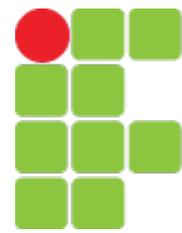


Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

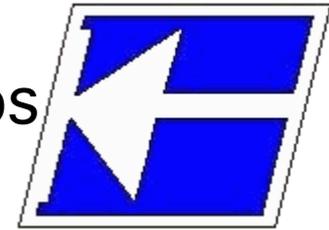


INSTITUTO FEDERAL
SANTA CATARINA

Departamento Acadêmico de Eletrônica

Pós-Graduação em Desen. de Produtos Eletrônicos

Conversores Estáticos e Fontes Chaveadas



Controle de Conversores CC-CC

Prof. Clovis Antonio Petry.
Prof. Joabel Moia.

Florianópolis, maio de 2014.

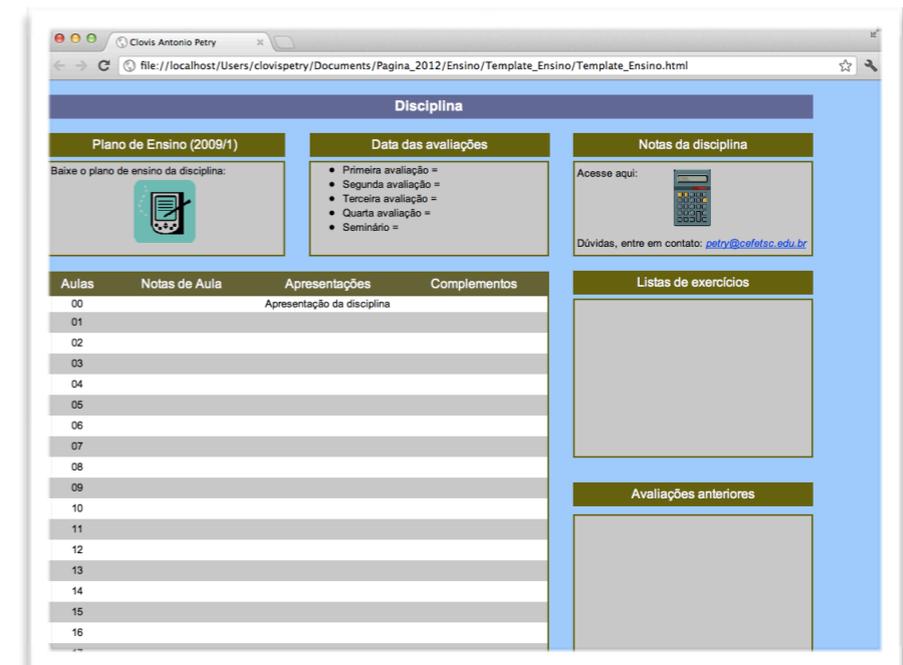
Biografia para Esta Aula

Controle de conversores:

- Conversores operando em malha fechada;
- Projeto de compensadores;
- Simulação em malha fechada;
- Controle no modo corrente.



www.ProfessorPetry.com.br



Disciplina

Plano de Ensino (2009/1)

Data das avaliações

Notas da disciplina

Aulas	Notas de Aula	Apresentações	Complementos
00		Apresentação da disciplina	
01			
02			
03			
04			
05			
06			
07			
08			
09			
10			
11			
12			
13			
14			
15			
16			

Listas de exercícios

Avaliações anteriores

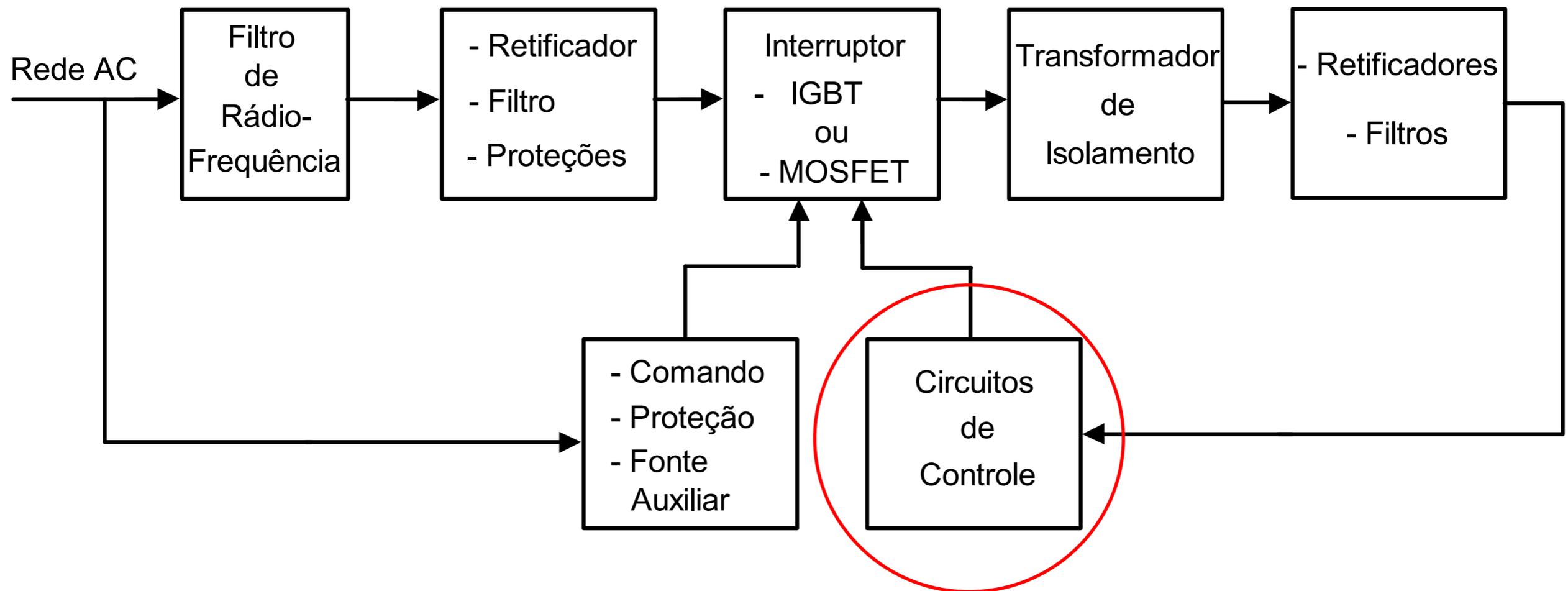
Nesta Aula

Controle de conversores:

- Conversores operando em malha fechada;
- Projeto de compensadores;
- Simulação em malha fechada;
- Controle no modo corrente.

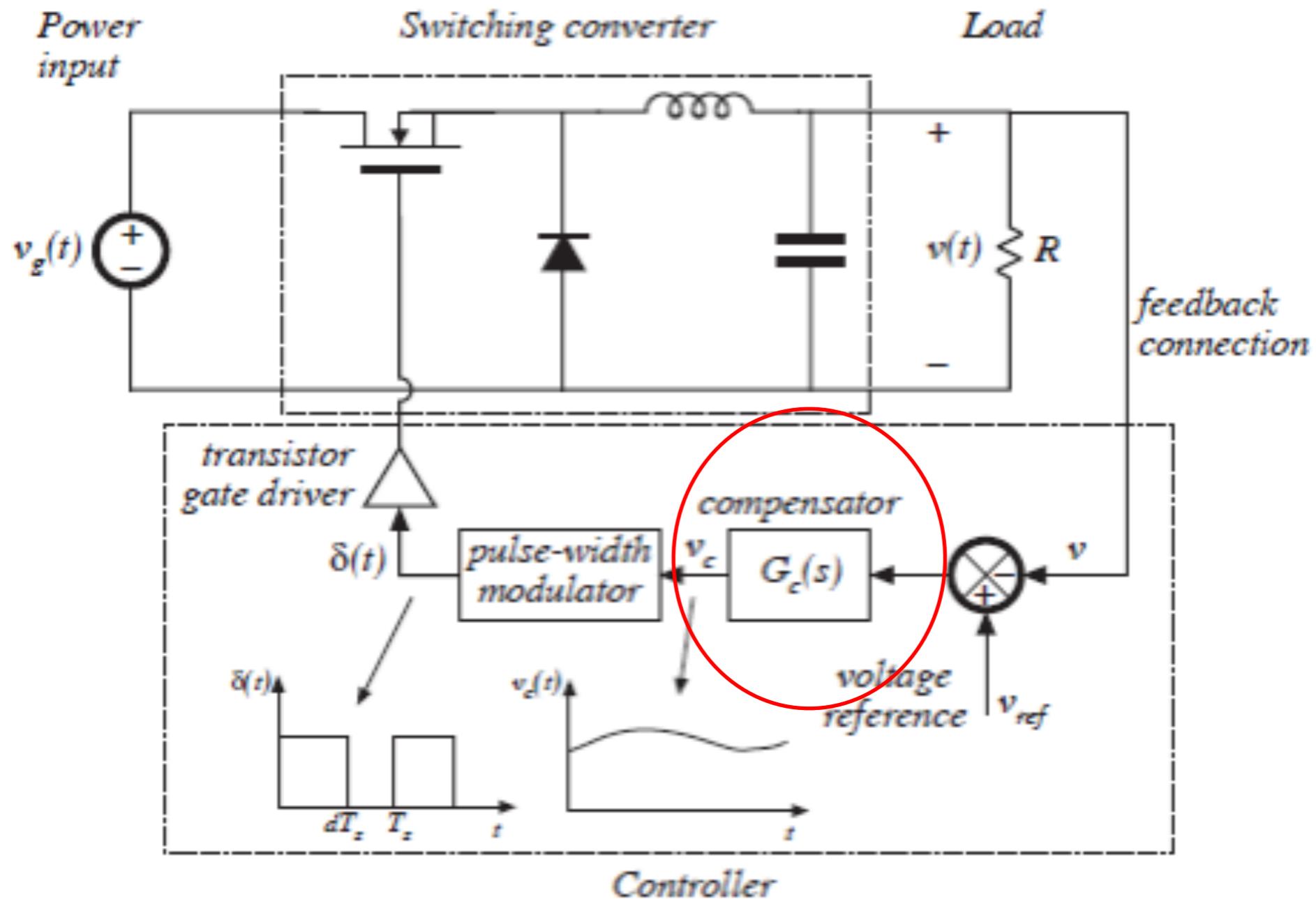
Controle de Conversores - Introdução

Diagrama de blocos de uma fonte chaveada:



Controle de Conversores - Introdução

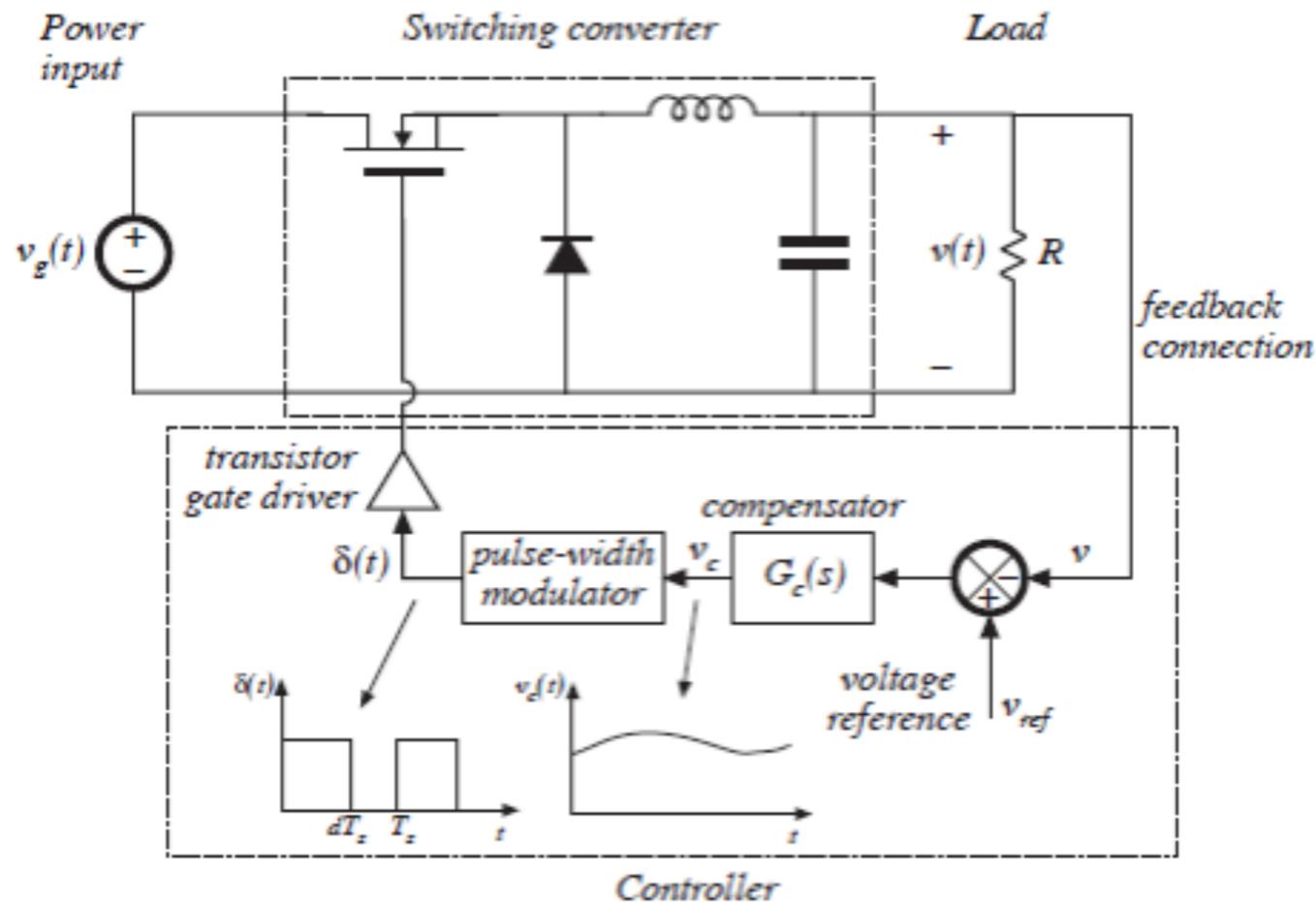
Conversor Buck:



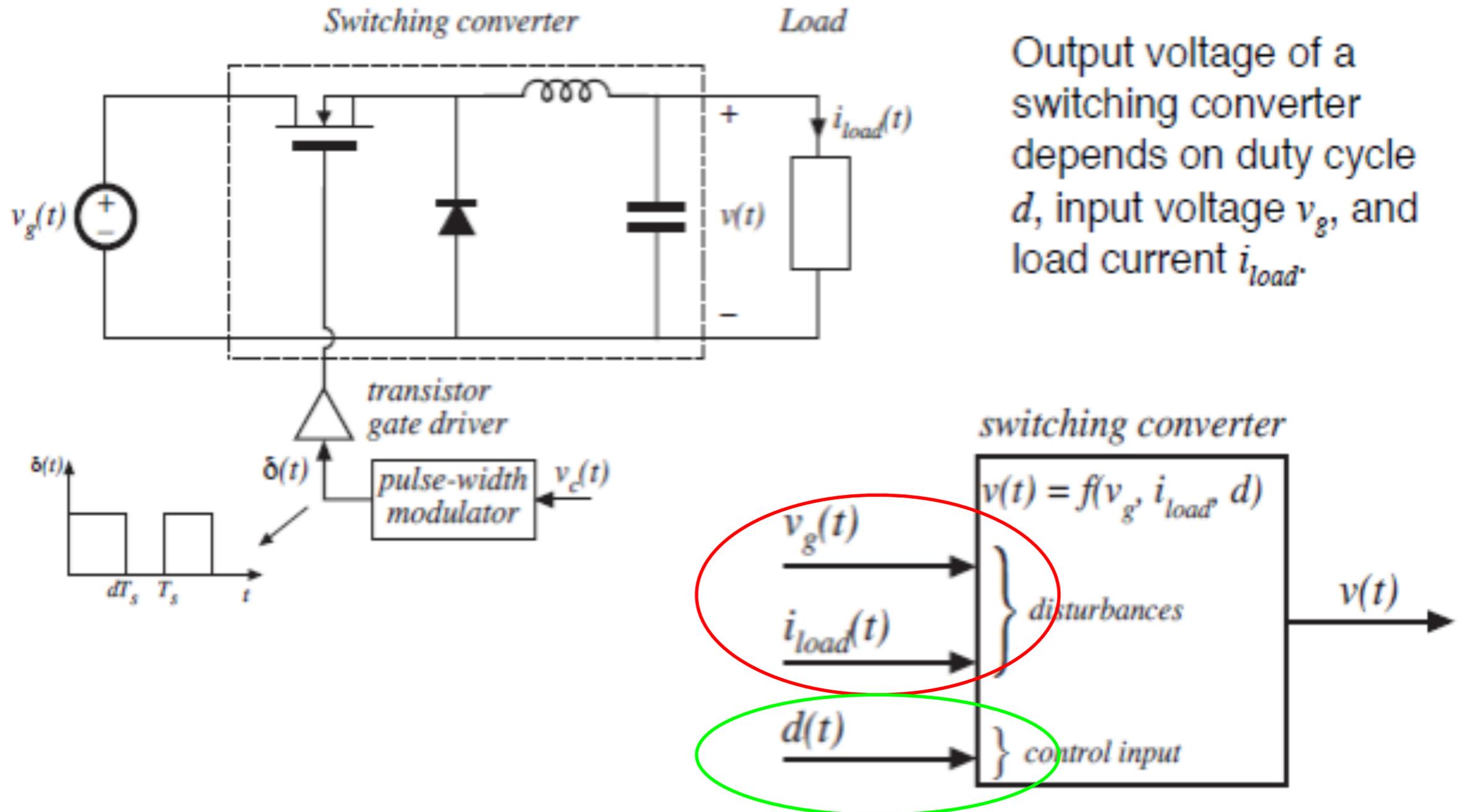
Controle de Conversores - Introdução

Objetivos das malhas de controle:

- Garantir a precisão no ajuste da variável de saída;
- Rápida correção de eventuais desvios provenientes de transitórios na alimentação ou mudanças na carga.



