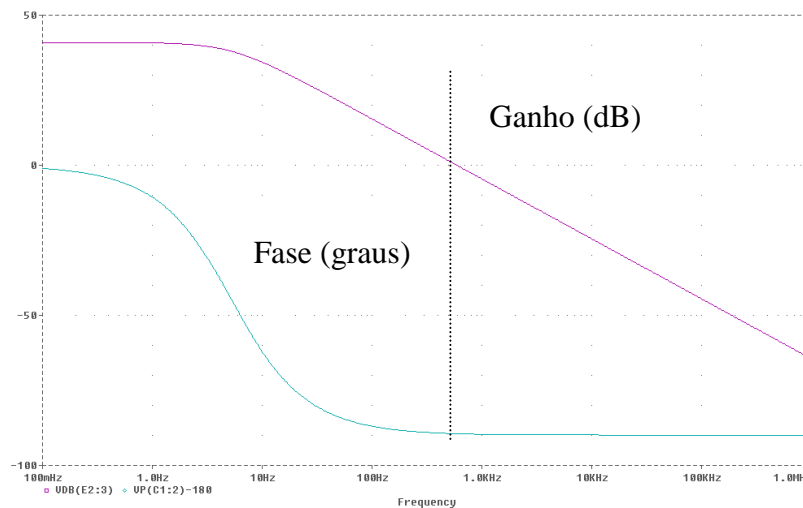


Figura 7.9 Resposta de “buck-boost”, em malha aberta, com frequência de corte do compensador igual à frequência do zero ($R_{se} \cdot C$).

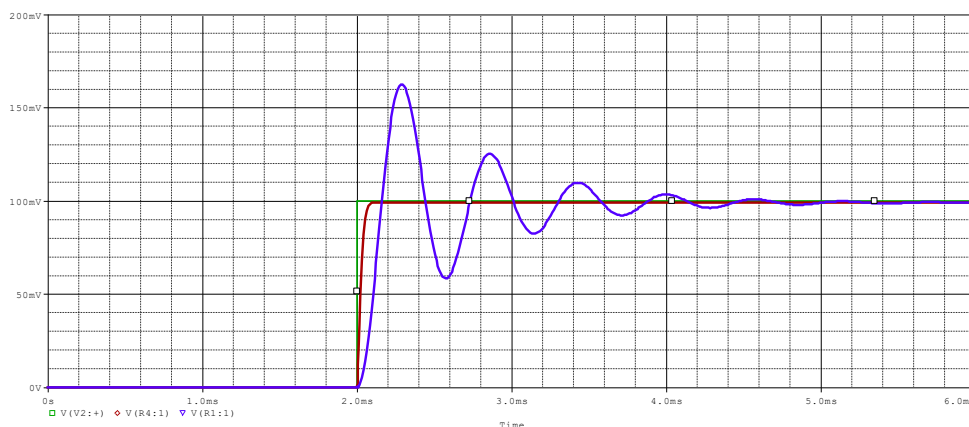


Figura 7.10 Resposta no tempo de “buck-boost”, em malha fechada, para ambos ajustes do compensador.

7.2 Conversor “buck-boost” no modo de condução contínua

A operação de um conversor tipo abaixador-elevador no modo de condução contínua apresenta uma importante dificuldade do ponto de vista do controle em malha fechada em virtude da existência de um zero da função de transferência no semiplano direito (RHP). Os diagramas de Bode da função de transferência (7.13) são mostrados na figura 7.11.

A função de transferência para pequenas perturbações em torno do ponto de operação é mostrada a seguir. D é a largura de pulso, indicando que a posição de polos e zero se alteram com o ponto de trabalho.

$$\frac{\mathcal{V}_o(s)}{d(s)} = \frac{V_i}{(1-D)^2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{D}{(1-D)^2} \cdot \frac{s \cdot L}{R_o}\right)}{1 + \frac{s \cdot L}{R_o} \cdot \left(\frac{1}{1-D}\right)^2 + s^2 \cdot L \cdot C \cdot \left(\frac{1}{1-D}\right)^2} \tag{7.13}$$

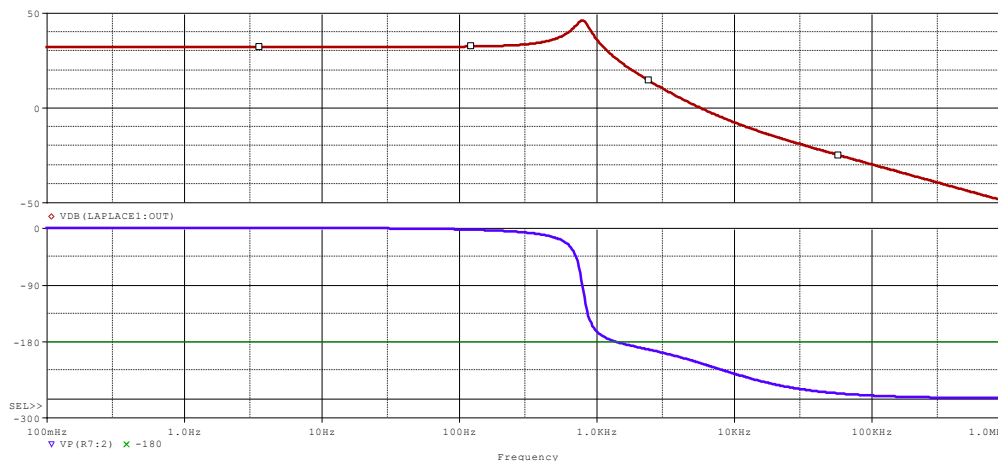


Figura 7.11 Diagramas de Bode do conversor abaixador-elevador de tensão no modo de condução contínua. Parâmetros: $V_i=10\text{ V}$, $L=100\text{ }\mu\text{H}$, $C=100\text{ }\mu\text{F}$, $R_o=10\text{ ohms}$, $D=0,5$.

