

## 8. CONTROLE DE FONTES CHAVEADAS

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 8.1), usando-se os critérios de margem de fase e margem de ganho para estabelecer o compensador adequado.

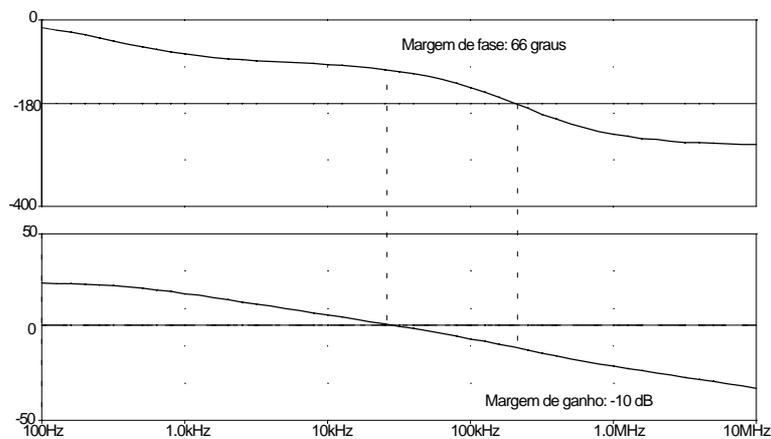


Figura 8.1 Diagrama de Bode indicando as margens de ganho e de fase.

O uso de realimentação negativa já produz uma defasagem de  $180^\circ$ . Assim, o sistema não deve acrescentar defasagem de mais  $180^\circ$  nas frequências em que o ganho for maior que 1 (0 dB).

A maneira usual de desenvolver-se a análise é buscar uma expressão para a relação entre a tensão de saída e a tensão de controle. Em termos do compensador a ser utilizado, existe uma infinidade de alternativas, das quais apresentaremos 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 tensão de 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 é interessante uma vez que melhora a resposta dinâmica do sistema, permitindo compensar com maior rapidez os transitórios.

### 8.1 Conversor tipo "fly-back" no modo tensão (condução descontínua)

Procura-se a relação  $V_o/V_c$  para, conhecendo-a, determinar o compensador que garanta a estabilidade do sistema. O circuito opera no modo descontínuo. A figura 8.2

mostra a topologia com o sistema de controle. Na figura 8.3 tem-se a forma de onda da corrente de entrada.

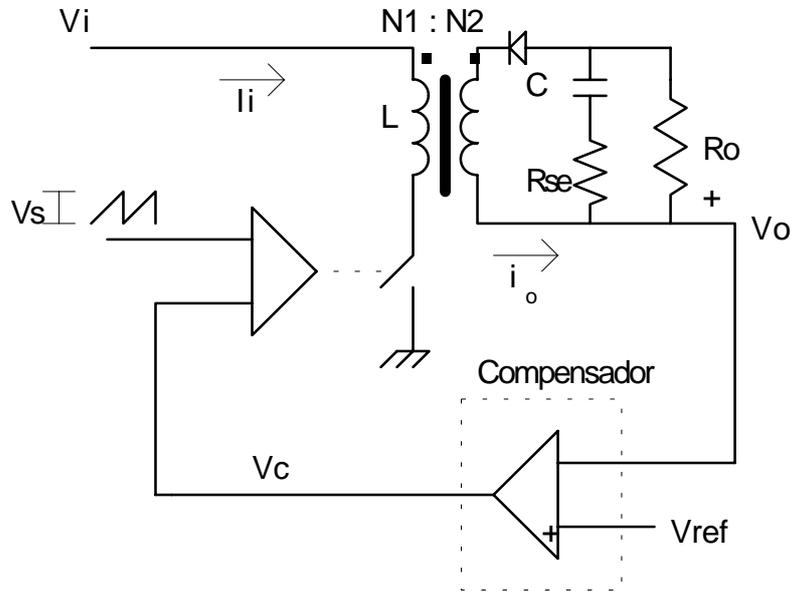


Figura 8.2 Conversor “fly-back” controlado no modo tensão.

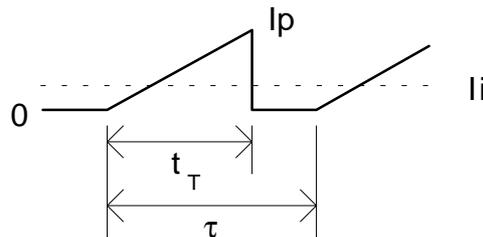


Figura 8.3 Forma de onda da corrente de entrada.

$$I_p = \frac{V_i \cdot t_T}{L} \quad (8.1)$$

$$I_i = \frac{V_i \cdot t_T^2}{2 \cdot L \cdot \tau} \quad (8.2)$$

$$P_i = V_i \cdot I_i = \frac{V_i^2 \cdot t_T^2}{2 \cdot L \cdot \tau} \quad (8.3)$$

Considerando uma eficiência de 100%:

$$P_o = R_o \cdot i_o^2 = P_i \quad (8.4)$$

O ciclo de trabalho é determinado pela relação entre a tensão de controle e a amplitude da onda dente de serra.

$$\frac{t_T}{\tau} = \delta = \frac{V_c}{V_s} \quad (8.5)$$

Seja D o valor médio (não perturbado) do ciclo de trabalho  $\delta$ .

$$i_o^2 = \frac{V_i^2 \cdot t_T^2}{2 \cdot L \cdot R_o \cdot \tau} \Rightarrow i_o = \frac{V_i}{\sqrt{2 \cdot L \cdot R_o \cdot f}} \cdot \frac{V_c}{V_s} \quad (8.6)$$