Controle de Conversores - Introdução



Operação em Malha Aberta e Malha Fechada

Operação em malha aberta:

- Circuitos simples;
- Geralmente sem problemas de estabilidade;
- Erros estáticos (de regime) grandes;
- Respostas transitórias com sobresinal;
- Projeto simples;
- Conformação de sinais complicada.

Operação em malha fechada:

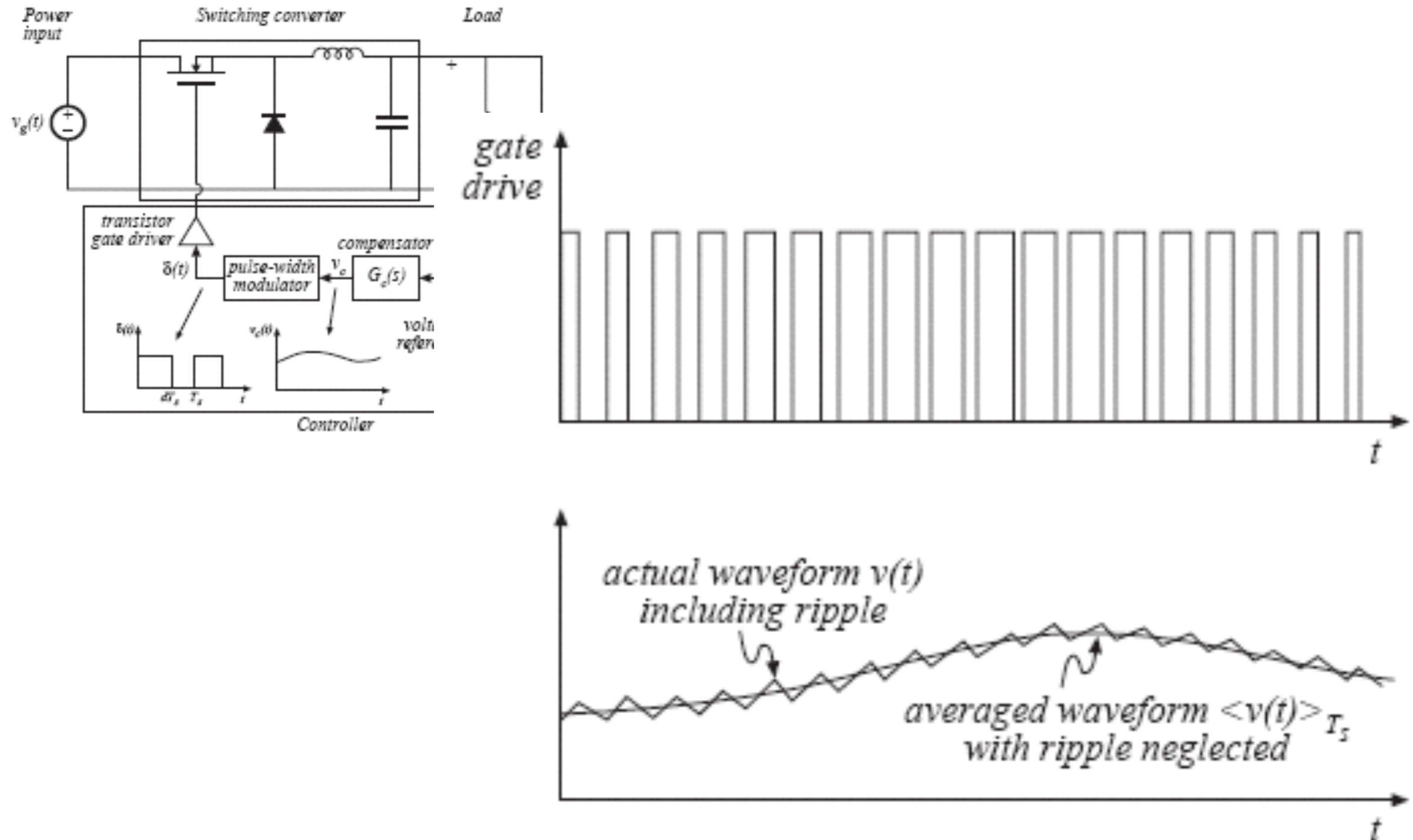
- Circuitos mais complexos;
- Podem apresentar problemas de estabilidade;
- Erros estáticos praticamente nulos;
- Melhora da resposta transitória;
- Projeto complexo;
- Possibilidade de conformar sinais.

Técnicas de Controle de Conversores

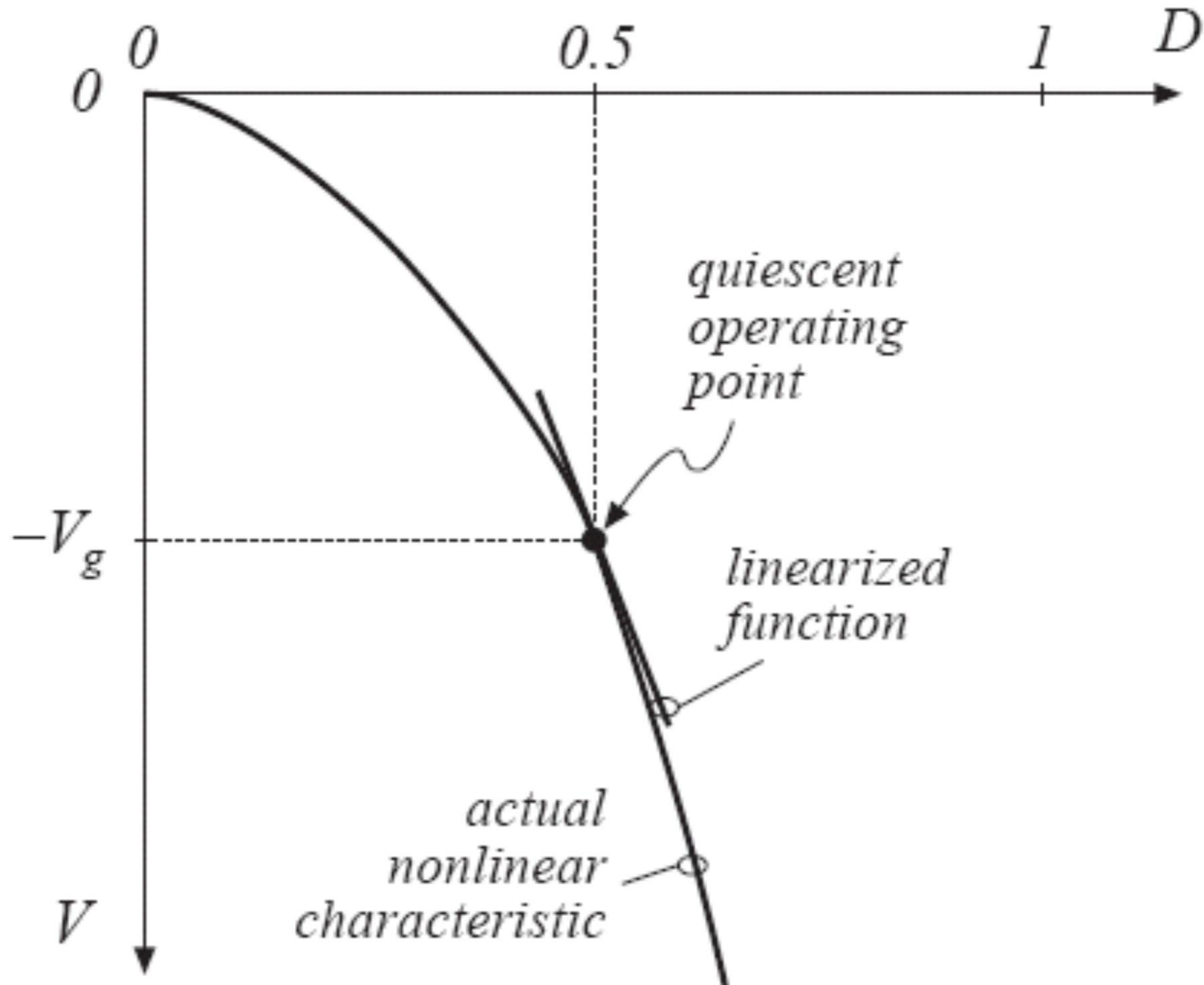
Principais técnicas de controle de conversores estáticos:

- Técnicas lineares x não-lineares;
- Controle clássico x controle moderno;
- Controle no domínio do tempo x domínio da frequência;
- Controle por histerese;
- Controle fuzzy;
- Controle adaptativo;
- Controle por variáveis de estado;
- Controle por modos deslizantes;
- Entre outros.

Controle por Valores Médios Instantâneos



Linearização no Ponto de Operação

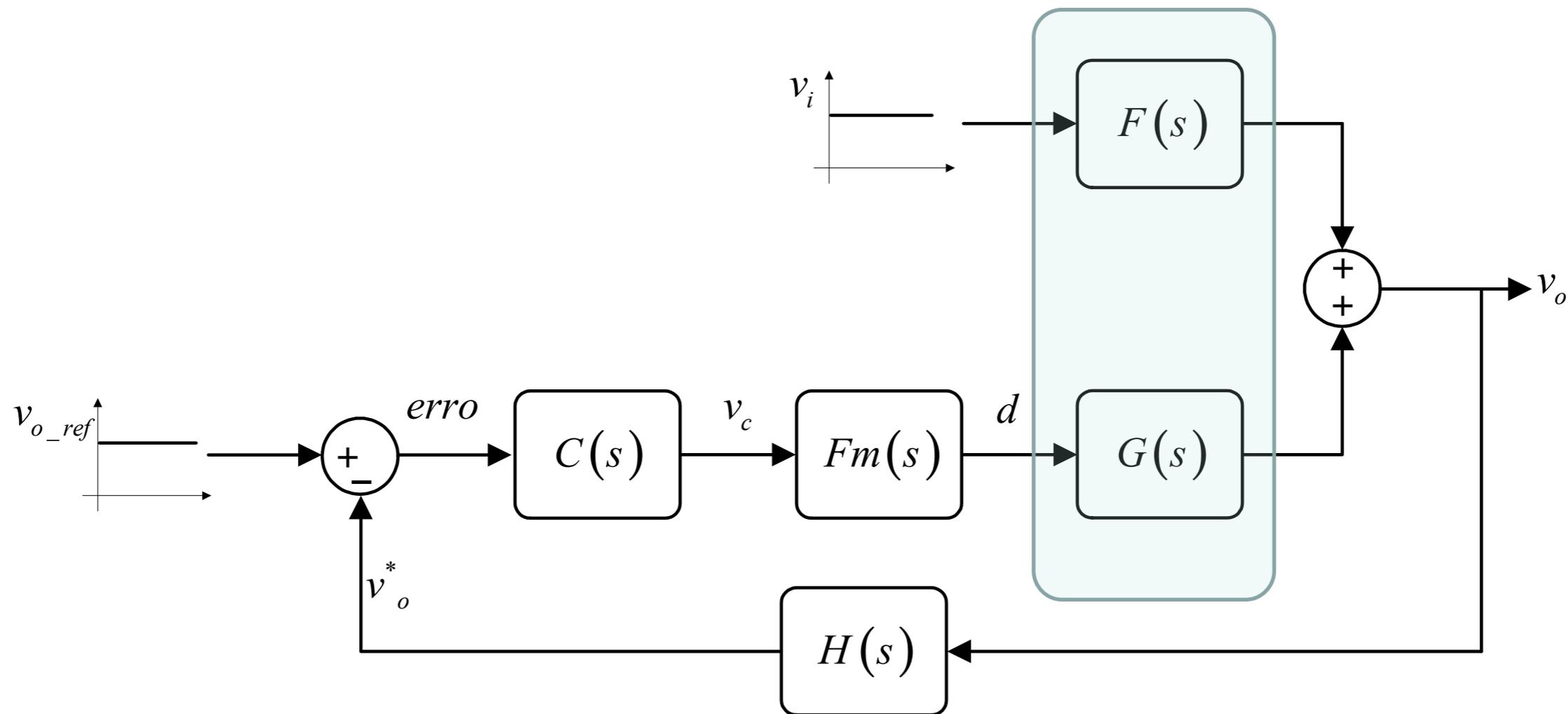


Controle por Valores Médios Instantâneos

Controle no domínio da frequência:

- Os componentes do conversor são considerados invariantes no tempo;
- Resistores, indutores e capacitores, bem como os interruptores passivos e ativos, são considerados ideais;
- As ondulações de corrente e de tensão são ignoradas na modelagem, isto é, o conversor é considerado linear e não chaveado;
- A frequência de operação é fixa;
- O conversor opera no modo de condução contínua;
- São válidos os princípios de linearidade e superposição.