Um zero no RHP provoca, sobre o ganho, uma variação de $+20\text{ dB/dec}$ (como um polo no semiplano esquerdo). No entanto, produz uma defasagem de -90° , como se vê na figura 7.12.

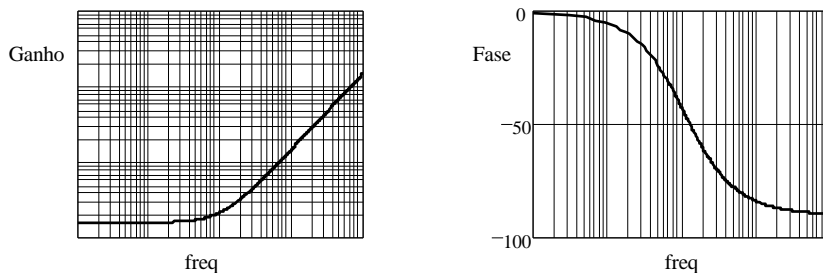


Figura 7.12 Resposta em frequência de um zero no semiplano direito.

Isto o torna muito difícil de compensar, uma vez que se tentamos compensar o ganho crescente (pelo uso de um filtro passa baixas, por exemplo), a defasagem tende a 180° , reduzindo drasticamente a margem de fase. Ao se tentar compensar a fase, o ganho se torna crescente à medida que se eleva a frequência, impedindo a atenuação do sinal determinado pelo chaveamento do conversor. A única alternativa simples é reduzir o ganho, o que traz a frequência de cruzamento (*cross-over*, 0 dB) para valores muito baixos, tornando extremamente pobre a resposta do sistema às perturbações.

Além das dificuldades de compensação já comentadas, outro problema é que a frequência do zero no RHP varia com o ponto de operação (R_o ou V_o que alteram a largura de pulso, D), tornando ainda mais difícil a determinação de um compensador. Esta frequência é dada pela expressão a seguir:

$$\omega_z(\text{RHP}) = \frac{R_o \cdot (1 - D)^2}{L \cdot D} \tag{7.14}$$

A manifestação desta característica do conversor *fly-back* no modo contínuo pode ser visualizada considerando o comportamento do sistema (supondo malha fechada), como mostrado na figura 7.13.

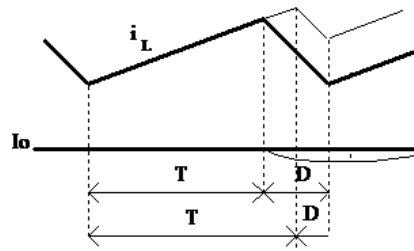


Figura 7.13 Efeito de variação de carga sobre o ciclo de trabalho em malha fechada.

Na ocorrência de um aumento em degrau na carga (o que provoca uma redução na tensão de saída, devido às perdas do circuito e à regulação do transformador), o amplificador de erro produz um aumento no ciclo de trabalho do conversor, buscando elevar a tensão de saída. No entanto, um maior ciclo de trabalho implica em um menor intervalo de tempo em que ocorre a condução do diodo de saída, intervalo este no qual ocorre a transferência de energia para a saída.

Ora, se o crescimento da corrente média pelo indutor demora alguns ciclos para se estabilizar, a redução do intervalo de condução do diodo é instantânea a partir da mudança no ciclo de trabalho. Assim, o primeiro efeito que se observa sobre a carga é, na verdade, uma redução maior na tensão, causada pela diminuição na corrente de saída. Isto continua até que a corrente pelo indutor cresça para o novo e adequado valor.

7.3 Conversor tipo abaixador de tensão (forward)

Estes conversores são aqueles que possuem um filtro de segunda ordem na saída, como o abaixador de tensão, *forward*, *push-pull* ou os conversores em ponte. A figura 7.14 mostra uma topologia típica com controle de tensão. O filtro LC produz a mais baixa frequência de corte do sistema e significa um polo duplo (-40 dB/dec e defasagem de -180°). O capacitor e sua resistência série representam um zero (+20 dB/dec e defasagem de +90°).

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \tag{7.15}$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_{se}} \tag{7.16}$$

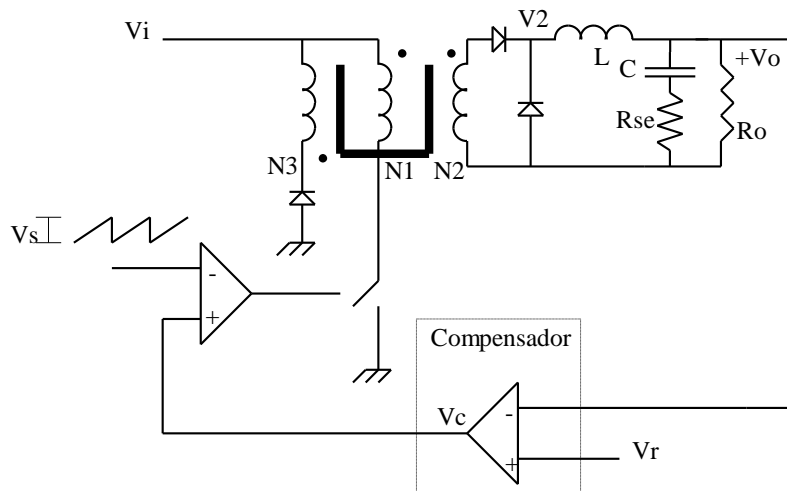


Figura 7.14. Conversor “forward” com controle de tensão.