Seja:

$$A = \frac{V_i}{\sqrt{2 \cdot L \cdot R_o \cdot f}} \quad (8.7)$$

Desprezando  $R_{se}$ , o circuito de saída pode ser representado como na figura 8.4:

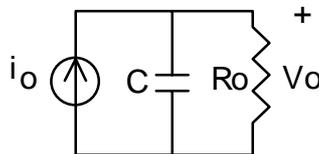


Figura 8.4 Circuito equivalente da saída, desprezando  $R_{se}$ .

$$i_o = C \cdot \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} \quad (8.8)$$

$$\frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{C \cdot R_o} = \frac{A}{C} \cdot \frac{V_c}{V_s} \quad (8.9)$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$s \cdot V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o \cdot C} = \frac{A}{C \cdot V_s} \cdot V_c(s) \quad (8.10)$$

A função de transferência é:

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_i}{\sqrt{2 \cdot L}} \cdot \frac{1}{V_s} \cdot \frac{1}{(1 + s \cdot R_o \cdot C)} \quad (8.11)$$

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  $R_{se}$ , introduz-se um zero em  $G(s)$ .

$$G(s) = \frac{V_i}{\sqrt{2 \cdot L}} \cdot \frac{1}{V_s} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_{se} \cdot C)}{(1 + s \cdot R_o \cdot C)} \quad (8.12)$$

Nota-se claramente que a presença da resistência série do capacitor impede que o ganho se reduza com o aumento da frequência, o que implica na presença, no sinal realimentado, de uma componente de tensão na frequência do chaveamento.

Os diagramas mostrados na figura 8.5 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.

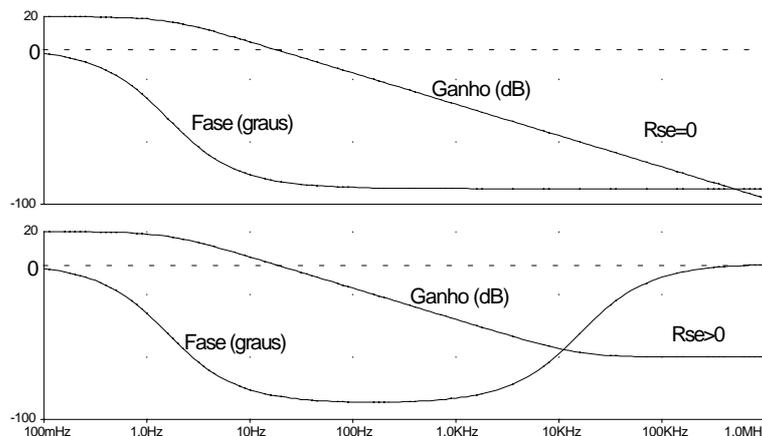


Figura 8.5 Diagramas de Bode do conversor “fly-back”, no modo descontínuo, para  $R_{se}=0$  e  $R_{se}>0$ .

### 8.1.1 O compensador

Considerando os diagramas de Bode apresentados anteriormente, pode-se afirmar que deve haver preocupação quanto à margem de fase, uma vez que, com realimentação negativa e com o uso de algum elemento integrador, a máxima defasagem poderá atingir  $360^\circ$ , podendo levar o sistema à instabilidade. 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.

A frequência de cross-over (ganho 0dB), em malha fechada, deve ser ajustada para cerca de 1/5 da frequência de chaveamento.

Um possível compensador é mostrado na figura 8.6, o qual tem uma característica de filtro passa-baixas, tendo o ganho CC ajustado pelas resistências. Sua frequência de corte é dada por:  $\omega_{pa}=1/R_f C_i$ .

Para evitar que a margem de fase se estreite muito, a frequência de corte do compensador deve ser colocada próxima à frequência determinada pelo zero da função de transferência.

Mostram-se a seguir os diagramas relativos a 2 compensadores diferentes. Na figura 8.7 tem-se a frequência de corte do filtro alocada em um valor bem abaixo da frequência determinada por  $R_{se}$  e pela capacitância. Note-se a estreita margem de fase (menor que  $12^\circ$ ). No segundo caso (figura 8.8) 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 ( $70^\circ$ ), a expansão da faixa de passagem para 266Hz (contra 16Hz do caso anterior), mantendo-se o ganho CC (50dB) e a atenuação para frequências crescentes.

O deslocamento da freqüência de corte do filtro para valores mais elevados faz com que a mudança na fase ocorra numa região em que o zero também esteja atuando, o que provoca a melhoria na margem de fase.

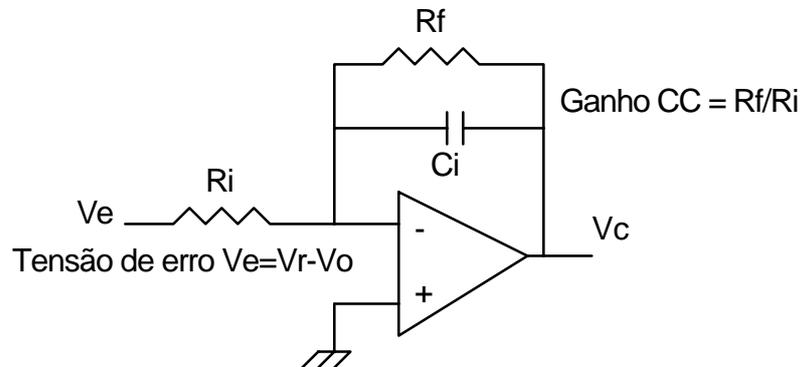


Figura 8.6 Compensador para “fly-back” no modo descontínuo.