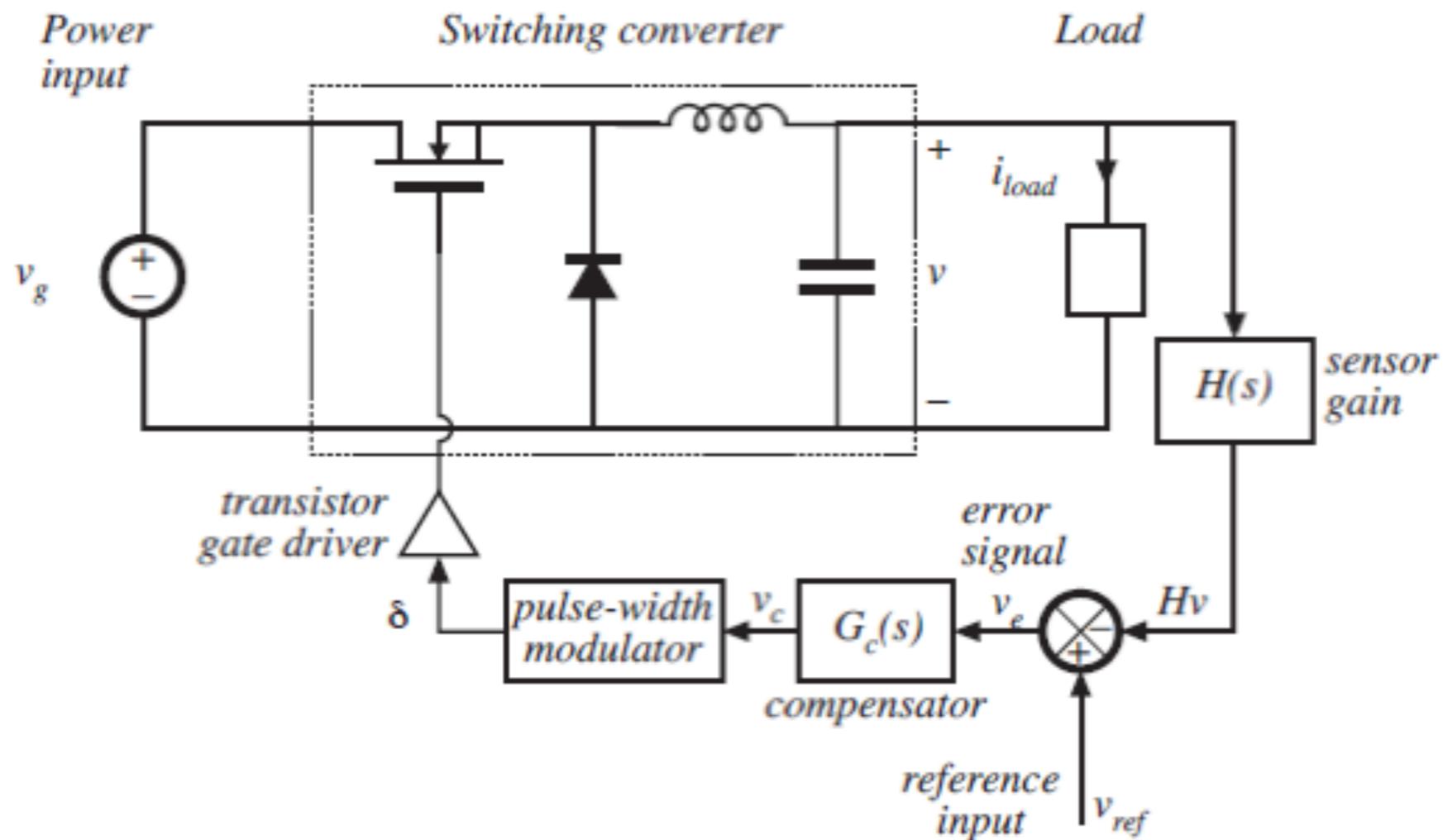
Diagrama de Blocos de um Conversor



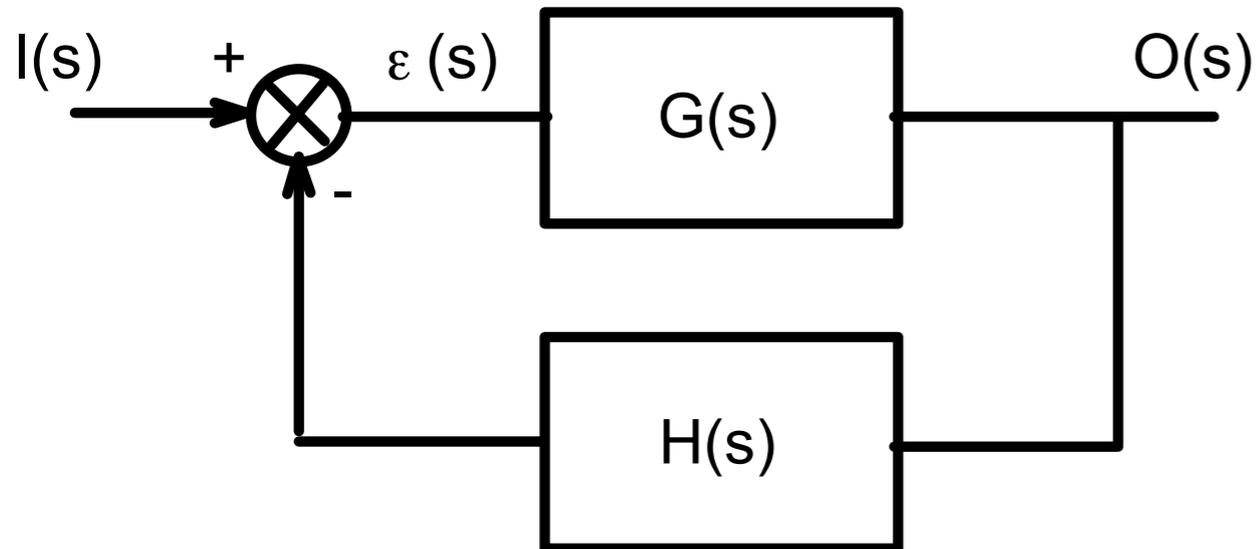
$$F(s) = \left. \frac{v_o(s)}{v_i(s)} \right|_{\hat{d} = 0}$$

$$G(s) = \left. \frac{v_o(s)}{d(s)} \right|_{\hat{v}_i = 0}$$

Sistema Realimentado



Equação característica e função de transferência



$$O(s) = G(s)\varepsilon(s)$$

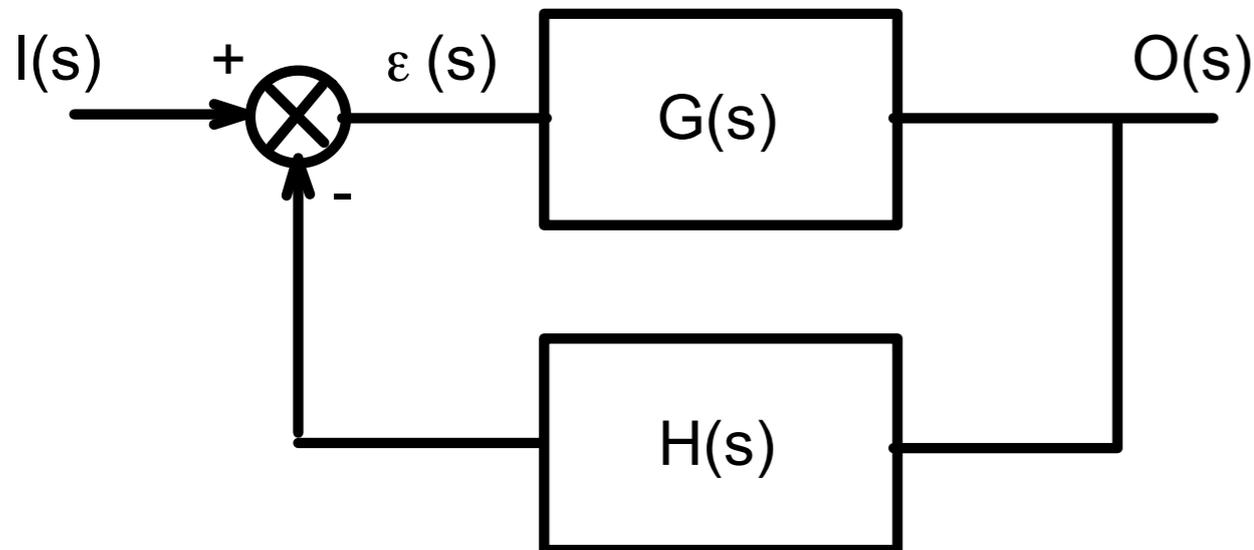
$$\varepsilon(s) = I(s) - H(s)O(s)$$

$$O(s) = G(s)[I(s) - H(s)O(s)]$$

$$O(s)[1 + G(s)H(s)] = G(s)I(s)$$

$$\frac{O(s)}{I(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = F(s)$$

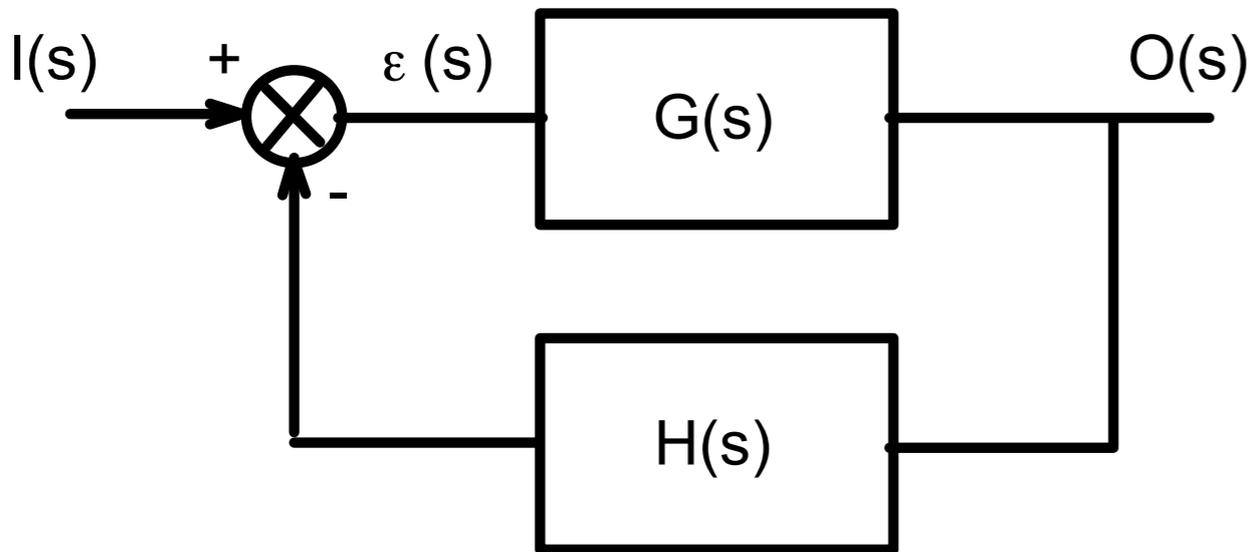
Equação característica e função de transferência



$$\frac{O(s)}{I(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = F(s)$$

- $O(s)$ - grandeza de saída;
- $I(s)$ - grandeza de entrada;
- $G(s)$ - função de transferência em malha aberta;
- $G(s)H(s)$ - função de transferência de laço aberto;
- $G(s)/(1+G(s)H(s))$ - função de transferência em malha fechada.

Equação característica e função de transferência



$$\frac{O(s)}{I(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = F(s)$$

pode-se definir como instável o sistema cuja saída tende para infinito

Equação característica

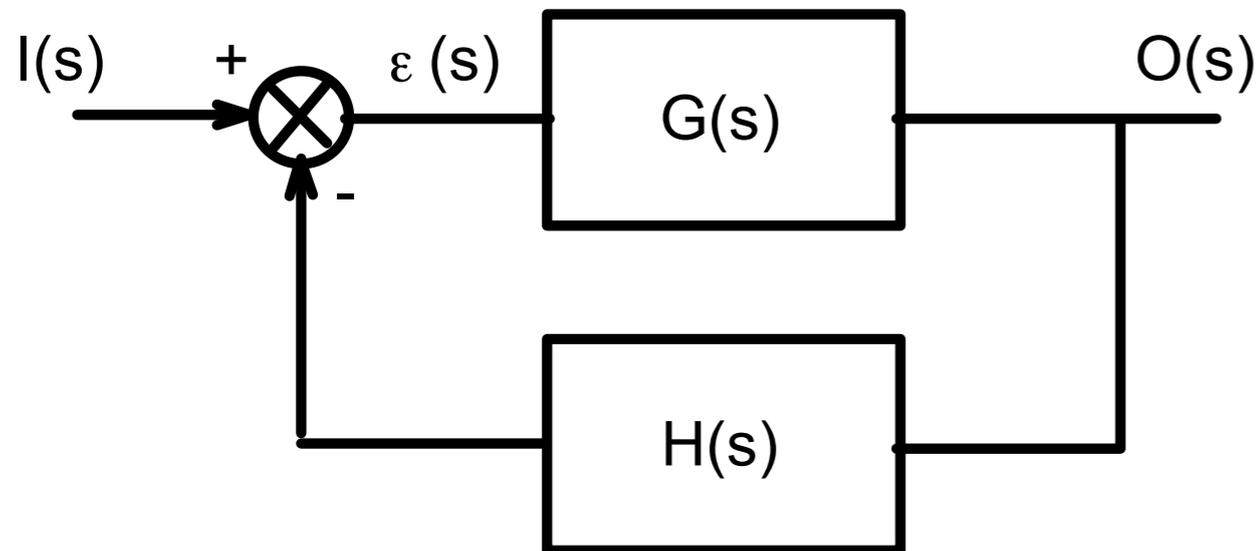


$$1 + G(s)H(s) = 0$$

o sistema torna-se instável quando:

$$G(s)H(s) = -1$$

Critérios de estabilidade



$$\frac{O(s)}{I(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = F(s)$$

$$G(s)H(s) = -1$$

$$GH_{dB} = 20 \cdot \log(G(s)H(s))$$

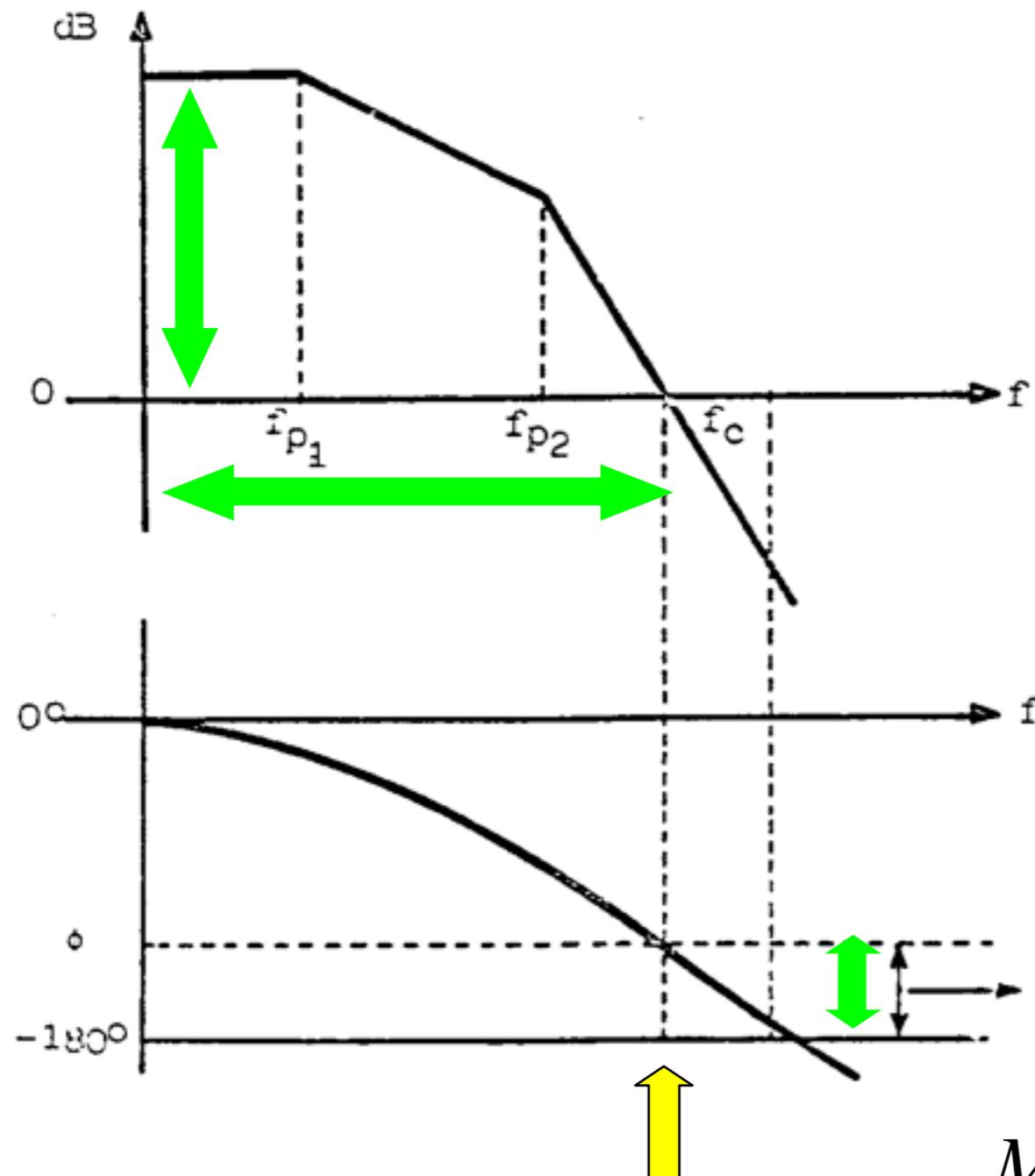
$$GH_{dB} = 20 \cdot \log(-1)$$

$$GH_{dB} = 0$$

$$\phi = 180^\circ$$

Controle de Conversores - Projeto no Domínio da Freq.