A tensão no secundário, no MCC, é dada por:

$$V_2 = V_i \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \delta = \frac{V_i \cdot N_2 \cdot V_c}{N_1 \cdot V_s} \quad (7.17)$$

$$\frac{V_2}{V_c} = \frac{V_i \cdot N_2}{V_s \cdot N_1} \quad (7.18)$$

O transformador é representado apenas com um ganho de tensão, sem qualquer comportamento dinâmico. A relação entre a tensão no secundário e a tensão de saída é dada pela resposta do filtro de segunda ordem da saída. Desconsiderando o efeito de R_{se} e da resistência da carga (pior caso em termos de amortecimento) tem-se:

$$\frac{V_o}{V_2} = \frac{1}{1 + s^2 \cdot L \cdot C} \quad (7.19)$$

A função de transferência é:

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_i \cdot N_2}{V_s \cdot N_1 \cdot (1 + s^2 / \omega_o^2)} \quad (7.20)$$

Quando se considera R_{se} , adiciona-se um zero à função:

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_i \cdot N_2 \cdot (1 + s / \omega_z)}{V_s \cdot N_1 \cdot (1 + s^2 / \omega_o^2)} \quad (7.21)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{se} \cdot C} \quad (7.22)$$

Os diagramas mostrados na figura 7.15 ilustram a resposta do filtro de segunda ordem para diferentes resistências de carga. À medida que aumenta a resistência, o ganho na frequência de ressonância se eleva e a mudança de fase se torna mais abrupta, o que indica menor amortecimento.

Nos diagramas da figura 7.16 tem-se o efeito da presença de R_{se} associado ao capacitor, introduzindo o zero na função, o que faz com que a atenuação passe a ser de 20 dB/dec, e a defasagem se reduz para 90° em altas frequências.

Em ambos os casos a defasagem produzida apenas pelo filtro de saída já é de 180°, o que significa que se deve ter muito cuidado na escolha do compensador, o qual deve garantir uma melhora na margem de fase.

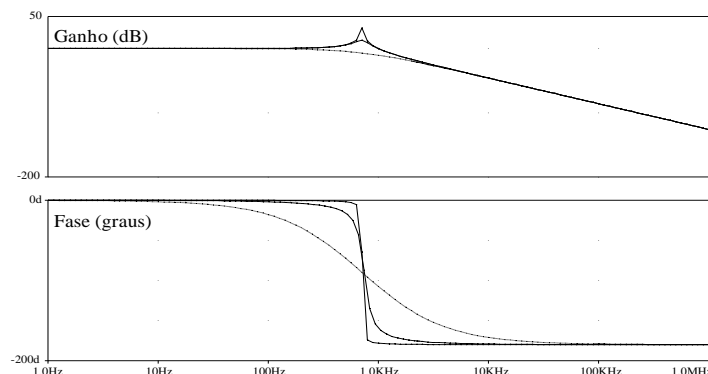


Figura 7.15 Resposta de filtro de segunda ordem, para diferentes resistências de carga.

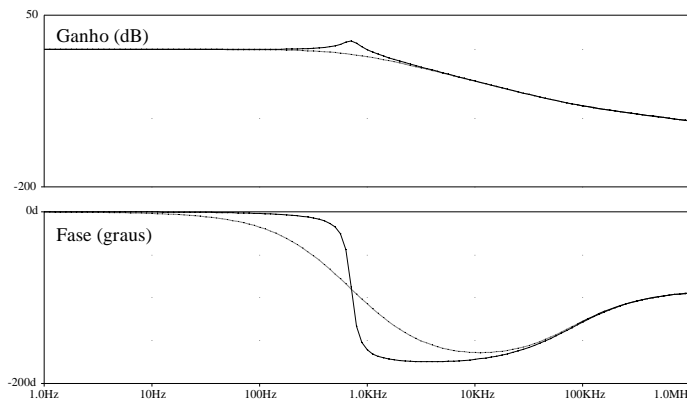


Figura 7.16 Resposta de filtro de segunda ordem, considerando Rse, para diferentes cargas.

7.3.1 O compensador

O compensador mostrado na figura 7.17 tem como principal característica oferecer uma defasagem positiva (avanço de fase), o que permite uma melhoria na margem de fase.

Sua função de transferência é dada por:

$$\frac{v_c(s)}{v_e(s)} = \frac{(1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot s) \cdot (1 + C_f \cdot R_{fz} \cdot s)}{s \cdot C_f \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot \left(1 + s \cdot C_i \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right)} \tag{7.23}$$

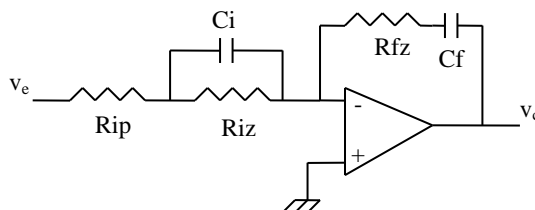


Figura 7.17 Compensador com dois polos e dois zeros.

Pela função de transferência do circuito indicado, observa-se a presença de dois polos e dois zeros, nas seguintes frequências:

$$\begin{aligned} \omega_{p1} &= 0 \\ \omega_{p2} &= \frac{R_{ip} + R_{iz}}{C_i \cdot R_{ip} \cdot R_{iz}} \\ \omega_{z1} &= \frac{1}{C_i \cdot R_{iz}} \\ \omega_{z2} &= \frac{1}{C_f \cdot R_{fz}} \end{aligned} \tag{7.24}$$

Usualmente $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_o$ e $\omega_{p2} = 5\omega_o < \omega_z$.

A característica do integrador ideal faz com que o ganho CC seja, teoricamente, infinito, levando a um erro de regime nulo. O avanço de fase provoca uma melhoria na margem de fase. Para frequências elevadas o compensador apresenta um ganho limitado, mas, a redução é garantida, em malha fechada, pelo filtro de saída. O diagrama de Bode deste compensador é mostrado na figura 7.18. Note que o ganho não se reduz com o aumento da frequência, sendo dado pela relação

das resistências. Mas o efeito mais importante é o de ter-se uma defasagem positiva, o que permitirá a melhoria da margem de fase do sistema.