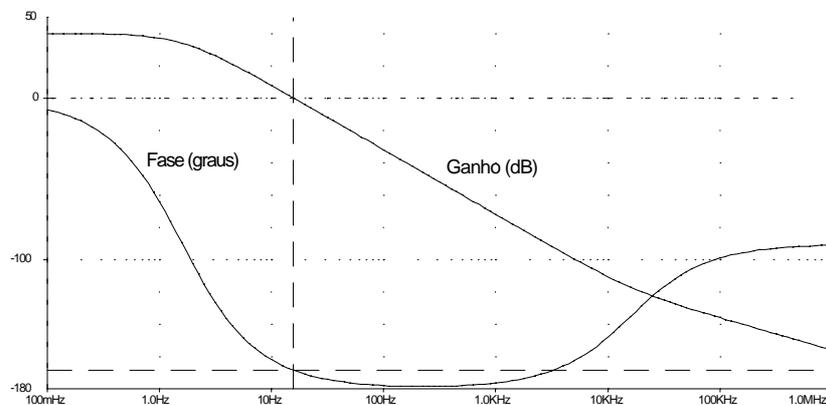


Figura 8.7 Resposta de “fly-back” realimentado com freqüência de corte do compensador muito baixa.

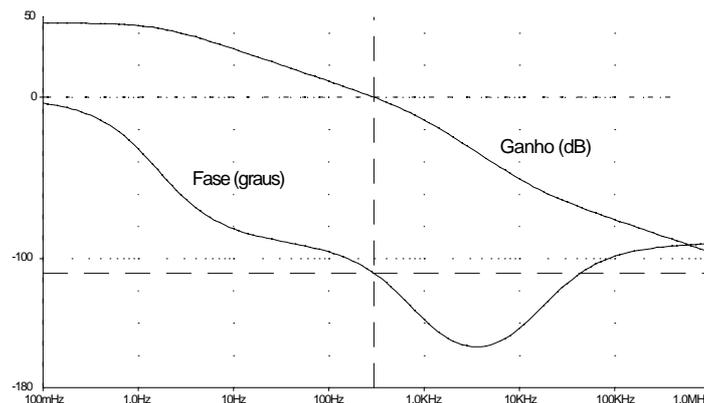


Figura 8.8 Resposta de “fly-back” realimentado com freqüência de corte do compensador igual à freqüência do zero ( $R_{se} \cdot C$ ).

## 8.2 “Fly-back” no modo contínuo

A operação de um conversor tipo abaixador-elevador, operando no modo de condução contínuo, 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 semi-plano direito (RHP). Os diagramas de Bode da função de transferência (8.13) são mostrados na figura 8.9.

A função de transferência para pequenas perturbações em torno do ponto de operação é:

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{(1-D)^2 \cdot \left( 1 - \frac{D}{(1-D)^2} \cdot \frac{s \cdot L}{R_o} \right)}{1 + \frac{s \cdot L}{R_o} \cdot \left( \frac{1}{1-D} \right)^2 + s^2 \cdot L \cdot C \cdot \left( \frac{1}{1-D} \right)^2} \quad (8.13)$$

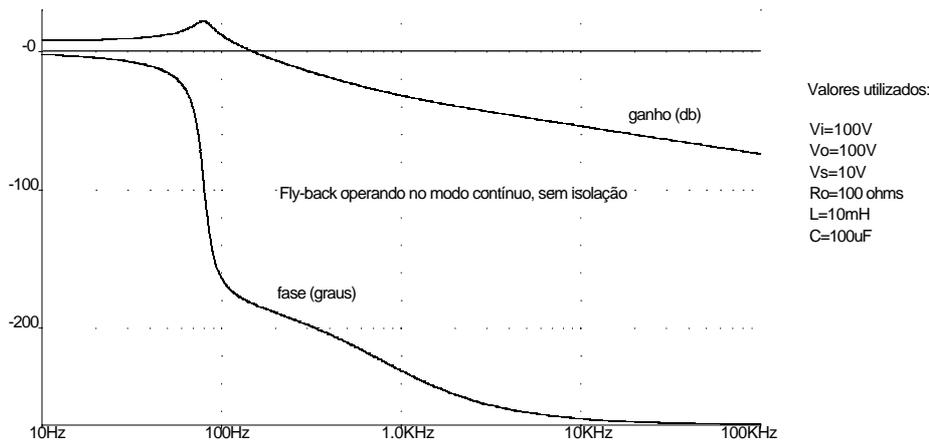


Figura 8.9 Diagramas de Bode da função de transferência do conversor “fly-back” no modo contínuo.

Um zero no RHP provoca, sobre o ganho, uma variação de +20dB/dec (como um polo no semi-plano esquerdo). No entanto, produz uma defasagem de  $-90^\circ$ , como se vê na figura 8.10.

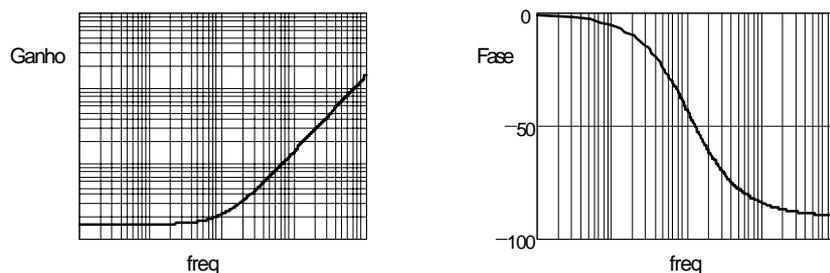


Figura 8.10 Resposta em frequência de um zero no semi-plano direito.