Critérios de estabilidade - FTLA - $G(s)H(s)$



$$GH_{dB} = 0$$

$$\phi = 180^\circ$$

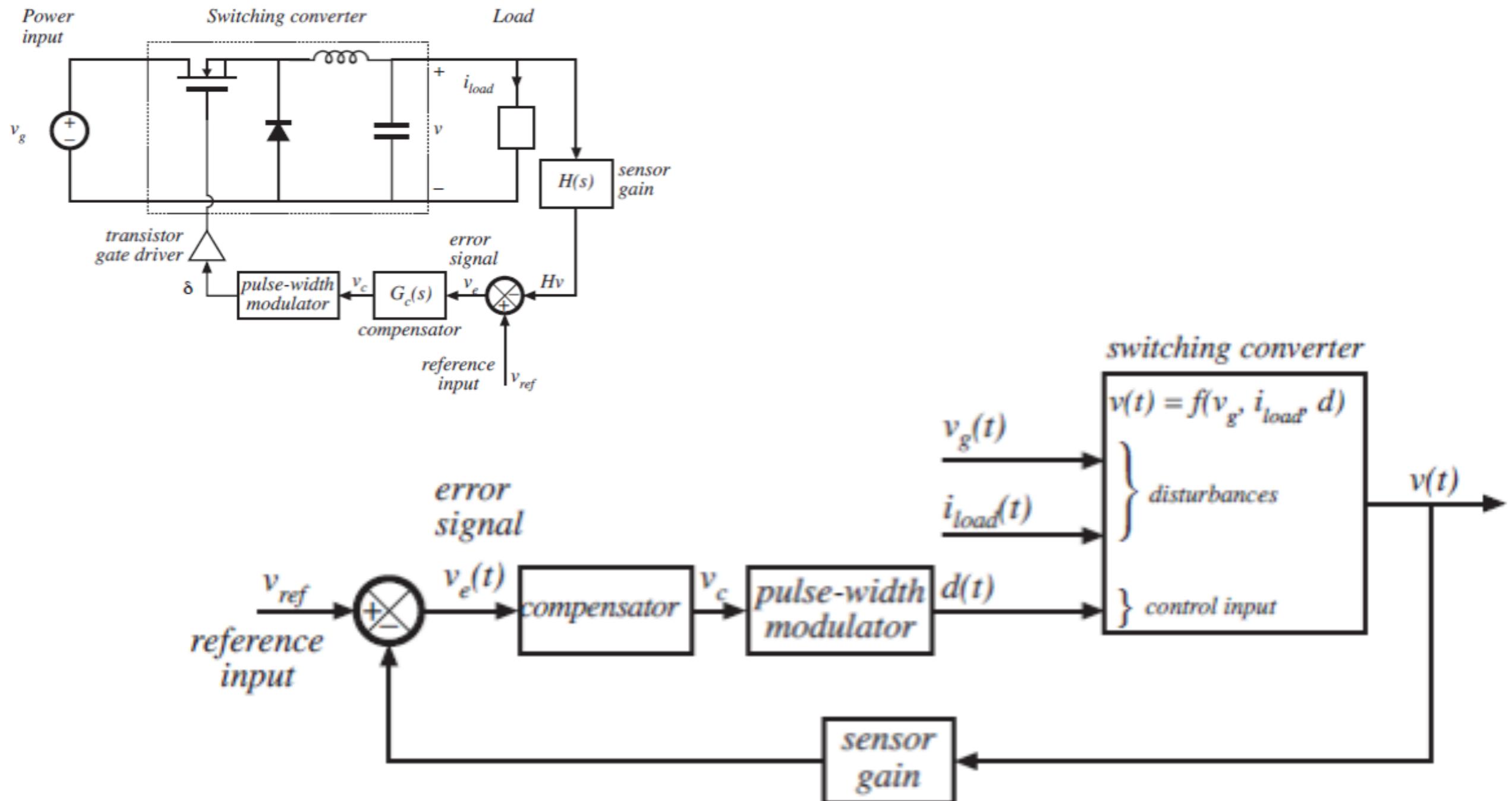
Características desejadas:

- margem de fase entre 45° e 90° ;
- maior ganho possível em baixa frequência (erro nulo);
- maior frequência de corte possível (resposta rápida) ($f_c < f_s/4$)

Margem de
Fase (MF)

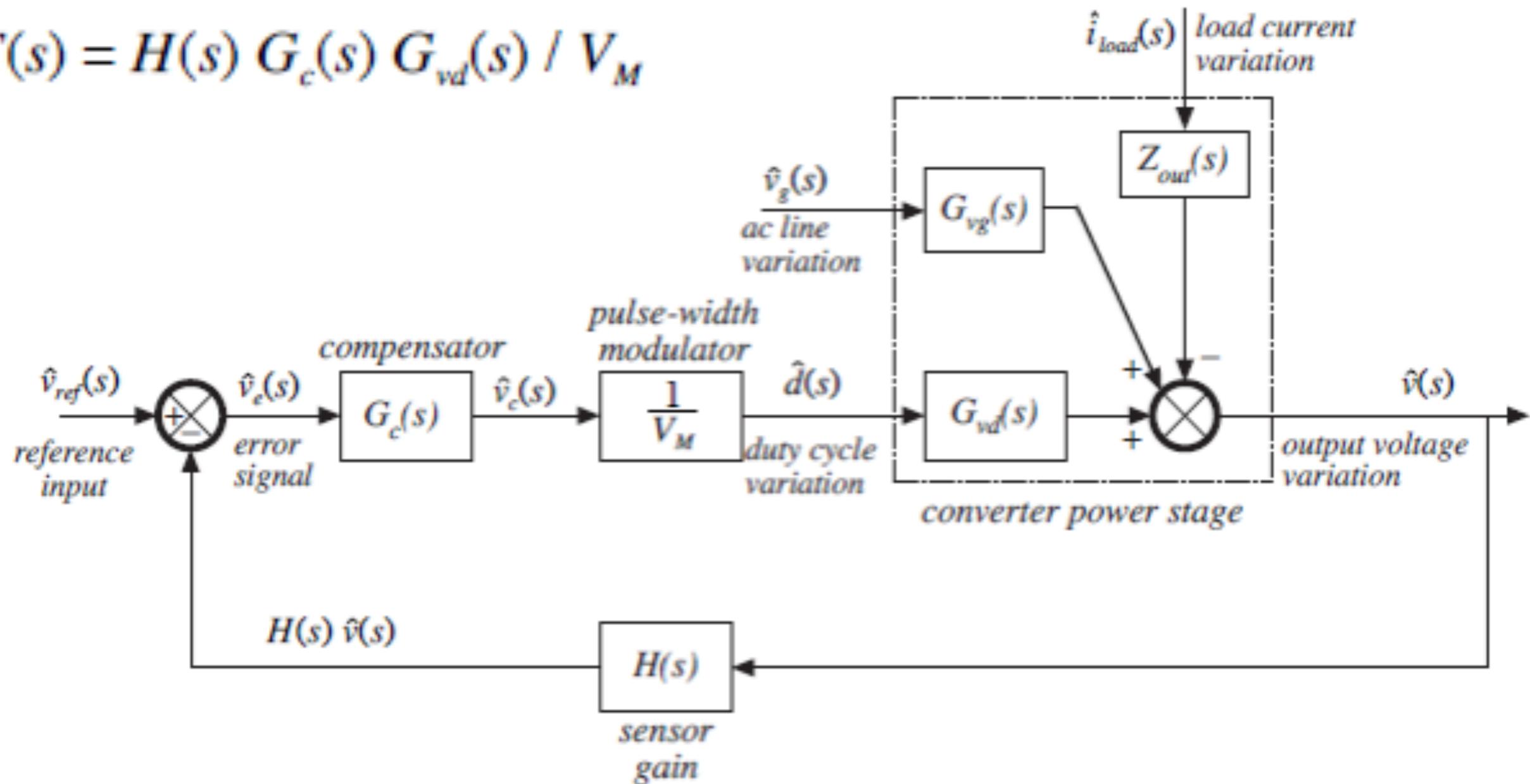
$$MF = 180 - \phi$$

Critérios de estabilidade - FTLA

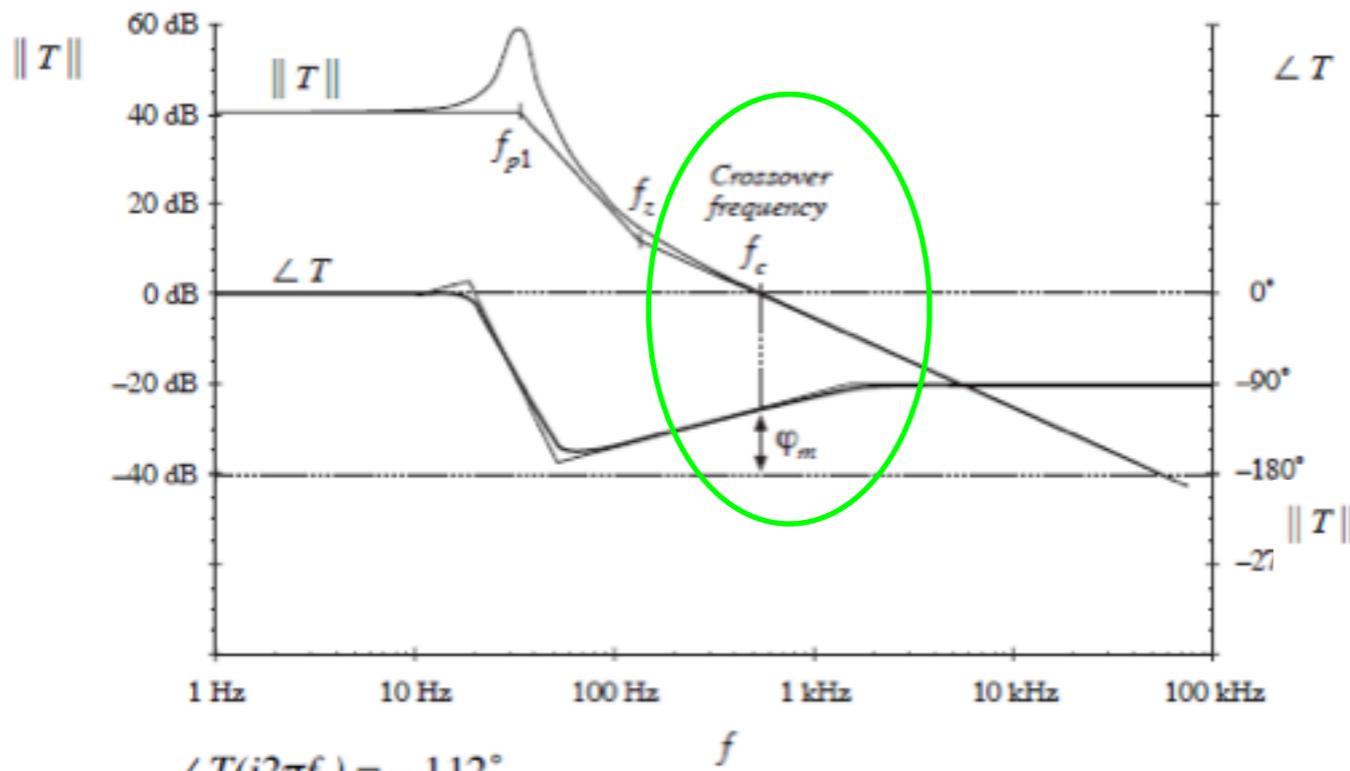


Critérios de estabilidade - FTLA

$$T(s) = H(s) G_c(s) G_{vd}(s) / V_M$$



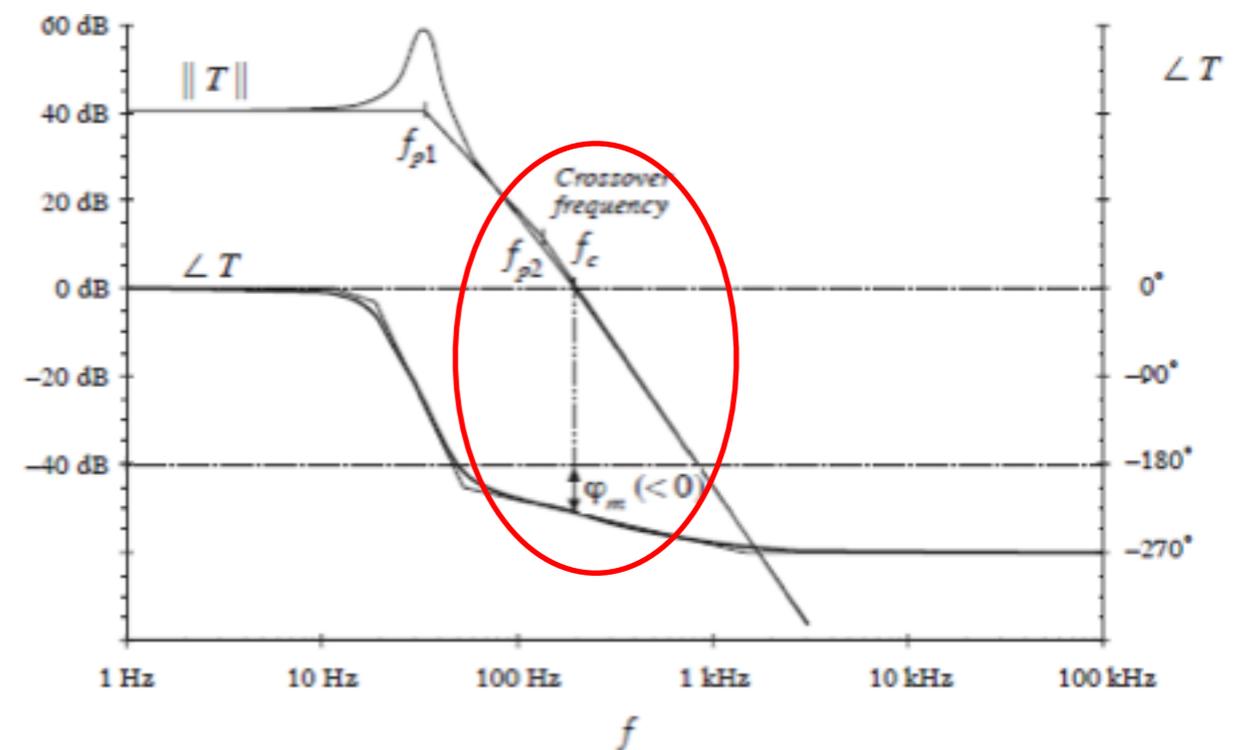
Critérios de estabilidade - FTLA



$$\angle T(j2\pi f_c) = -112^\circ$$

$$\varphi_m = 180^\circ - 112^\circ = +68^\circ$$

$$T(s) = H(s) G_c(s) G_{vd}(s) / V_M$$

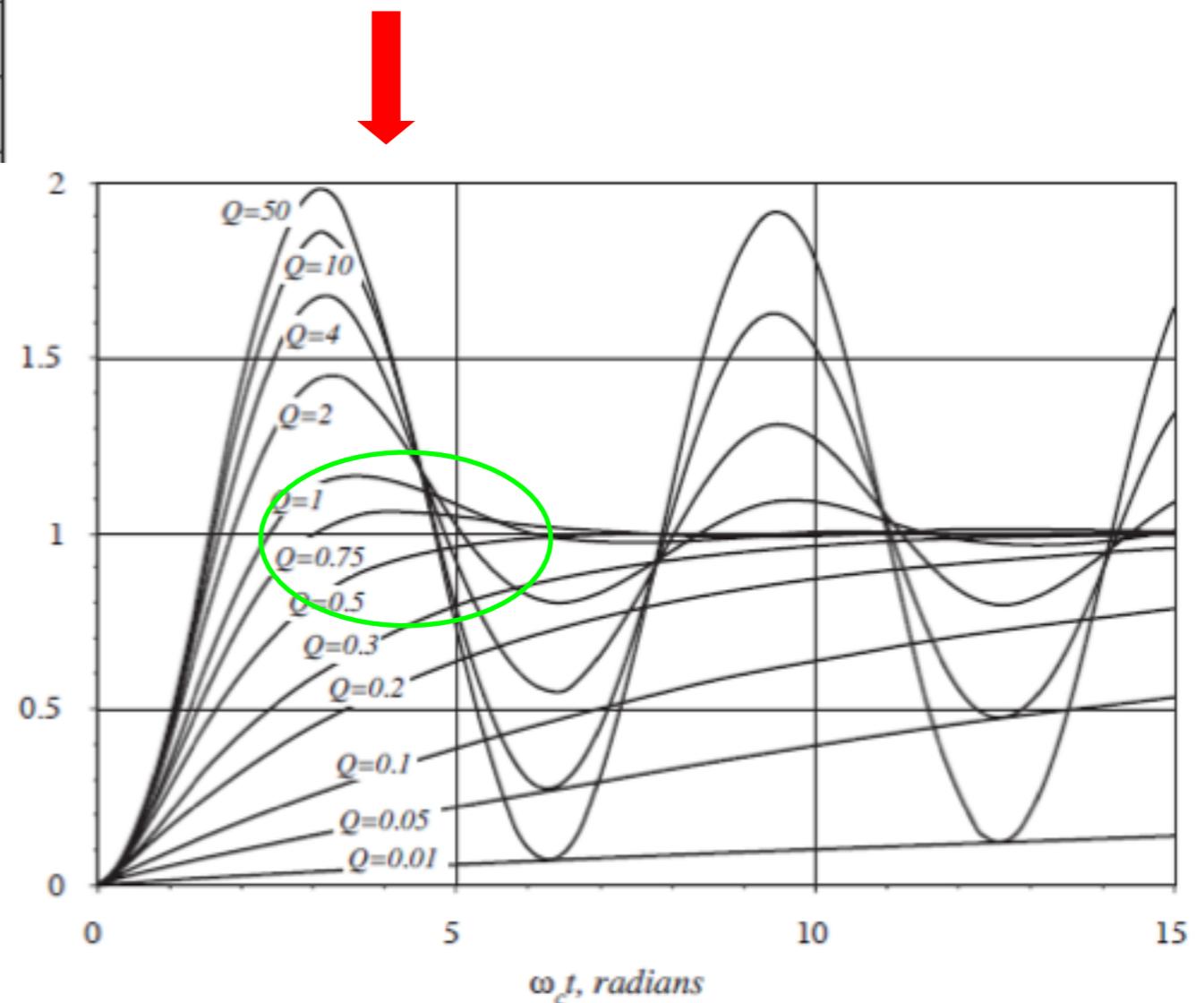
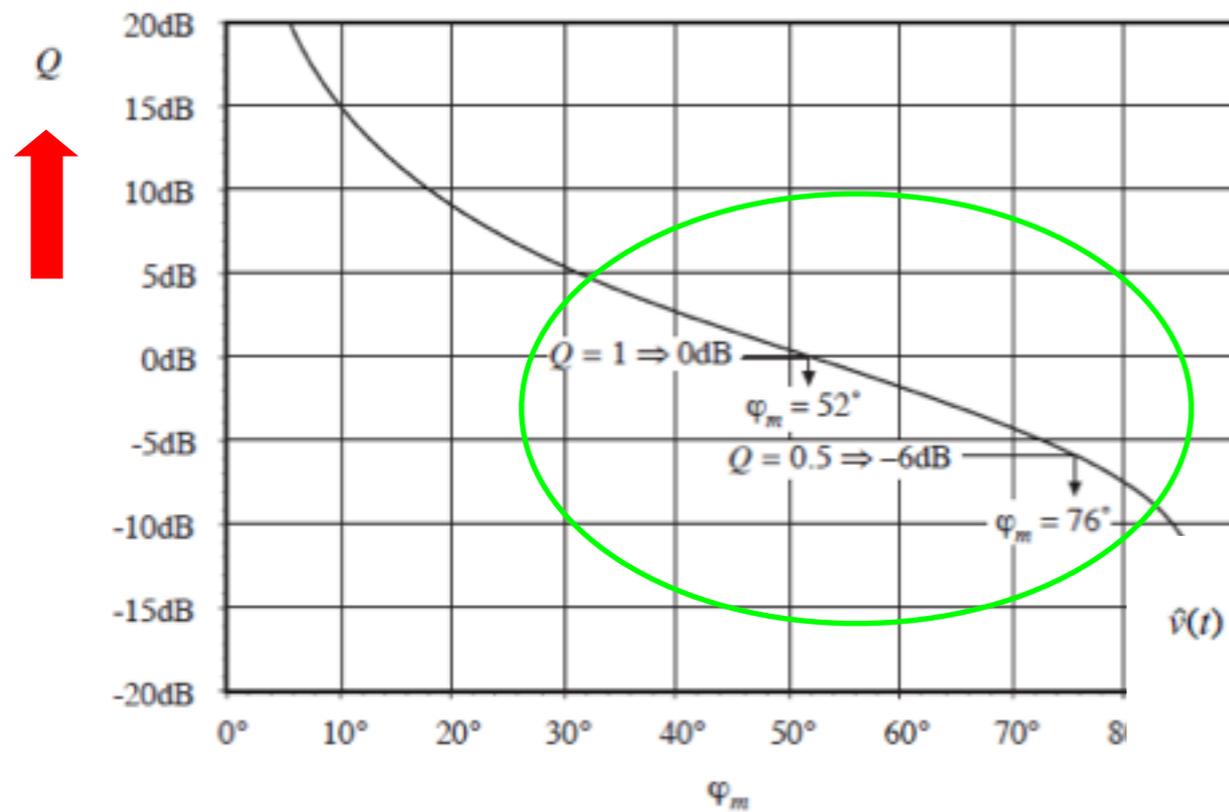