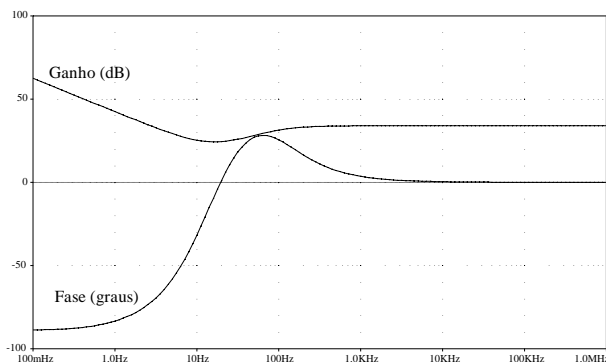


Figura 7.18 Resposta em frequência do compensador.

Isto pode ser observado nos diagramas da figura 7.19, quando se obtém uma margem de fase de 31° , numa frequência de *cross-over* de 97 Hz. O ganho decrescente para altas frequências é atingido pelo efeito do próprio filtro de saída.

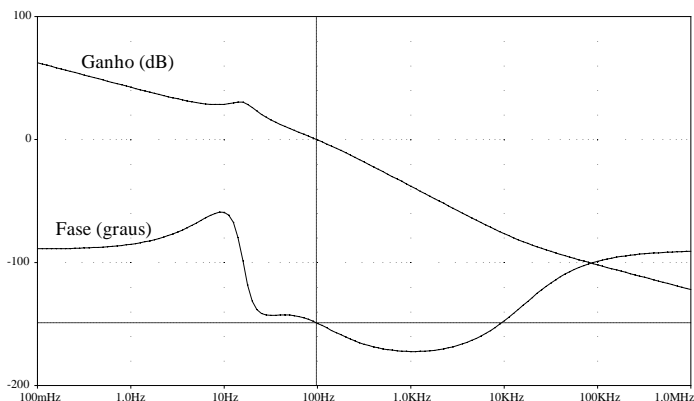


Figura 7.19 Resposta em frequência do circuito completo.

7.4 *Conversor boost*

Embora com função de transferência distinta, o conversor *boost* apresenta comportamento semelhante ao do conversor “fly-back”, ou seja, no modo contínuo possui um zero no semiplano direito. A figura 7.20 mostra os diagramas de Bode. A função de transferência entre a tensão de saída e a tensão de controle, no modo contínuo, é dada por:

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_i}{(1-D)^2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{(1-D)^2} \cdot \frac{s \cdot L}{R_o}\right)}{1 + \frac{s \cdot L}{R_o} \cdot \left(\frac{1}{1-D}\right)^2 + s^2 \cdot L \cdot C \cdot \left(\frac{1}{1-D}\right)^2} \quad (7.25)$$

No modo descontínuo não existe o zero no RHP e a função de transferência é:

$$G(s) = \frac{v_o(s)}{v_c(s)} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot R_o \cdot \tau}{L} \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_o}\right)} \cdot \frac{1}{\left(2 - \frac{V_i}{V_o}\right) + \left(1 - \frac{V_i}{V_o}\right) \cdot s \cdot C \cdot R_o} \tag{7.26}$$

Os diagramas de Bode, para o modo descontínuo, estão mostrados na figura 7.21.

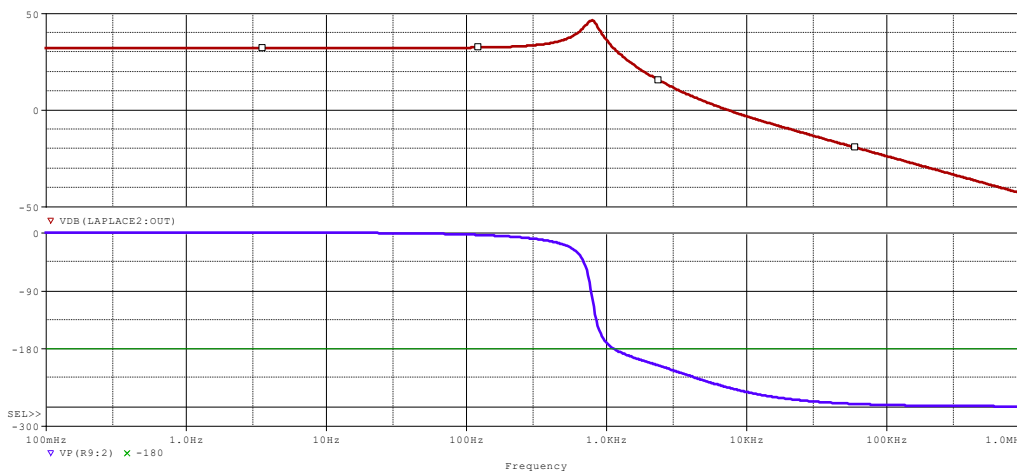


Figura 7.20 Diagramas de Bode do conversor elevador de tensão no modo de condução contínua. Parâmetros: $V_i=10$ V, $L=100$ uH, $C=100$ uF, $R_o=10$ ohms, $D=0,5$.

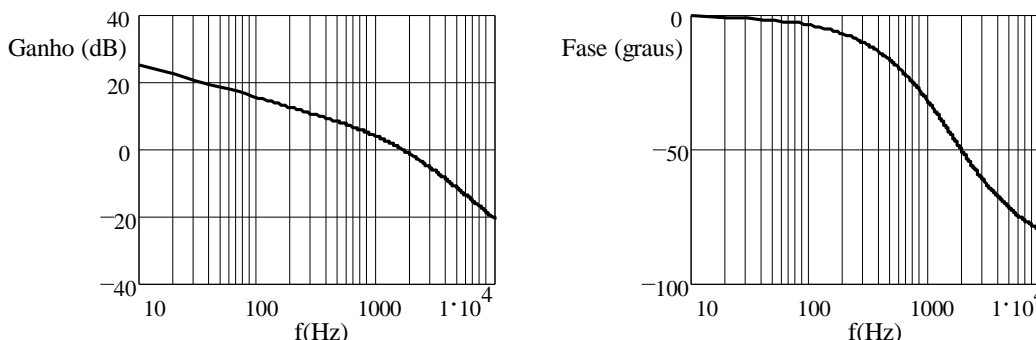


Figura 7.21 Resposta em frequência de conversor *boost* no modo descontínuo, em malha aberta.