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  $360^\circ$ , reduzindo drasticamente a margem de fase. Se se tenta 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, 0dB) 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  $V_o$ ), tornando ainda

mais difícil a determinação de um compensador. Esta frequência é dada pela expressão a seguir:

$$\omega_z(\text{RHP}) = \frac{R_o \cdot (1 - D)^2}{L \cdot D} \quad (8.14)$$

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 8.11.

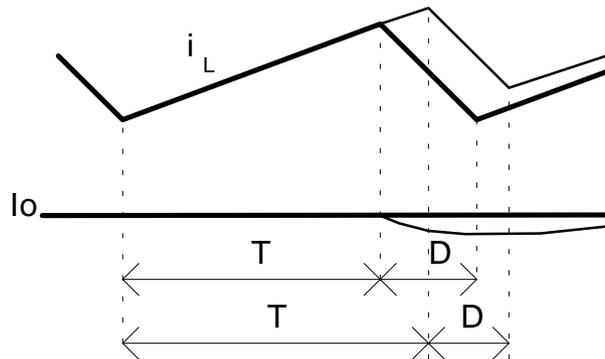


Figura 8.11 Efeito de variação de carga sobre o ciclo de trabalho em malha fechada.

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 num menor intervalo de tempo no qual 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, o de uma redução ainda 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.

### 8.3 Conversor tipo seguidor de tensão (forward)

Estes conversores são aqueles que possuem um filtro de segunda ordem na saída, como o abaixador de tensão ou o push-pull. A figura 8.12 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 (-40dB/dec e defasagem de -180°). O capacitor e sua resistência série representam um zero (+20dB/dec e defasagem de +90°).

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (8.15)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_{se}} \quad (8.16)$$

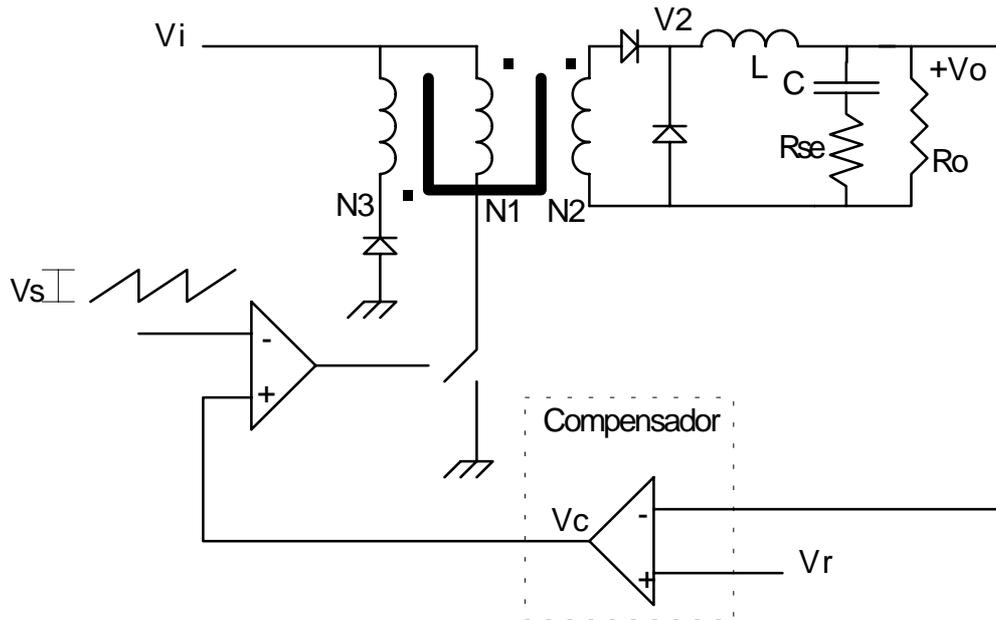


Figura 8.12. Conversor “forward” com controle de tensão.

A tensão no secundário é dada por:

$$V_2 = V_i \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \delta = \frac{V_i \cdot N_2 \cdot V_c}{N_1 \cdot V_s} \quad (8.17)$$

$$\frac{V_2}{V_c} = \frac{V_i \cdot N_2}{V_s \cdot N_1} \quad (8.18)$$

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 da resistência da carga e de  $R_{se}$  tem-se um fator de qualidade infinito.

$$\frac{V_o}{V_2} = \frac{1}{1 + s^2 \cdot L \cdot C} \quad (8.19)$$

A função de transferência é:

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_i \cdot N_2}{V_s \cdot N_1 \cdot (1 + s^2 / \omega_o^2)} \quad (8.20)$$

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

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_i \cdot N_2 \cdot (1 + s / \omega_z)}{V_s \cdot N_1 \cdot (1 + s^2 / \omega_o^2)} \quad (8.21)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{se} \cdot C} \quad (8.22)$$

Os diagramas mostrados na figura 8.13 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.

Nos diagramas da figura 8.14 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 20dB/dec, e a defasagem se reduz para 90 graus em altas frequências.

Note-se em ambos os casos que a defasagem produzida apenas pelo filtro de saída já é de 180°. Adicionando-se a defasagem proveniente da realimentação negativa, chega-se aos 360°, o que significa que se deve ter muito cuidado na escolha do compensador, o qual deve garantir uma melhora na margem de fase.