$$\angle T(j2\pi f_c) = -230^\circ$$

$$\varphi_m = 180^\circ - 230^\circ = -50^\circ$$

Controle de Conversores - Projeto no Domínio da Freq.

Relação entre margem de fase e fator de amortecimento



Projeto de compensadores

- garantir a estabilidade **margem de fase**
- propiciar bom ajuste da variável de saída diante de:
 - variações de carga;
 - variações da tensão de entrada (Ex. 120Hz);

alto ganho em baixa frequência

- proporcionar boa resposta a transitórios:

rapidez

frequência de corte elevada

sobretensão e oscilação

margem de fase

Projeto de compensadores

$$T(s) = H(s) G_c(s) G_{vd}(s) / V_M$$

Compensador PD

- melhora a margem de fase

Compensador PI

- melhora o ganho em baixa frequência

Compensador PID

- melhora a margem de fase
- melhora o ganho em baixa frequência

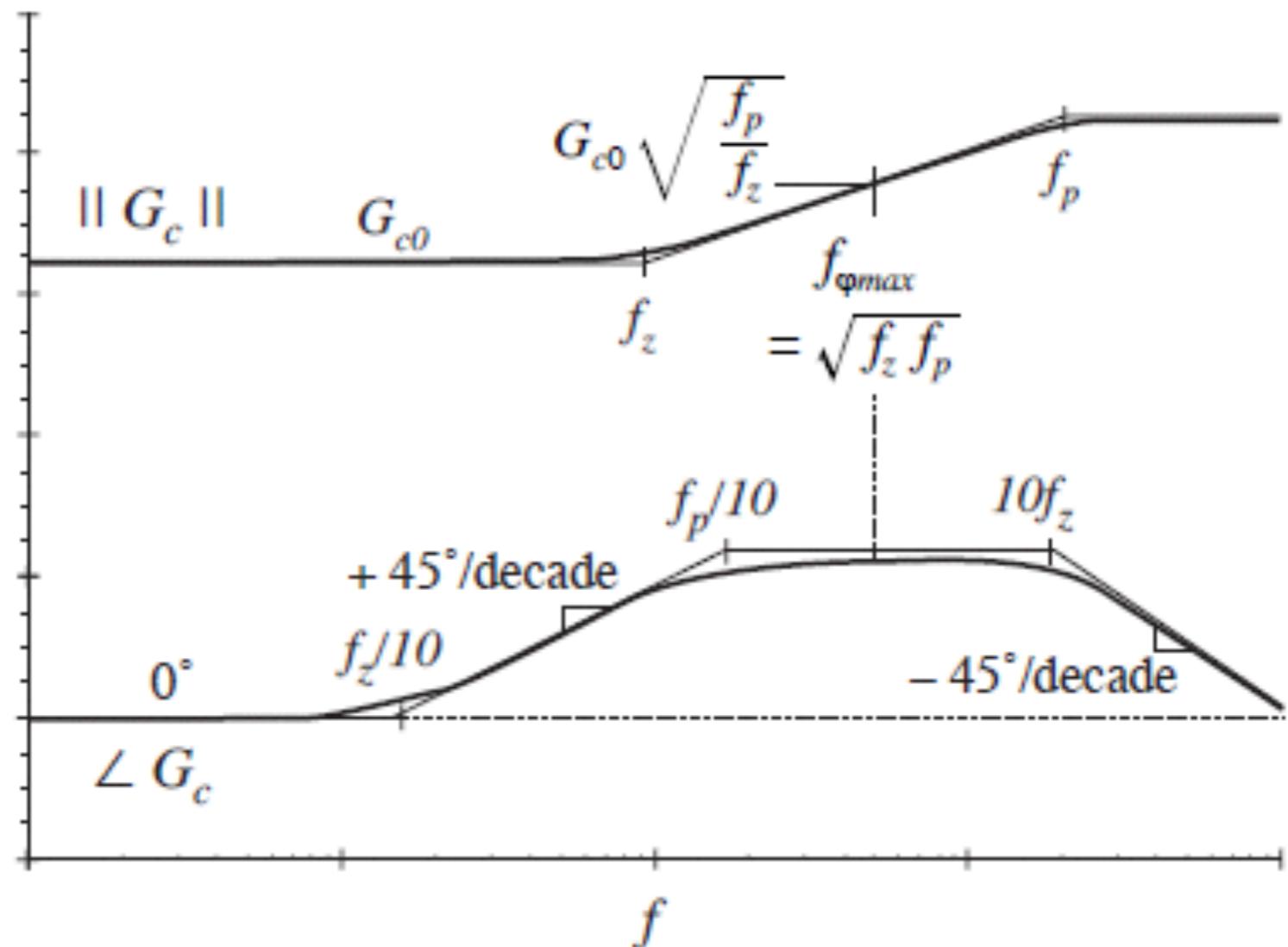
Compensador PD

- melhora a margem de fase

$$G_c(s) = G_{c0} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}$$

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 \pm \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}}$$

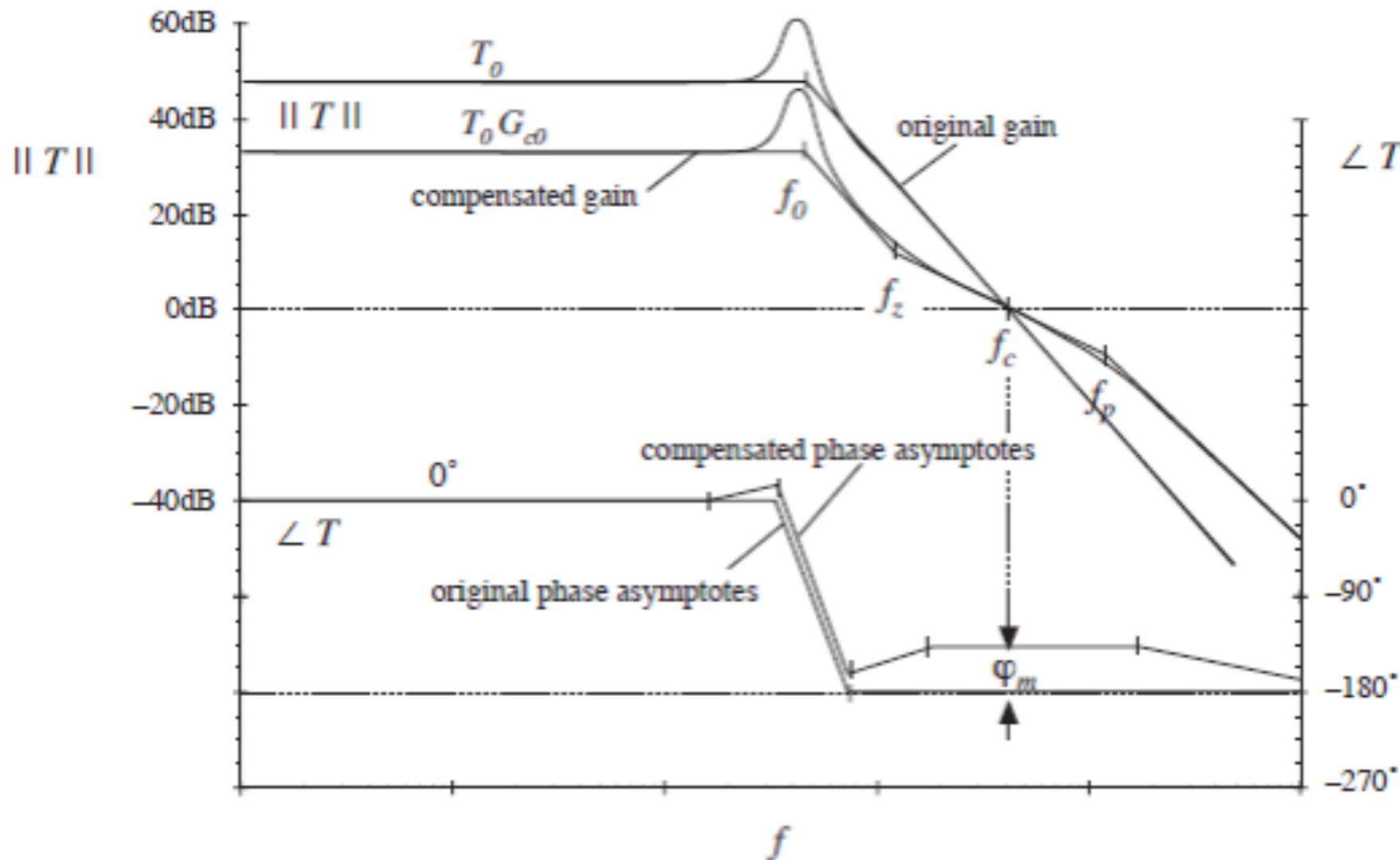
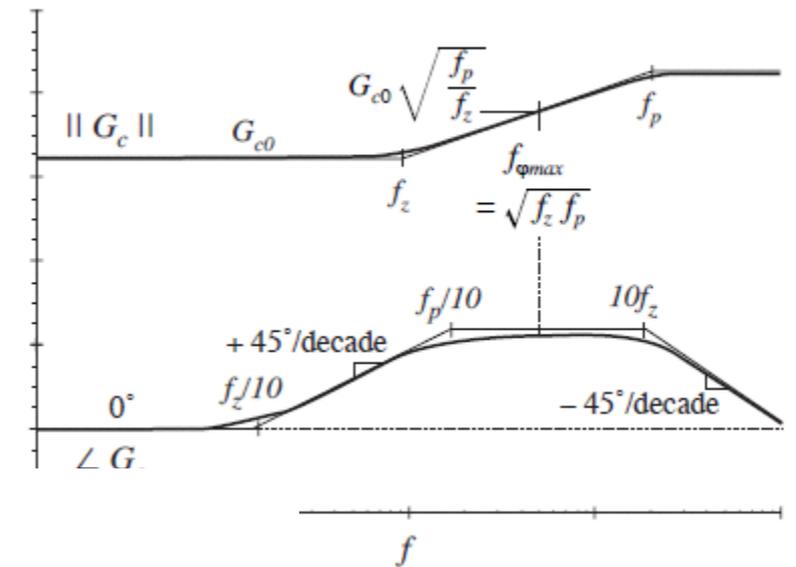
$$f_p = f_c \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 \pm \sin(\theta)}}$$



Compensador PD

- melhora a margem de fase

exemplo



Compensador PI

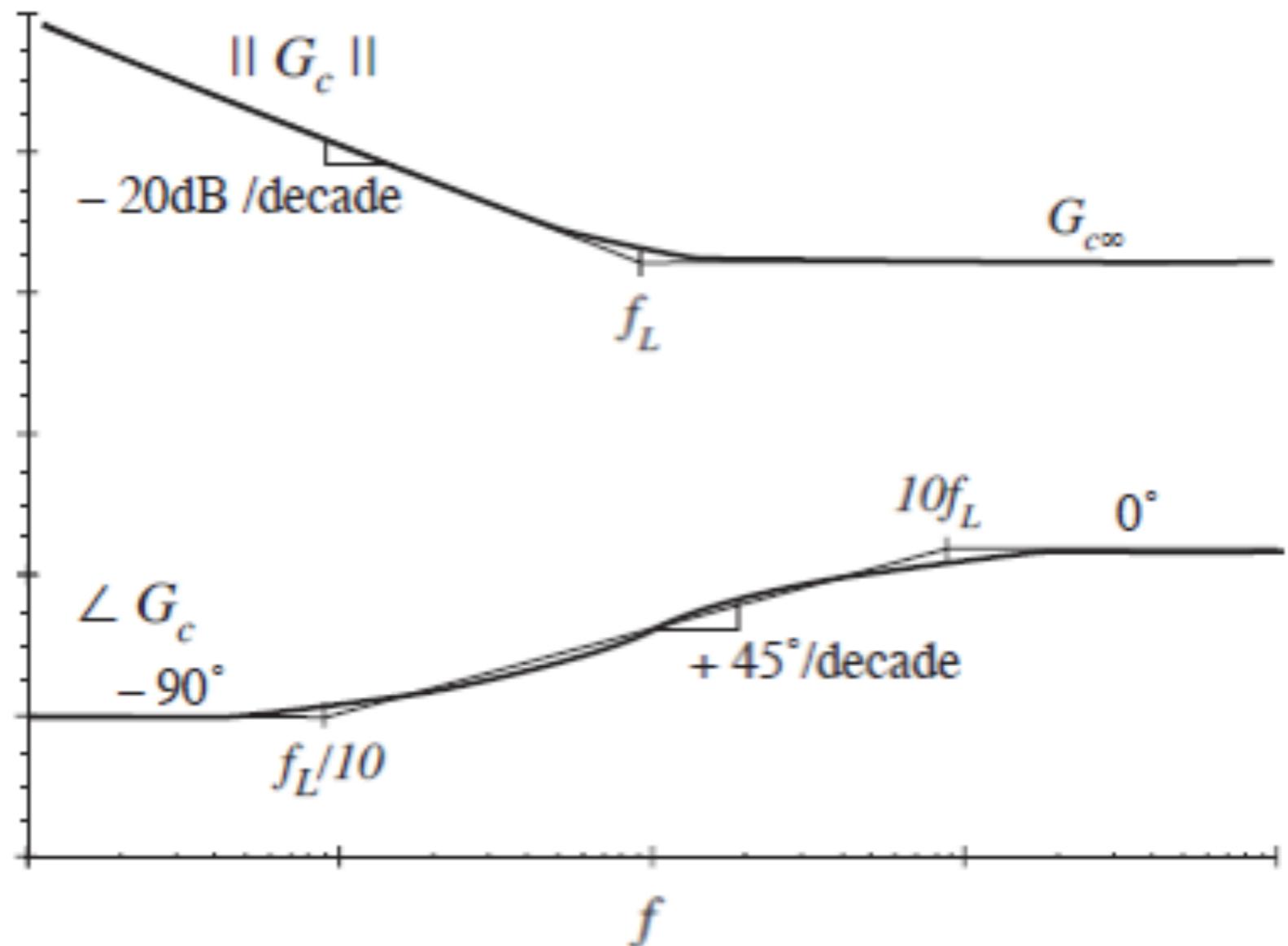
- melhora o ganho em baixa frequência

$$G_c(s) = G_{c\infty} \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right)$$