7.5 Controle *feed-forward*

Como se pode apreender das expressões das funções de transferência apresentadas, se ocorre uma mudança na tensão de entrada, produz-se um erro na saída, o qual, eventualmente, é corrigido pela realimentação. Isto significa um desempenho dinâmico lento, especialmente por causa da elevada constante de tempo dos filtros de saída.

Se o ciclo de trabalho puder ser ajustado diretamente para acomodar a alteração na tensão de entrada, então a saída poderá nem sentir que ocorreu alguma mudança.

Isto pode ser obtido fornecendo um sinal da tensão de entrada para o circuito que produz o sinal MLP, mais especificamente, ao gerador de rampa, o qual deve ter sua amplitude variável em função da tensão de entrada, como mostrado na figura 7.22.

Nota-se que a um aumento da tensão de entrada eleva-se o valor de pico da onda dente de serra, provocando, para uma mesma referência, uma redução no ciclo de trabalho, levando a uma estabilização da tensão de saída, desde que o ganho que realiza o aumento da amplitude da rampa esteja corretamente dimensionado.

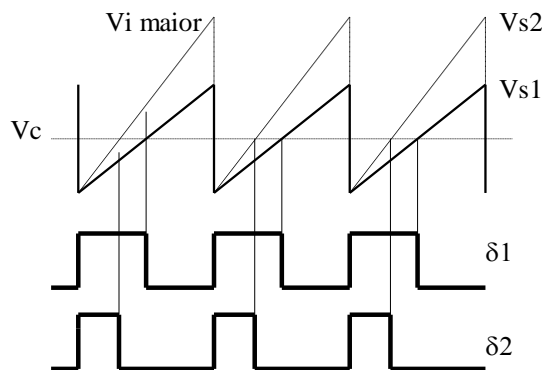


Figura 7.22 Variação na amplitude da onda dente de serra e no ciclo de trabalho com controle *feed-forward*.

O uso desta técnica em fontes tipo abaixador de tensão e *fly-back* (modo descontínuo) tem excelente resultado. Já sua aplicação em conversores tipo *push-pull*, necessita de atenção para evitar a saturação do transformador, o que poderia ocorrer caso a forma de onda deixasse de ser simétrica.

7.6 Controle no modo corrente

O controle MLP da tensão de saída está mostrado na figura 7.23. Neste caso, a tensão de controle, obtida a partir do erro de tensão e do compensador, determina a largura do pulso pela comparação com uma onda dente de serra de frequência fixa.

Este controle da chave de potência determina por quanto tempo se aplica tensão sobre o indutor e, assim, sua corrente.

Em termos de modelagem dinâmica, ao se fazer o controle da corrente, tem-se uma redução na ordem do sistema (a exemplo do que ocorre no MCD). No entanto, para os conversores *boost* e *buck-boost* mantém-se o comportamento de fase não mínima.

No controle no modo corrente, uma malha adicional de corrente é usada como mostra a figura 7.24, para um conversor abaixador de tensão. Neste caso, a referência de corrente (I_r) determina diretamente a corrente do indutor (seu valor médio) e, conseqüentemente, a tensão de saída.

Existem diferentes tipos de controle no modo corrente:

- corrente média;
- histerese;
- tempo ligado ou desligado constante;
- frequência constante com acionamento sincronizado.

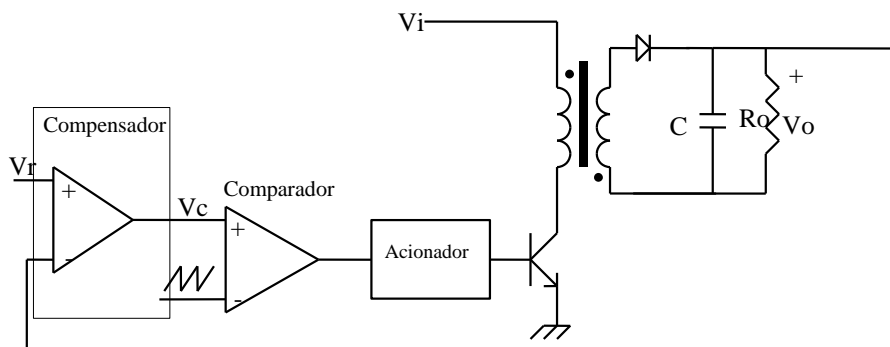


Figura 7.23 Esquema básico de controle no modo tensão (exemplo de circuito “fly-back”).

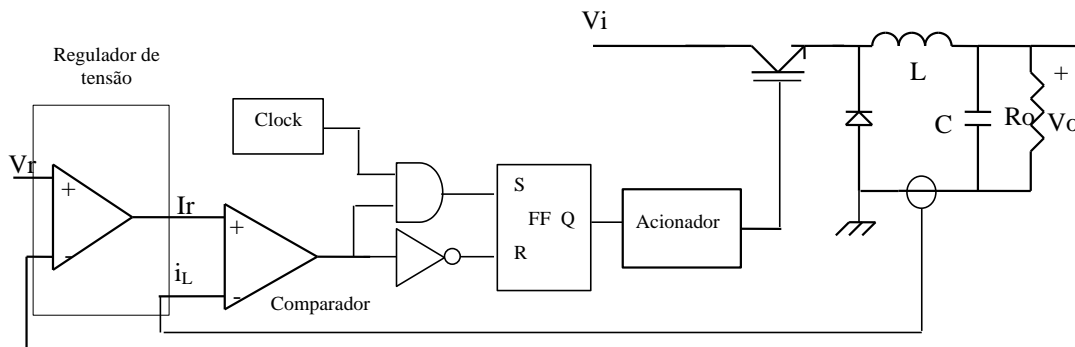


Figura 7.24 Controle de corrente em conversor abaixador de tensão.