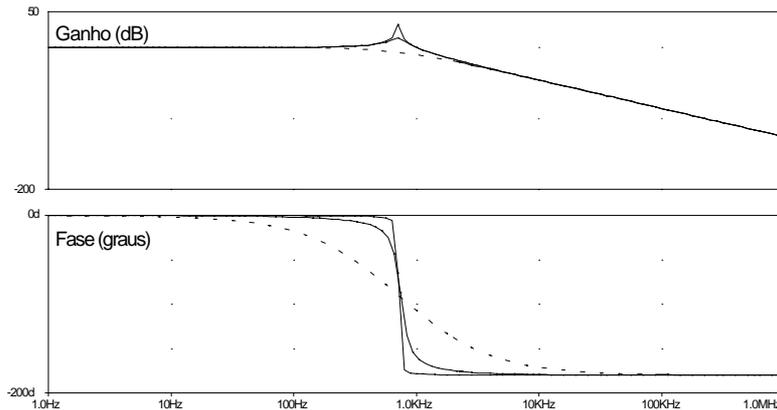


Figura 8.13 Resposta de filtro de segunda ordem, para diferentes resistências de carga.

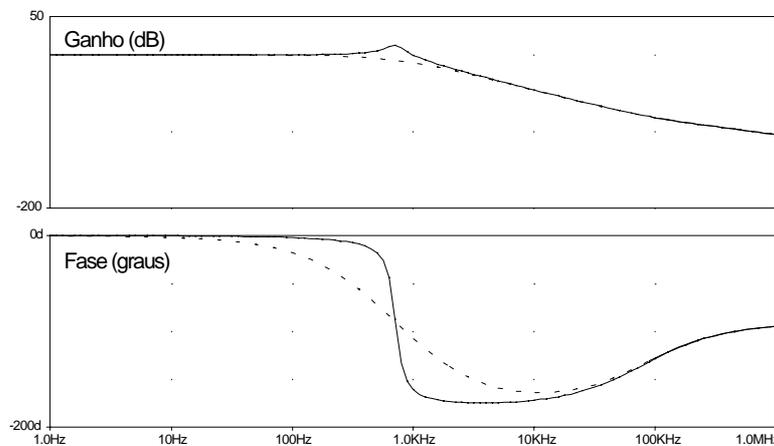


Figura 8.14 Resposta de filtro de segunda ordem, considerando  $R_{se}$ , para diferentes resistências de carga.

### 8.3.1 O compensador

O compensador mostrado na figura 8.15 tem como principal característica oferecer uma defasagem positiva, o que vem a permitir uma melhoria na margem de fase.

Sua função de transferência é dada por:

$$\frac{V_c(s)}{V_e(s)} = \frac{(1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot s) \cdot (1 + C_f \cdot R_{fz} \cdot s)}{s \cdot C_f \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot \left(1 + s \cdot C_i \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}}\right)} \quad (8.23)$$

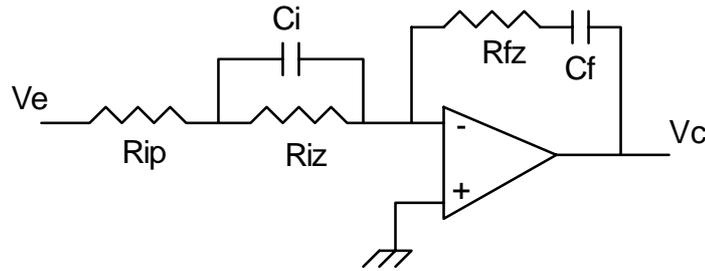


Figura 8.15 Compensador com 2 polos e 2 zeros.

Pela função de transferência do circuito indicado, observa-se a presença de 2 pólos e 2 zeros, nas seguintes freqüências:

$$\begin{aligned} \omega_{p1} &= 0 \\ \omega_{p2} &= \frac{R_{ip} + R_{iz}}{C_i \cdot R_{ip} \cdot R_{iz}} \\ \omega_{z1} &= \frac{1}{C_i \cdot R_{iz}} \\ \omega_{z2} &= \frac{1}{C_f \cdot R_{fz}} \end{aligned} \quad (8.24)$$

Usualmente  $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_0$  e  $\omega_{p2} = 5\omega_0 < \omega_z$ .

O ganho CC é, teoricamente, infinito, levando a um erro de regime nulo. O desvio positivo na fase provoca uma melhoria na margem de fase. Para freqüências elevadas o compensador apresenta um ganho determinado, mas, a redução é garantida, em malha fechada, pelo filtro de saída.

O diagrama de Bode deste compensador é mostrado na figura 8.16. Note que o ganho não se reduz com o aumento da freqüência, 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.

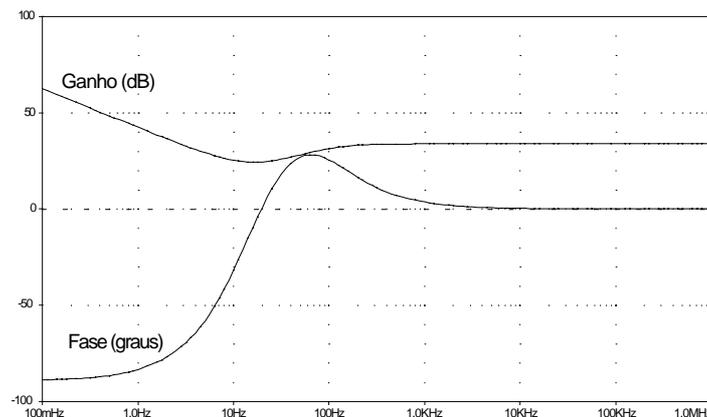


Figura 8.16 Resposta em freqüência do compensador.