Design strategy:
choose

$G_{c\infty}$ to obtain desired
crossover frequency

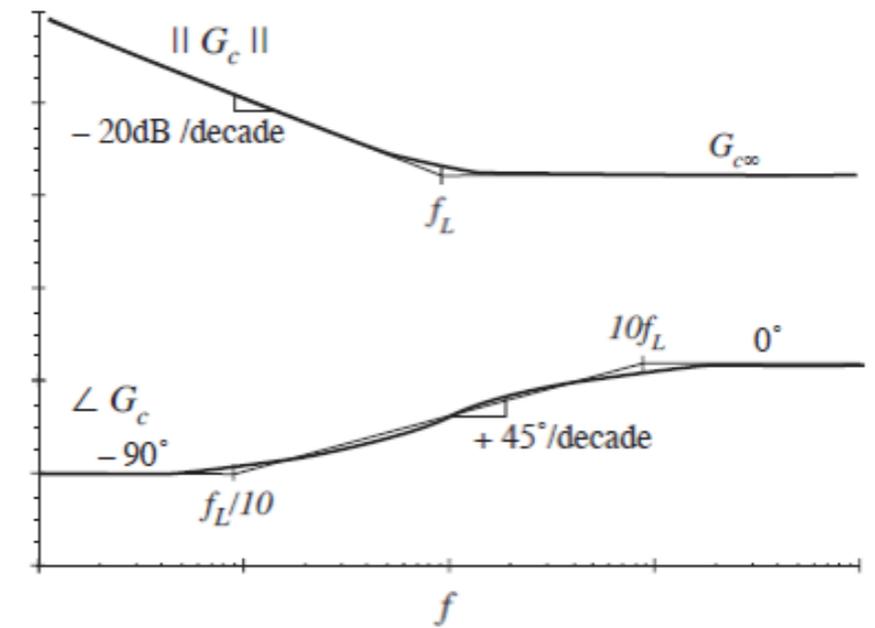
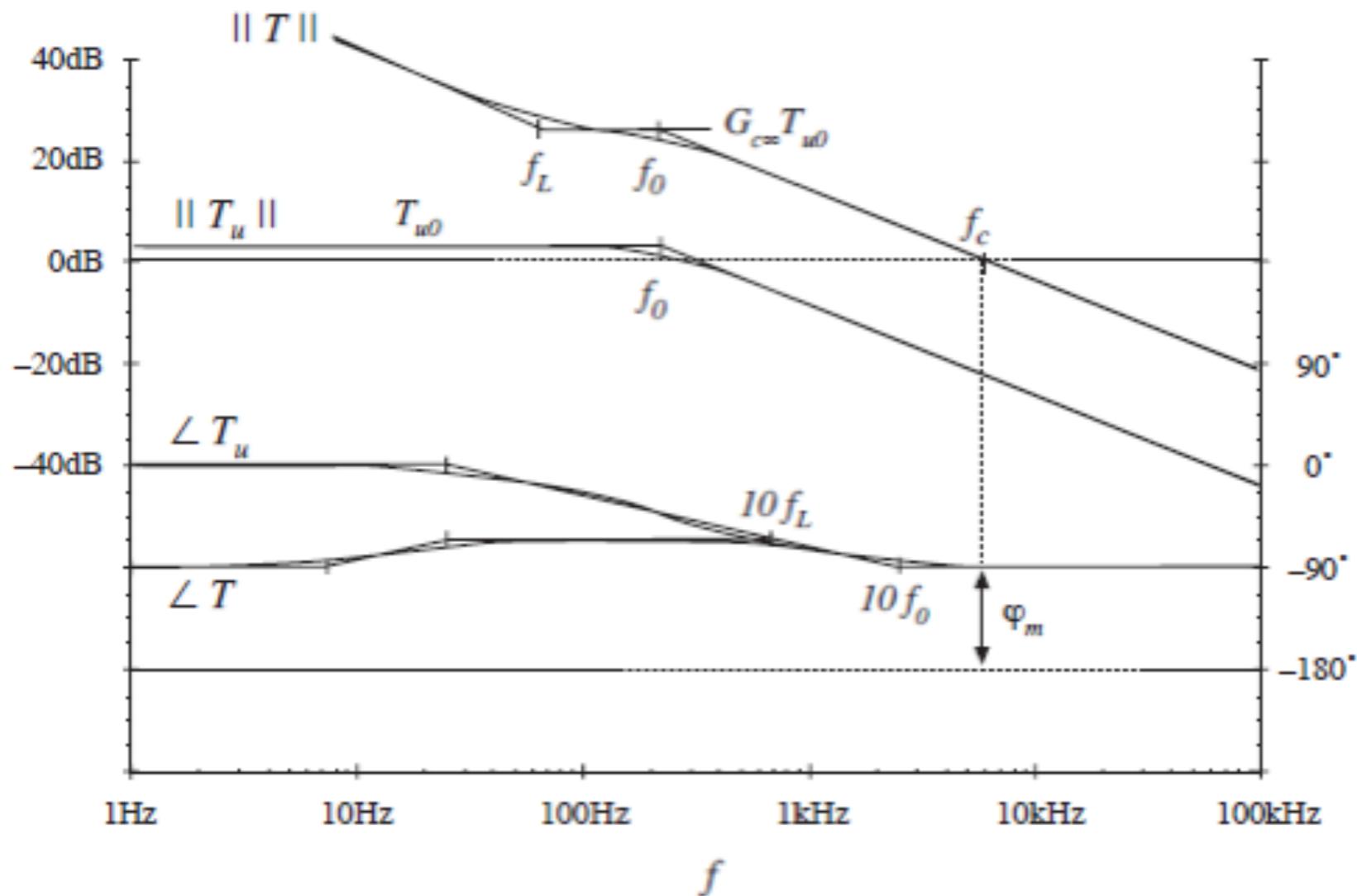
ω_L sufficiently low to
maintain adequate
phase margin



Compensador PI

- melhora o ganho em baixa frequência

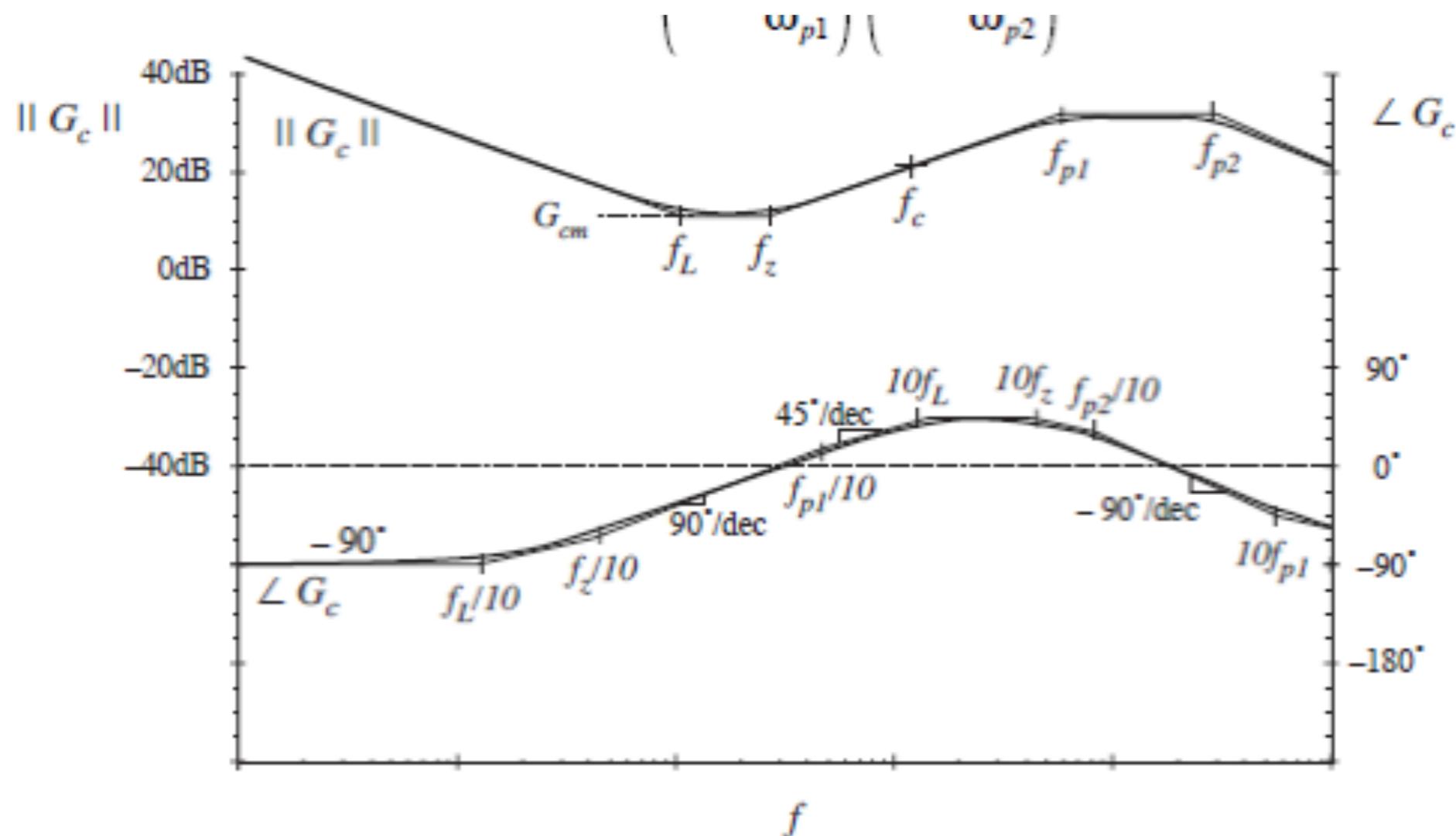
exemplo



Compensador PID

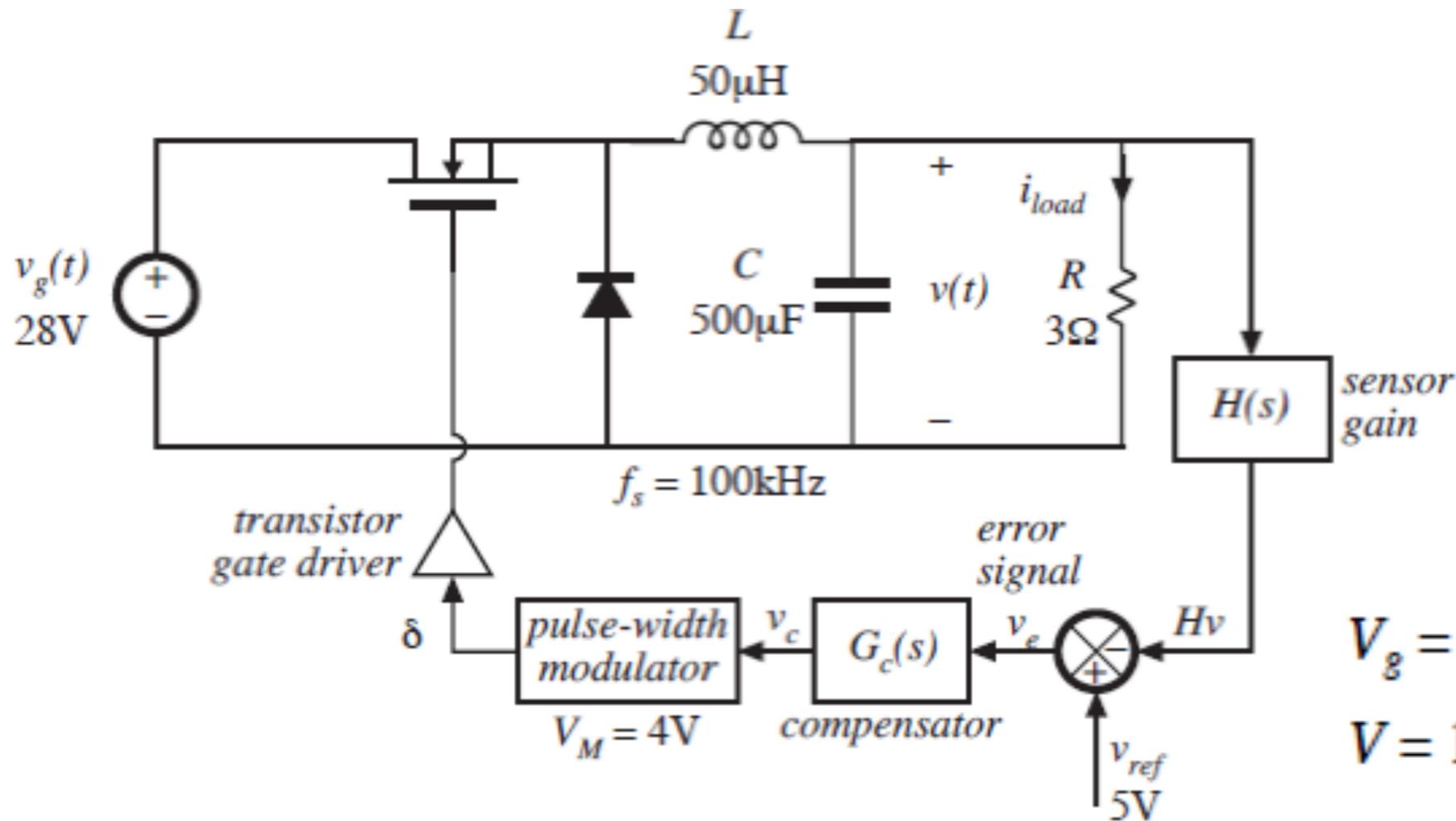
- melhora a margem de fase
- melhora o ganho em baixa frequência

$$G_c(s) = G_{cm} \frac{\left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$



Controle de Conversores - Projeto no Domínio da Freq.