Em todas estas alternativas, ou a corrente do indutor, ou a corrente pela chave de potência (a qual é proporcional à corrente do indutor) é medida e comparada com a tensão de controle. A figura 7.25 mostra as diferentes técnicas.

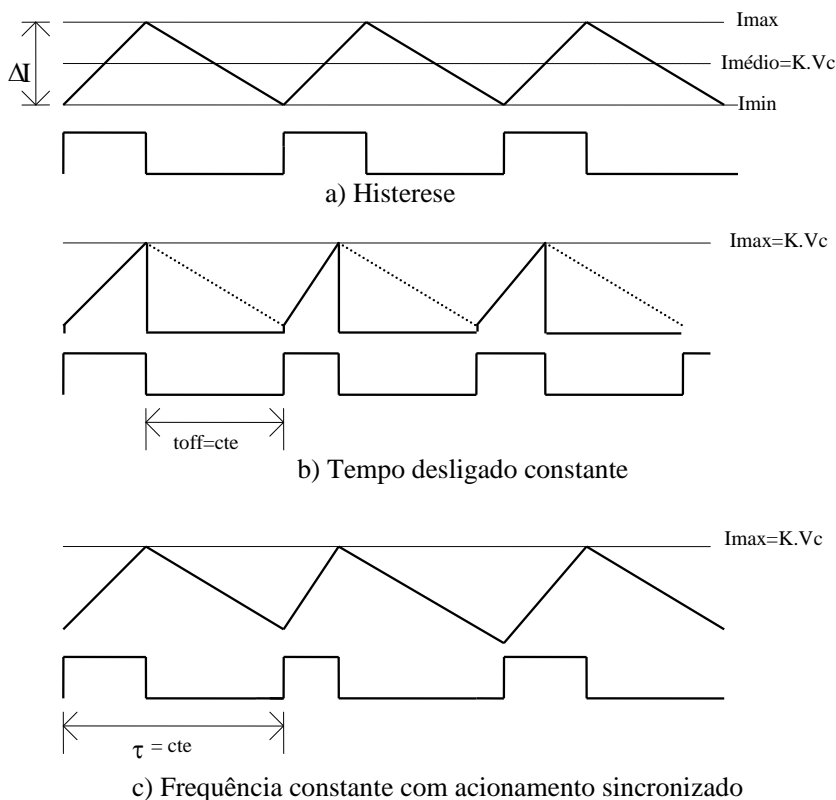


Figura 7.25 Técnicas de controle no modo corrente.

No caso de controle pela corrente média, a medição desta variável deve ser feita de modo a se obter um sinal proporcional ao valor médio da corrente, e é utilizada quando se faz um controle MLP. Normalmente a corrente medida é a do indutor.

No controle por histerese (também chamado de Modulação por Limites de Corrente - MLC), a tensão de controle determina o valor médio da corrente do indutor. A variação da corrente ΔI em torno deste valor médio desejado é um parâmetro de projeto. A frequência de chaveamento varia com diversos parâmetros do circuito, como o próprio ΔI , as tensões de entrada e de saída, a indutância, a carga. Note-se que enquanto a corrente for menor do que o limite superior a chave permanece fechada. Atingido tal limite, a chave se abre e assim permanece até que seja atingido o limite inferior.

Este controle da corrente funciona bem apenas no modo contínuo. No modo descontínuo, como a corrente atinge zero, os limites estabelecidos para ΔI exigiriam uma corrente negativa. Se o circuito não puder atender a tal exigência, a chave não voltará a se fechar, uma vez que não se atinge o limite inferior, fazendo com que a corrente decaia para zero.

No controle com tempo desligado constante, a tensão de controle determina o valor máximo da corrente. Uma vez atingido este valor, a chave de potência é desligada por um intervalo fixo. Também aqui a frequência de chaveamento é variável com os parâmetros do circuito. A corrente monitorada é, normalmente, a corrente no transistor.

No controle com frequência constante com acionamento sincronizado (o mais usado dos métodos), a chave é fechada no início de cada período. A tensão de controle determina a corrente máxima e o instante de desligamento. A chave permanece desligada até o início do próximo ciclo. O uso de uma frequência fixa facilita o dimensionamento do filtro de saída. Este método é bastante utilizado nos conversores *push-pull*, pois evita a saturação do núcleo do transformador.

Se a resposta da malha de corrente for suficientemente mais rápida do que a da malha de tensão, pode-se modelar todo o controlador de corrente como um ganho (K_c).

Isto ocorre quando se faz um controle ciclo-a-ciclo da corrente, como nos casos mostrados na figura 7.26, ou quando se faz controle de corrente média e a frequência de corte da malha de corrente está, por exemplo, uma década acima da frequência de corte da malha de tensão.

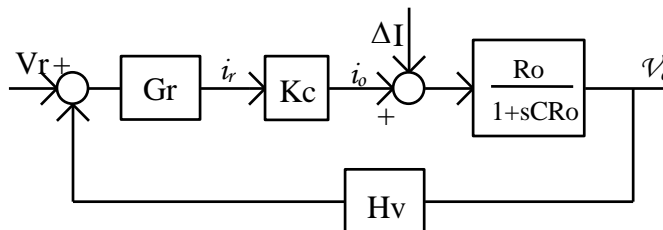


Figura 7.26 Diagrama de blocos de conversor abaixador de tensão com controle de corrente.