Isto pode ser observado nos diagramas da figura 8.17, quando se obtém uma margem de fase de 31 graus, numa freqüência de cross-over de 97Hz. O ganho decrescente para altas freqüências é atingido pelo efeito do próprio filtro de saída.

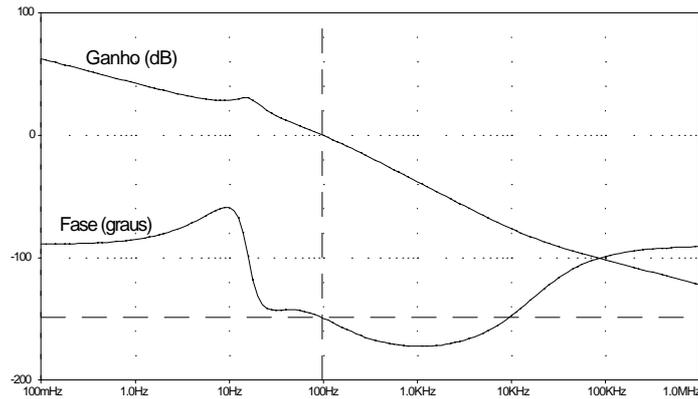


Figura 8.17 Resposta em frequência do circuito completo.

#### 8.4 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 semi-plano direito. A figura 8.18 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:

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{1 - \frac{s \cdot L}{R_o} \cdot \left(\frac{1}{1-D}\right)^2}{s^2 \cdot L \cdot C + \frac{s \cdot L}{R} + \left(\frac{1}{1-D}\right)^2} \quad (8.25)$$

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

$$G(s) = \frac{V_i}{V_s} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot R_o \cdot \tau}{L} \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_o}\right)} \cdot \frac{1}{\left(2 - \frac{V_i}{V_o}\right) + \left(1 - \frac{V_i}{V_o}\right) \cdot s \cdot C \cdot R_o} \quad (8.26)$$

Os diagramas de Bode, para o modo descontinuo, estão mostrados na figura 8.19.

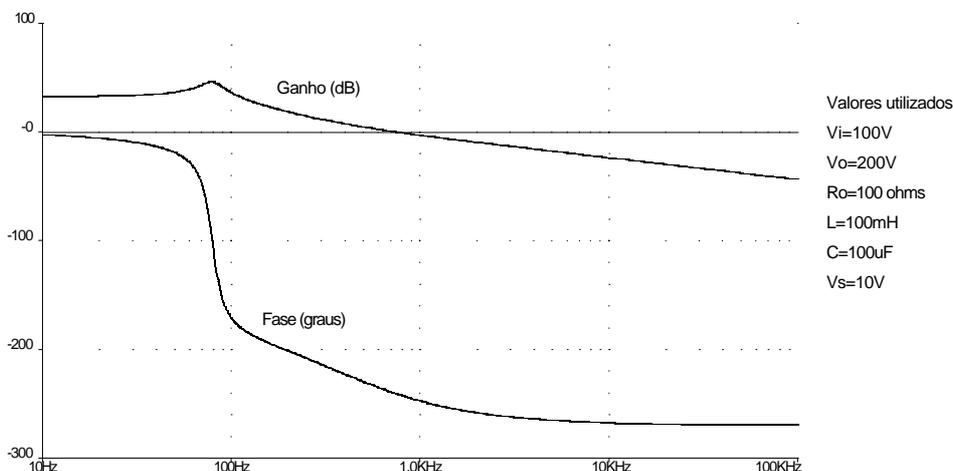


Figura 8.18 Resposta em frequência de conversor Boost no modo contínuo.

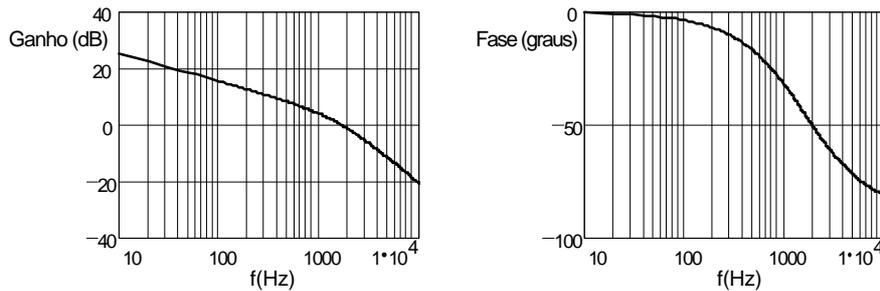


Figura 8.19 Resposta em frequência de conversor Boost no modo descontínuo.

### 8.5 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 uma performance dinâmica lenta, 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, mas especificamente, ao gerador de rampa, o qual deve ter sua amplitude variável em função da tensão de entrada, como mostrado na figura 8.20.

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, o que levará a uma estabilização da tensão de saída, desde que o ganho que realiza o aumento da amplitude da rampa esteja corretamente dimensionado.

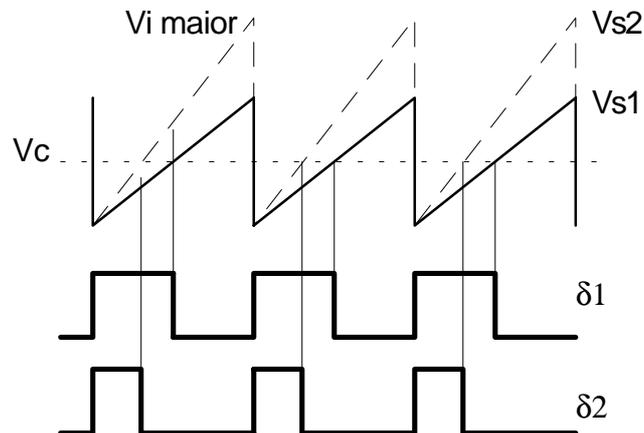


Figura 8.20 Variação na amplitude da onda dente de serra e no ciclo de trabalho com controle feed-forward.