Exemplo de projeto



$$V_g = 28V$$

$$V = 15V, I_{load} = 5A, R = 3\Omega$$

$$D = 15/28 = 0.536$$

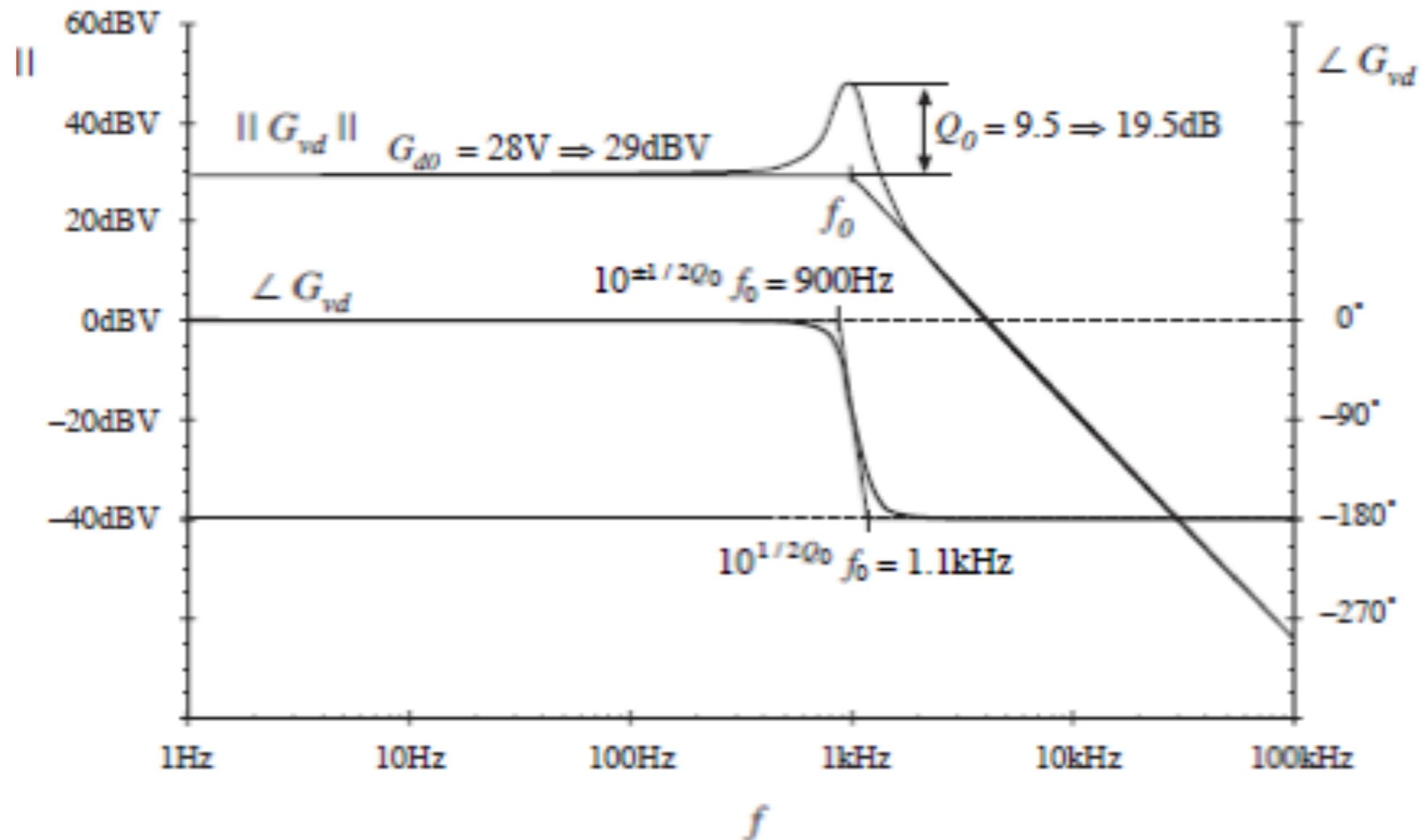
$$V_{ref} = 5V$$

$$V_c = DV_M = 2.14V$$

$$H = V_{ref}/V = 5/15 = 1/3$$

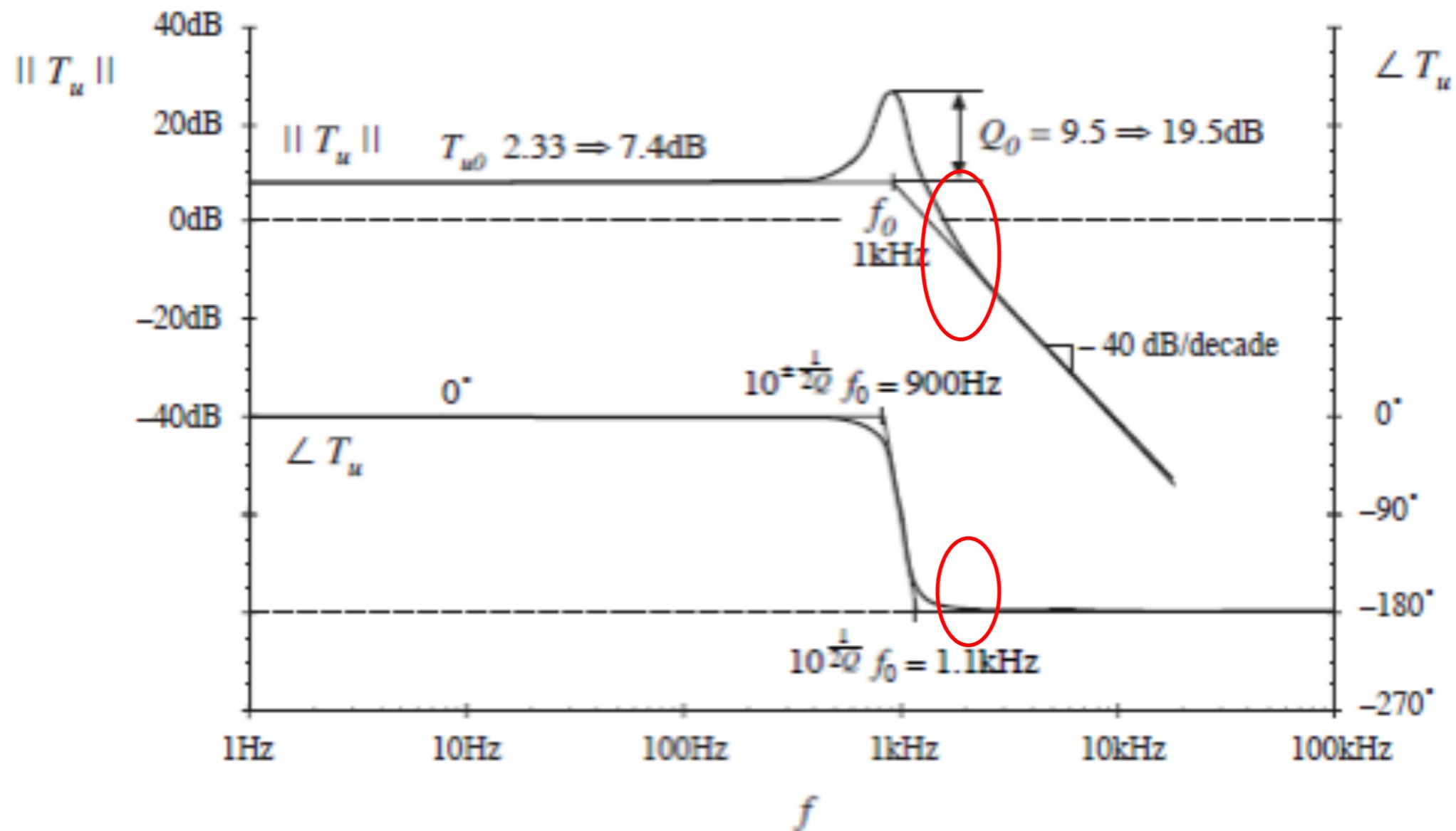
Controle de Conversores - Projeto no Domínio da Freq.

Exemplo de projeto - planta em MA



Controle de Conversores - Projeto no Domínio da Freq.

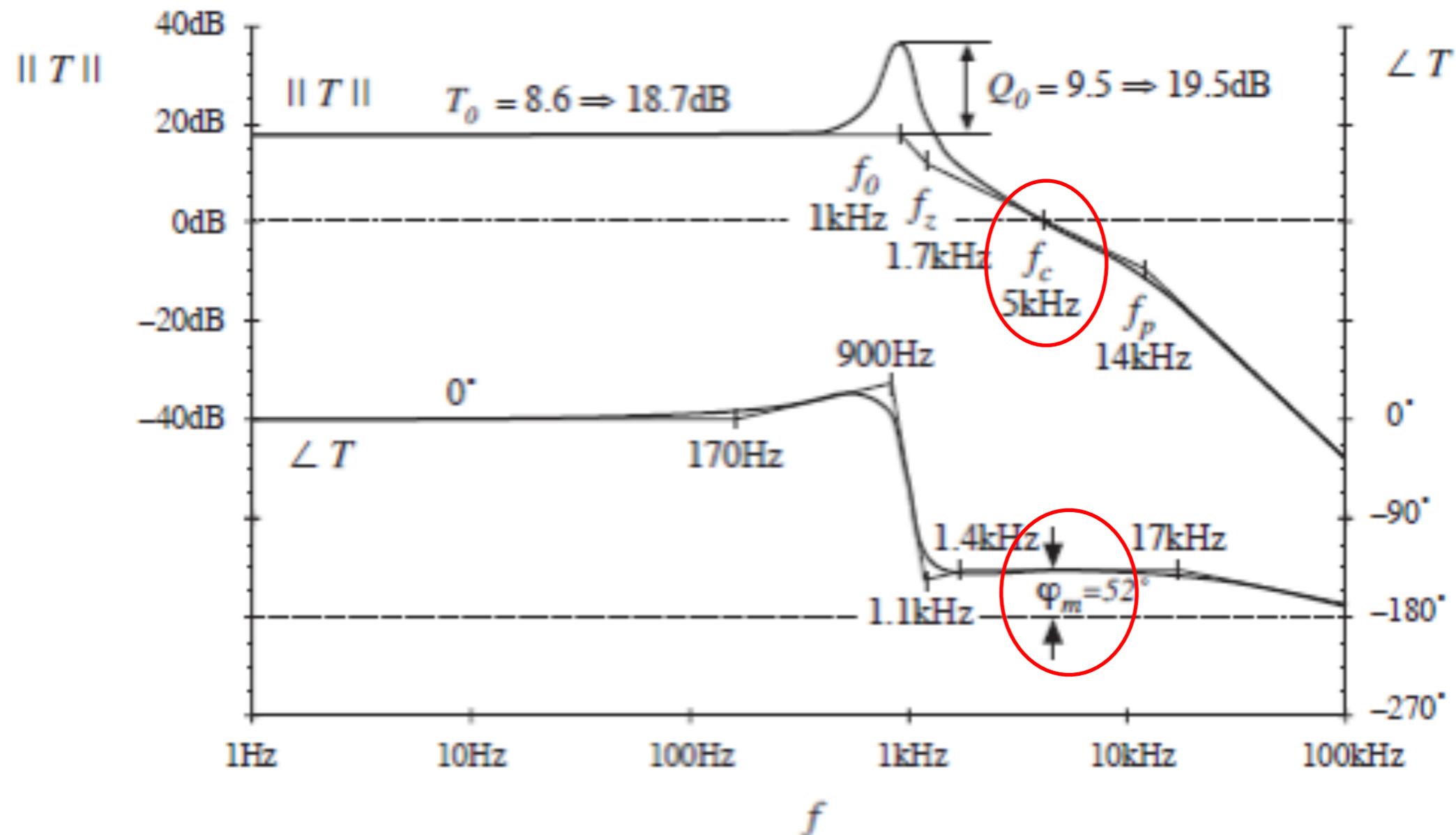
Exemplo de projeto - Sem compensador $G_c=1$



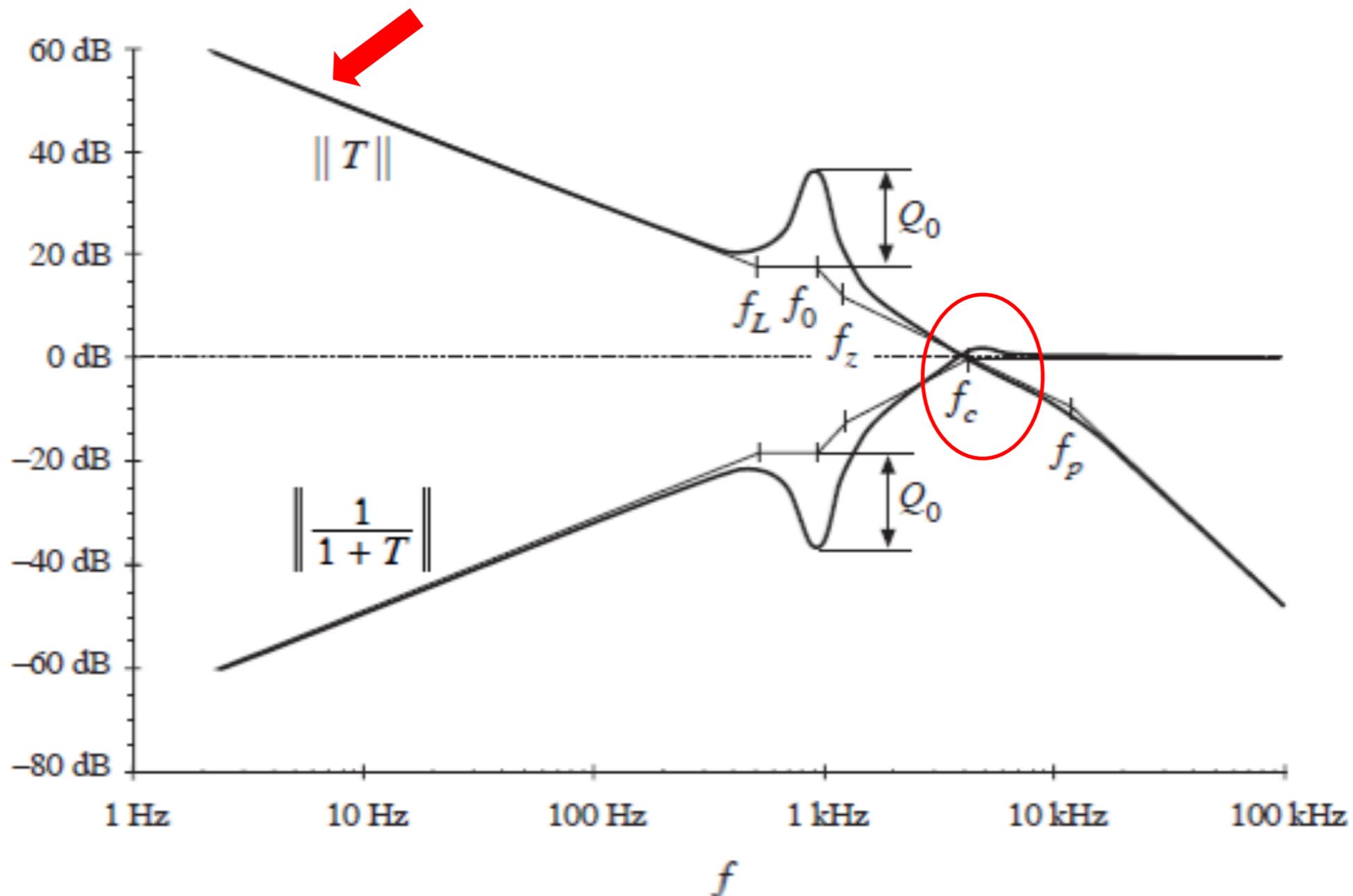
$$f_c = 1.8\text{kHz}, \varphi_m = 5^\circ$$

Controle de Conversores - Projeto no Domínio da Freq.

Exemplo de projeto - compensador PD



Exemplo de projeto - compensador PID



Controle de Conversores - Projeto no Domínio da Freq.

Exemplo numérico - conversor Buck

Compensador PD

$V_{in}=30V$

$V_{out}=15V$

$D=0,5$

$1-D=0,5$

$P_o=100W$

$I_o=6.67A$

$I_{in}=3,33A$

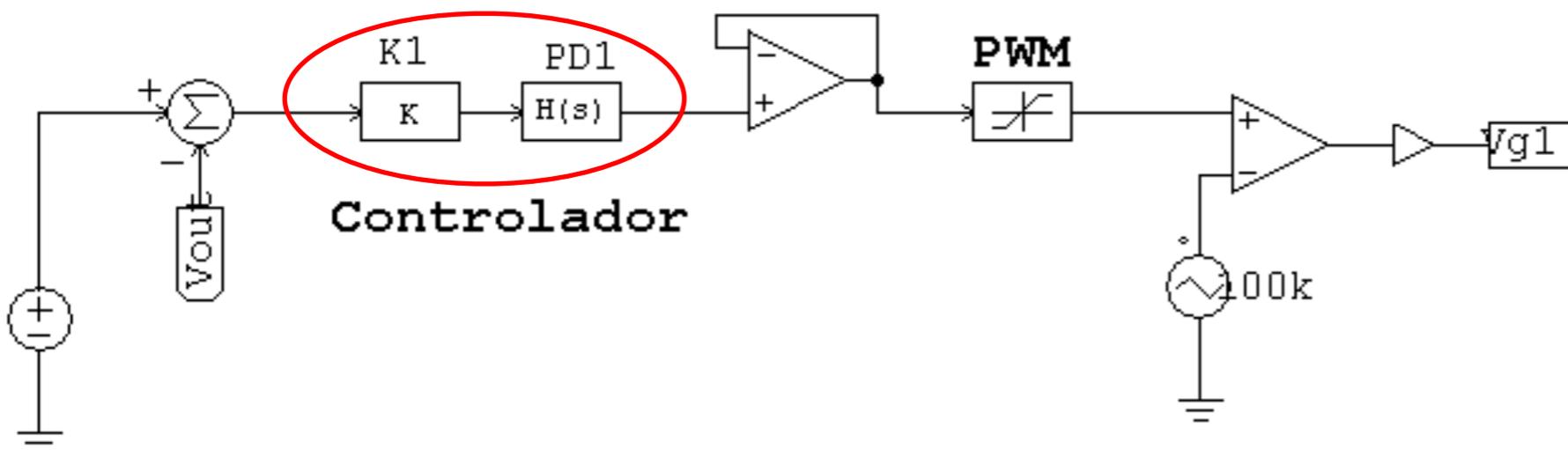
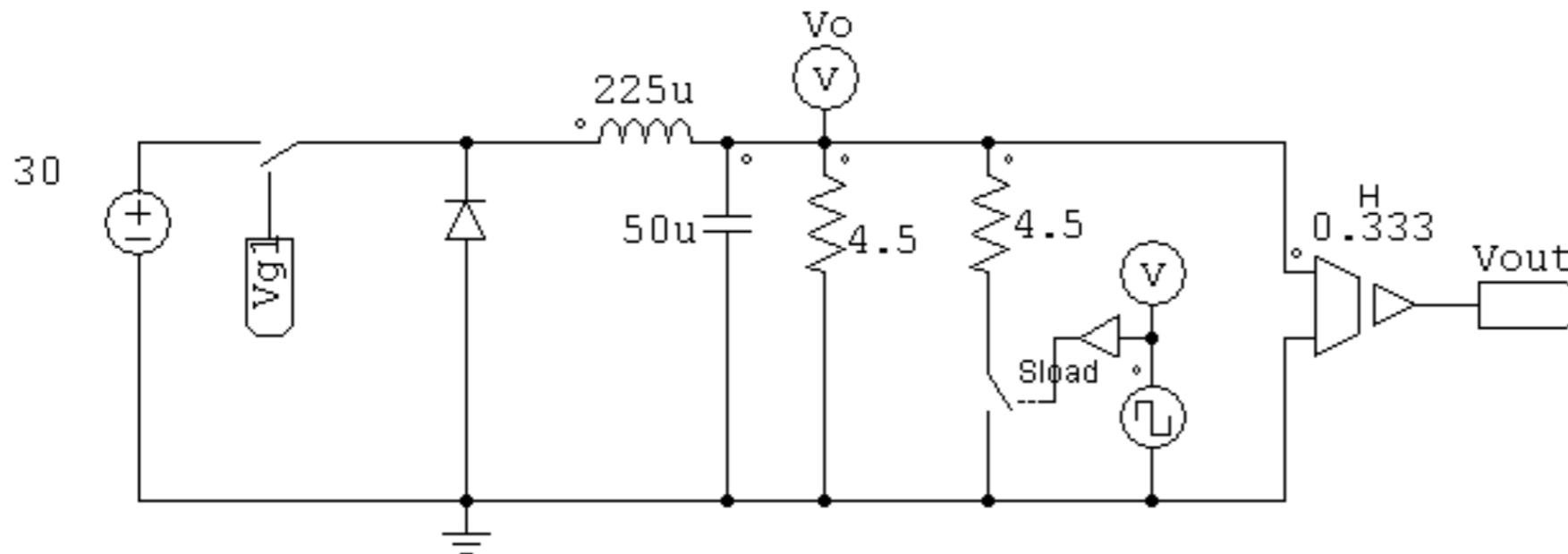
$R_o=2,25\Omega$