A função de transferência para o conversor *buck* com controle de corrente é:

$$\frac{V_o(s)}{i_r(s)} = \frac{K_c \cdot R_o}{1 + s \cdot C \cdot R_o} \tag{7.27}$$

A figura 7.27 mostra a resposta deste conversor a uma variação na referência, com a corrente do indutor controlada por histerese. O regulador de tensão é um PI (bloco Gr na figura 7.26). Observe o comportamento de primeira ordem (compare com a figura 7.2), mesmo operando em malha fechada e no MCC.

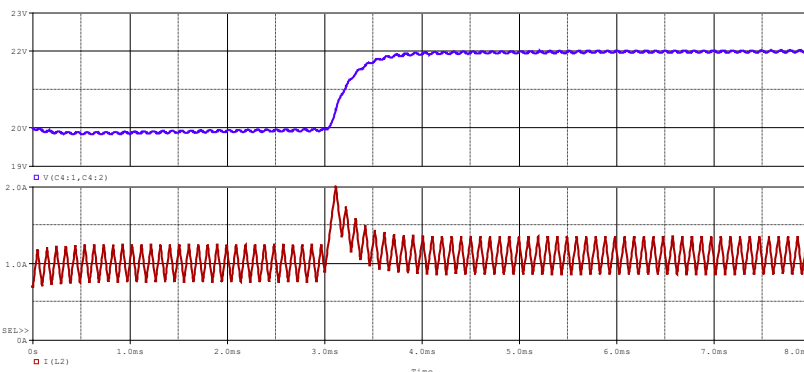


Figura 7.27 Resposta de conversor *buck* com controle de corrente do indutor (histerese), com malha externa de tensão de saída.

Para um sistema semelhante ao usado no resultado anterior, a figura 7.28 mostra resultados de simulação para o conversor *boost*. Note-se que se mantém o comportamento de fase não mínima, apesar da resposta do sistema apresentar-se com ordem reduzida em relação ao controle direto da tensão de saída.

A função de transferência para o conversor *boost* com controle de corrente, no MCC, é:

$$\frac{V_o(s)}{i_r(s)} = \frac{V_i \cdot R_o}{V_o} \frac{1 - \frac{s \cdot L \cdot V_i^2}{R_o \cdot V_o^2}}{1 + \frac{s \cdot C \cdot R_o}{2}} \quad (7.28)$$

Repare que esta relação, ao utilizar o valor de V_o , se modifica caso a tensão de saída se altere, como é o caso da figura 7.28.

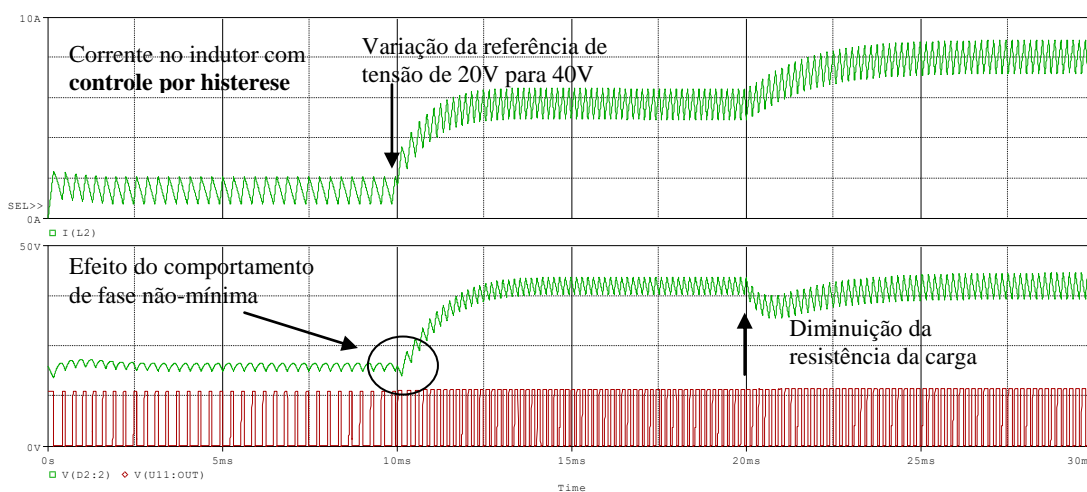


Figura 7.28 Resposta de converso *boost* com controle de corrente do indutor (histerese), com malha externa de tensão de saída.

O controle no modo corrente apresenta vantagens sobre o controle pela tensão de saída:

- Limite do pico de corrente pela chave de potência.** Como se faz uma medida da corrente, seja no indutor, seja na própria chave, é possível estabelecer um valor máximo para a tensão de controle de modo a proteger a chave semicondutora contra sobrecorrente.
- Redução da ordem do sistema.** O fato de se controlar a corrente pelo elemento indutivo (o que o torna uma "fonte de corrente") altera significativamente o comportamento dinâmico dos sistemas.
- Modularidade.** Saídas de mais de uma fonte podem ser facilmente paraleladas, mantendo uma distribuição equilibrada de corrente, quando se usa uma mesma tensão de controle para todos os módulos.
- Simetria de fluxo.** Em conversores *push-pull* ou em ponte, o controle de corrente elimina o problema de desequilíbrio de fluxo, dado que se monitora os picos de corrente. Caso o circuito tenda para a saturação, ocorre um aumento no valor instantâneo da corrente, levando a uma redução da largura de pulso e, assim, da tensão aplicada, saindo-se da saturação.
- Comportamento antecipativo (feed-forward) em relação à tensão de entrada.** Como a derivada da corrente depende do valor da tensão de entrada, caso ocorra uma alteração em tal tensão, a nova inclinação da corrente produz uma variação na largura de pulso que automaticamente compensa a perturbação, de modo que ela não seja observada na saída, conforme se vê na figura 7.29.