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, meia-ponte e ponte completa, necessita de atenção para evitar a saturação do transformador, o que poderia ocorrer caso a forma de onda deixasse de ser simétrica.

### 8.6 Controle no modo corrente

O controle MLP convencional está mostrado na figura 8.21. Aqui, 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 ajusta a tensão sobre o indutor e, assim, sua corrente.

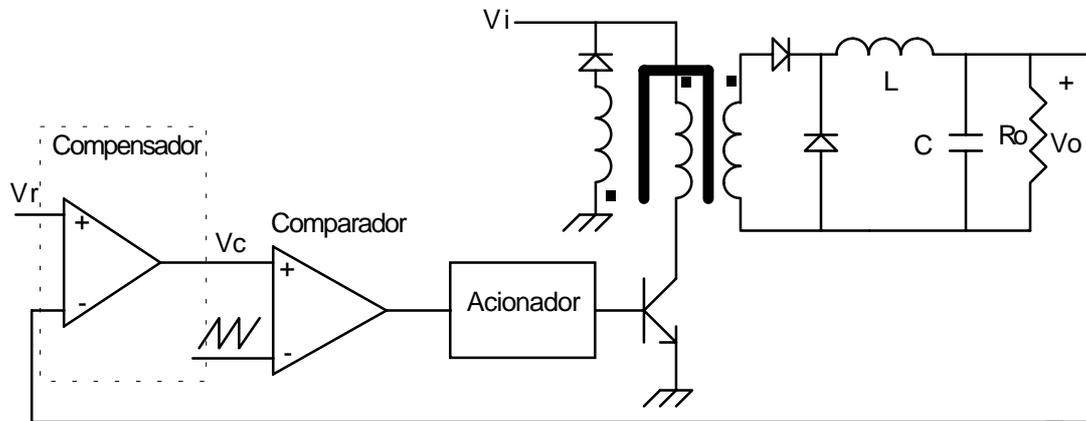


Figura 8.21 Esquema básico de controle no modo tensão.

No controle no modo corrente, uma malha adicional de corrente é usada como mostra a figura 8.22. Neste caso, a tensão de controle determina diretamente a corrente do indutor e, assim, a tensão de saída.

Idealmente, a tensão de controle atuaria no sentido de ajustar a corrente média pelo indutor de modo a se ter uma rápida resposta, o que, dependendo de como o controle seja implementado, nem sempre ocorre.

Existem 3 tipos básico de controle no modo corrente:

- histerese
- tempo desligado constante
- freqüência constante com acionamento sincronizado.

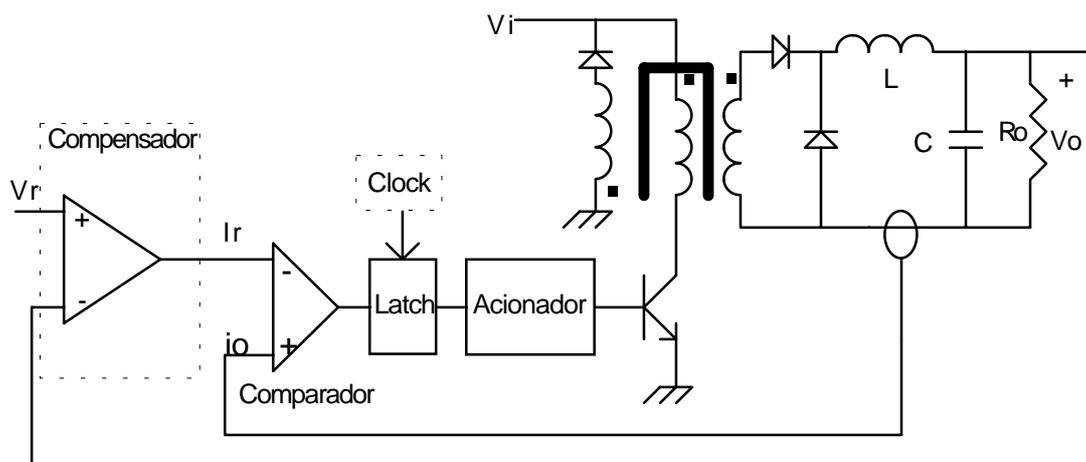


Figura 8.22 Esquema de controle no modo corrente.

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 8.23 mostra as diferentes técnicas.

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  $\Delta I$  é um parâmetro de projeto. A frequência de chaveamento varia com diversos parâmetros do circuito, como o próprio  $\Delta I$ , 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 média é bastante interessante, mas funciona bem apenas no modo contínuo. No modo descontínuo, como a corrente atinge zero, os limites estabelecidos para  $\Delta I$  exigiriam uma corrente negativa. Se o compensador 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.

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.