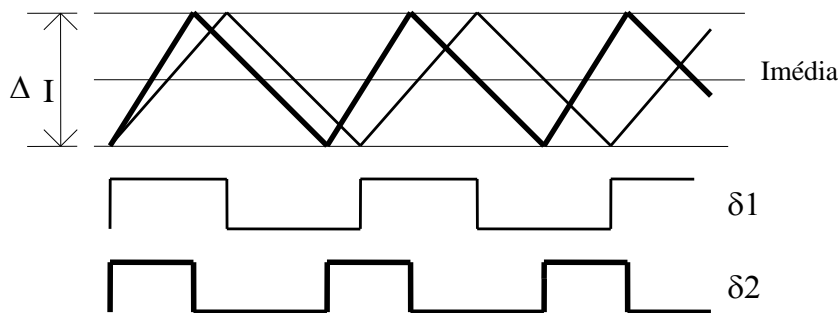


Figura 7.29 Efeito da variação da tensão sobre a taxa de crescimento da corrente.

É claro que existem problemas com esta estratégia de controle, dentre as quais os principais são:

- Necessidade de um sensor de corrente.* Caso se use um sensor de baixo custo, como um resistor, o sinal detectado deve ser de pequeno valor de modo que sua presença no circuito seja desprezível e não produza perdas consideráveis. O uso de um sensor magnético tem a vantagem de poder produzir um sinal de maior valor, melhorando a relação sinal/ruído. Dado o nível CC que a corrente apresenta é preciso atenção na escolha do sensor, assim como em sua banda passante, adequada à frequência de comutação.
- Sensibilidade a ruído.* Especialmente para correntes baixas, os ruídos presentes na corrente, provenientes principalmente de ressonâncias entre capacitâncias parasitas associadas ao indutor e indutâncias parasitas do circuito, podem levar, erroneamente, à mudança de estado da chave. A redução destes ruídos pode ser obtida pelo uso de filtros passa-baixas, os quais, no entanto, também afetarão a corrente real, levando a uma deterioração da resposta dinâmica do sistema.
- Tendência para oscilações sub-harmônicas.* No modo de controle com tempo ligado/desligado constante com acionamento sincronizado, caso haja uma perturbação no sistema e o mesmo esteja com largura de pulso maior que 50%, é possível que, em ciclos sucessivos, a largura de pulso varie, embora mantendo o nível médio correto da tensão, o que leva a uma maior ondulação da tensão de saída, a qual não é sentida na realimentação (em virtude da filtragem). A condição de estabilidade é que a rampa ascendente da corrente tenha (em módulo) inclinação maior do que a rampa descendente. A solução para esta instabilidade é a adição de um sinal em forma de rampa ao sinal de realimentação da corrente. Esta rampa deve ter inclinação maior do que a que se tem no sinal da corrente. A figura 7.30 ilustra a situação. A figura 7.31 mostra um resultado experimental com oscilação sub-harmônica. Observe que a corrente média, mesmo com uma significativa oscilação em baixa frequência, segue a referência.

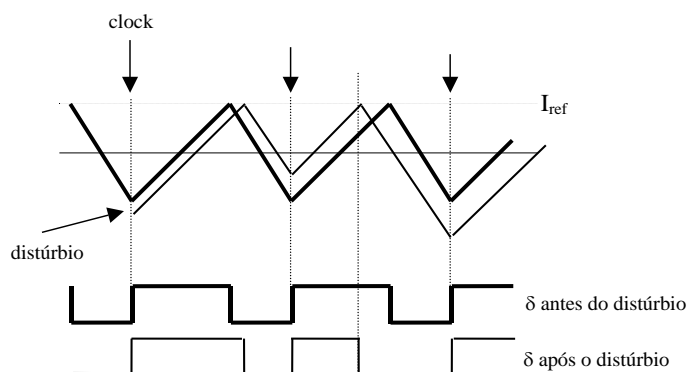


Figura 7.30 Oscilações sub-harmônicas com comando sincronizado e frequência constante.

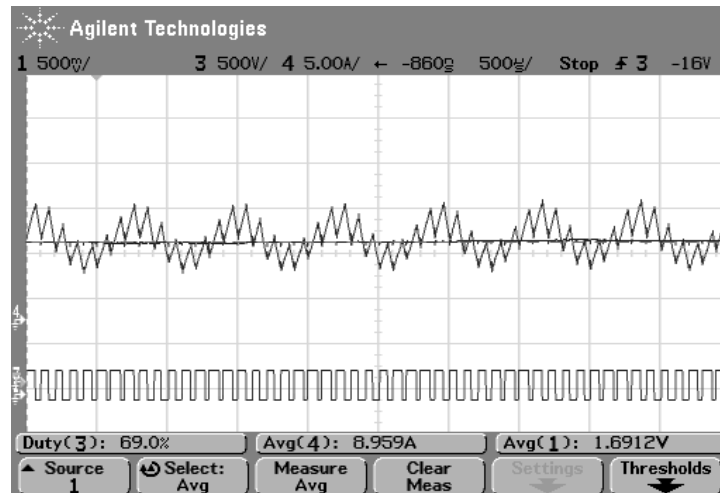


Figura 7.31 Resultado experimental de oscilação sub-harmônica em conversor *boost* com comando PWM. Os sinais mostrados são: Corrente no indutor, referência de corrente e largura de pulso.

7.7 Referências bibliográficas

- S. Kislovski, R. Redl and N. O. Sokal: “Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters”, Van Nostrand Reinhold Ed., New York, 1991.
- G. Chrysis: “High-frequency Switching Power Supplies”, McGraw-Hill Book Company, New York, 1984.
- P. Tenti: “Appunti dalle lezioni di Elettronica di Potenza – Parte I”, DIE, Università di Padova, Italia, 1994/95.