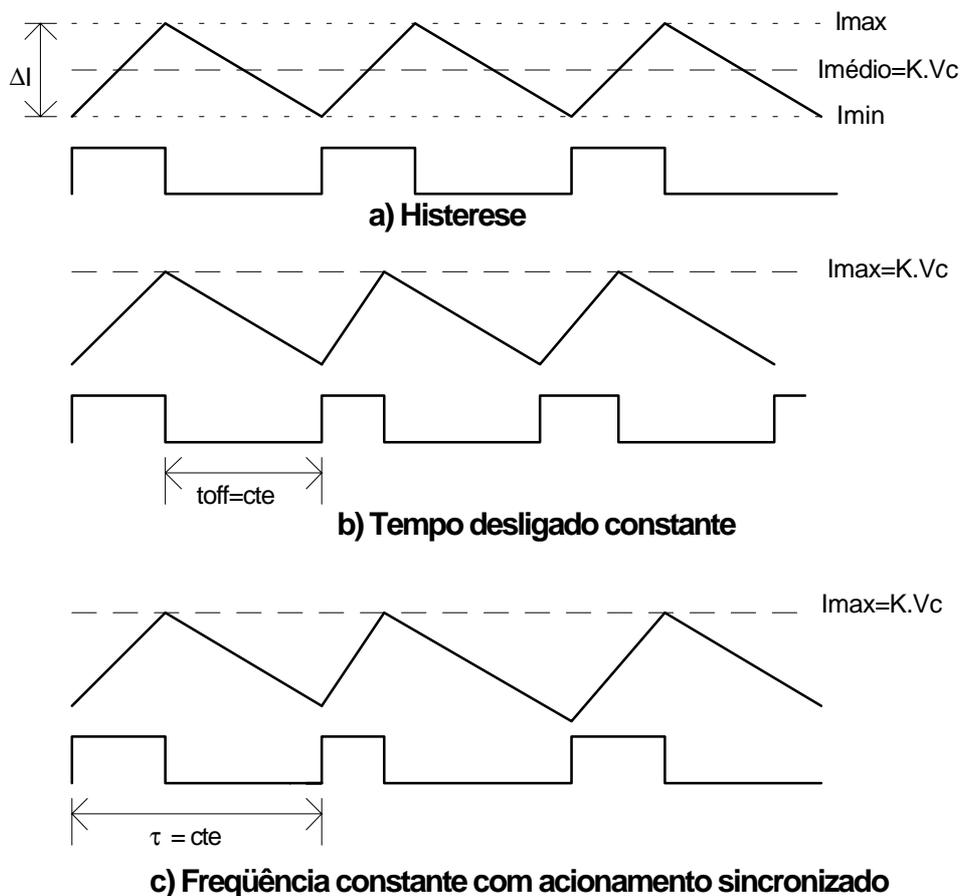


Figura 8.23 Técnicas de controle no modo corrente.

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

a) *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 sobre-corrente.

b) *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.

Nos circuitos tipo "forward", com um filtro de segunda ordem na saída, o uso de controle no modo corrente reduz a ordem do sistema, uma vez que se passa a ter um capacitor alimentado por uma fonte de corrente, ou seja, um comportamento dinâmico como o do conversor fly-back. A figura 8.24 mostra um diagrama de blocos para o controle de corrente.

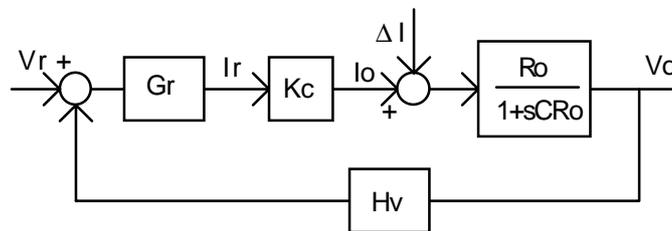


Figura 8.24 Diagrama de blocos de conversor abaixador de tensão com controle de corrente.

A função de transferência é:

$$\frac{V_o(s)}{I_r(s)} = \frac{K_c \cdot R_o}{1 + s \cdot C \cdot R_o} \quad (8.27)$$

c) *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.

d) *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.

e) *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 8.25.

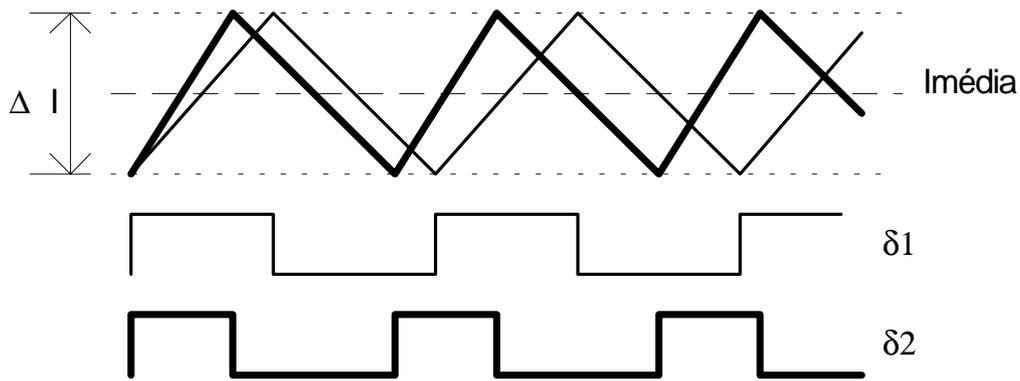


Figura 8.25 Efeito da variação da tensão sobre a taxa de crescimento da corrente.

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

- a) *Tendência para oscilações sub-harmônicas.* Nos modos de controle de corrente nos quais se realiza a comutação a partir do valor de pico da corrente, é possível que as correções para um desvio na tensão de saída ocorram de modo a levar a tensão além do valor desejado, implicando numa variação da tensão numa frequência abaixo da frequência de chaveamento.
- b) *Perda de resposta dinâmica.* O uso de controle pelo valor de pico da corrente apresenta um desempenho dinâmico inferior ao obtido com controle por histerese (controlando a corrente média, efetivamente).
- c) *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.