$f=100kHz$

$V_{serra}=4V$

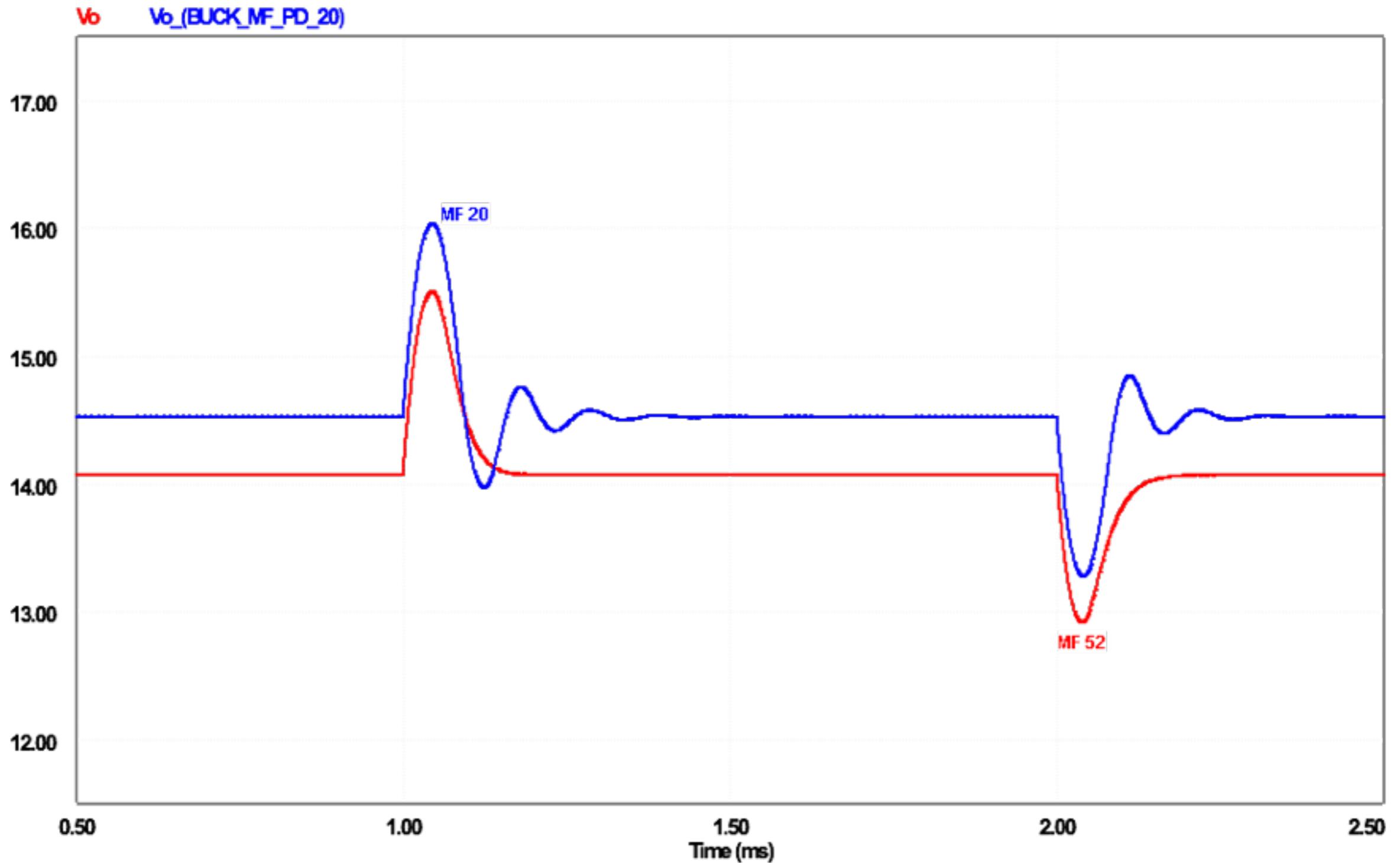
$L=225\mu H$

$C=50\mu F$



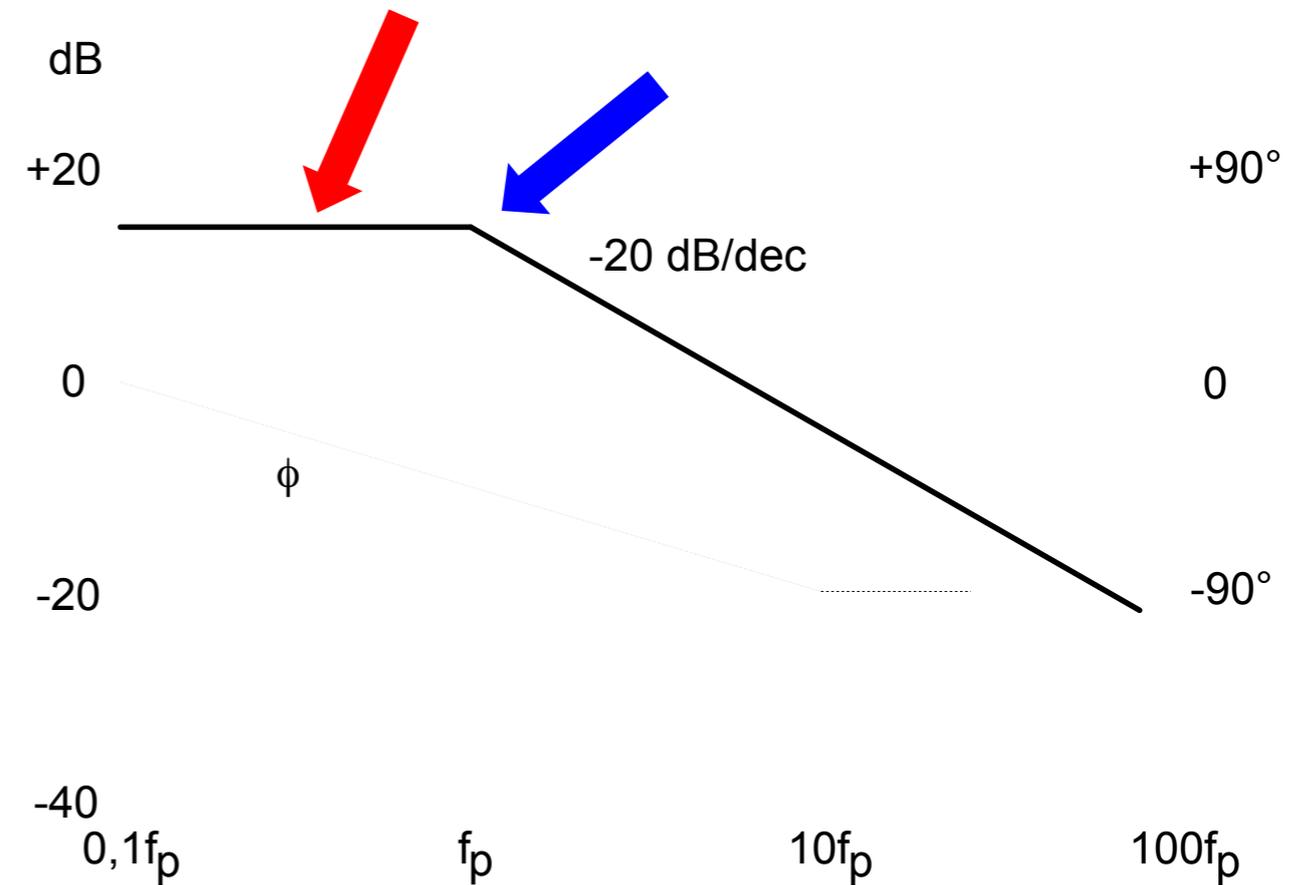
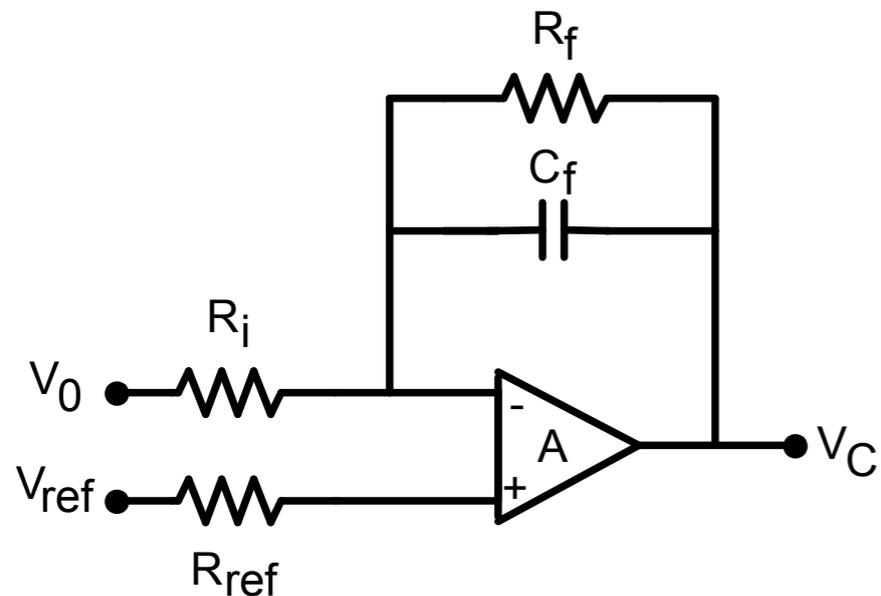
Controle de Conversores - Projeto no Domínio da Freq.

Exemplo numérico - conversor Buck - Compensador PD



Circuitos de compensação com AMPOP

Topologia de 1 pólo



$$\frac{V_C}{V_o} = \frac{Z_f}{Z_i} \quad Z_i = R_i \quad Z_f = \frac{R_f / C_f s}{R_f + 1 / C_f s}$$

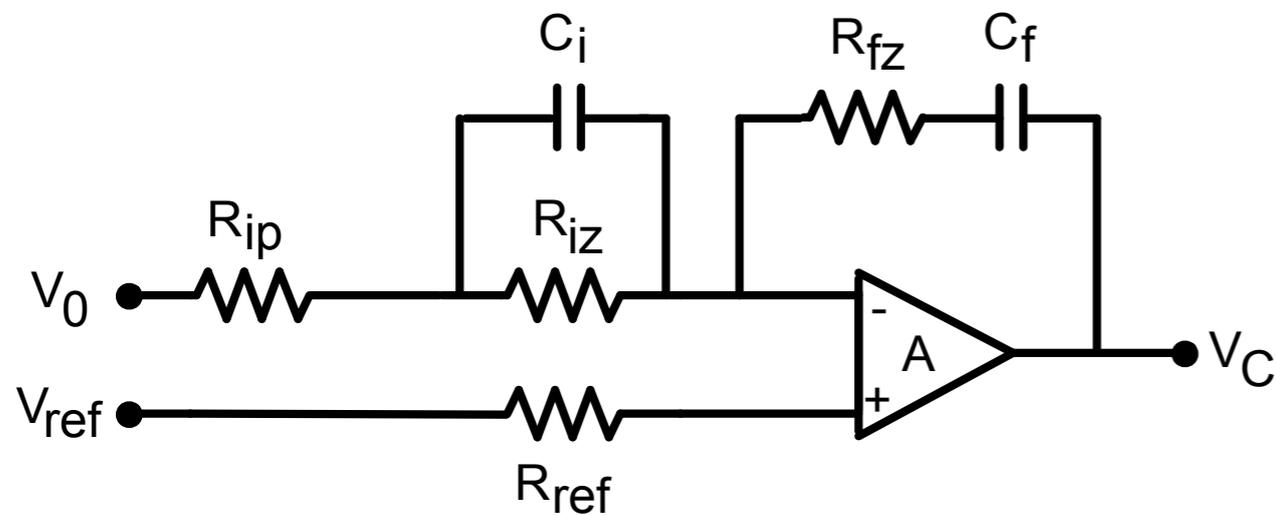
$$\frac{V_C(s)}{V_o(s)} = \frac{R_f}{R_i} \frac{1}{(1 + s C_f R_f)}$$

$$G = \frac{R_f}{R_i}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$$

Circuitos de compensação com AMPOP

Topologia de 2 pólos



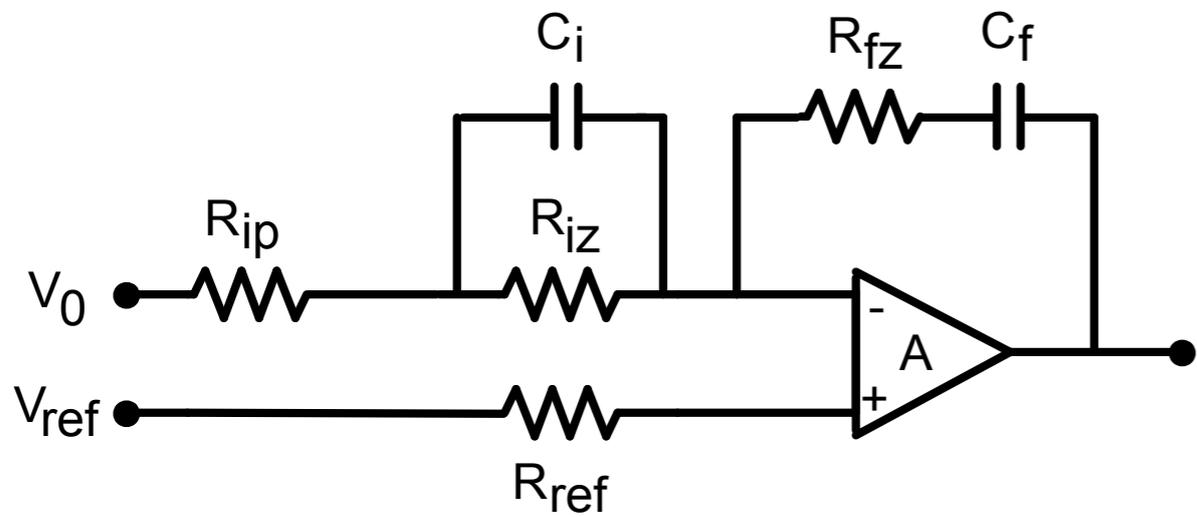
$$Z_f = R_{fz} + \frac{1}{sC_f} \quad Z_i = R_{ip} + \frac{R_{iz} / sC_i}{R_{iz} + \frac{1}{sC_i}}$$

$$\frac{Z_f}{Z_i} = \frac{R_{fz} + 1/sC_f}{R_{ip} + R_{iz} \left(\frac{1}{R_{iz} C_i s + 1} \right)}$$

$$\frac{V_C(s)}{V_0(s)} = \frac{(1 + R_{iz} C_i s)(1 + C_f R_{fz} s)}{\left[C_f s (R_{ip} + R_{iz}) \left(1 + C_i s + \frac{R_{ip} R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right) \right]}$$

Circuitos de compensação com AMPOP

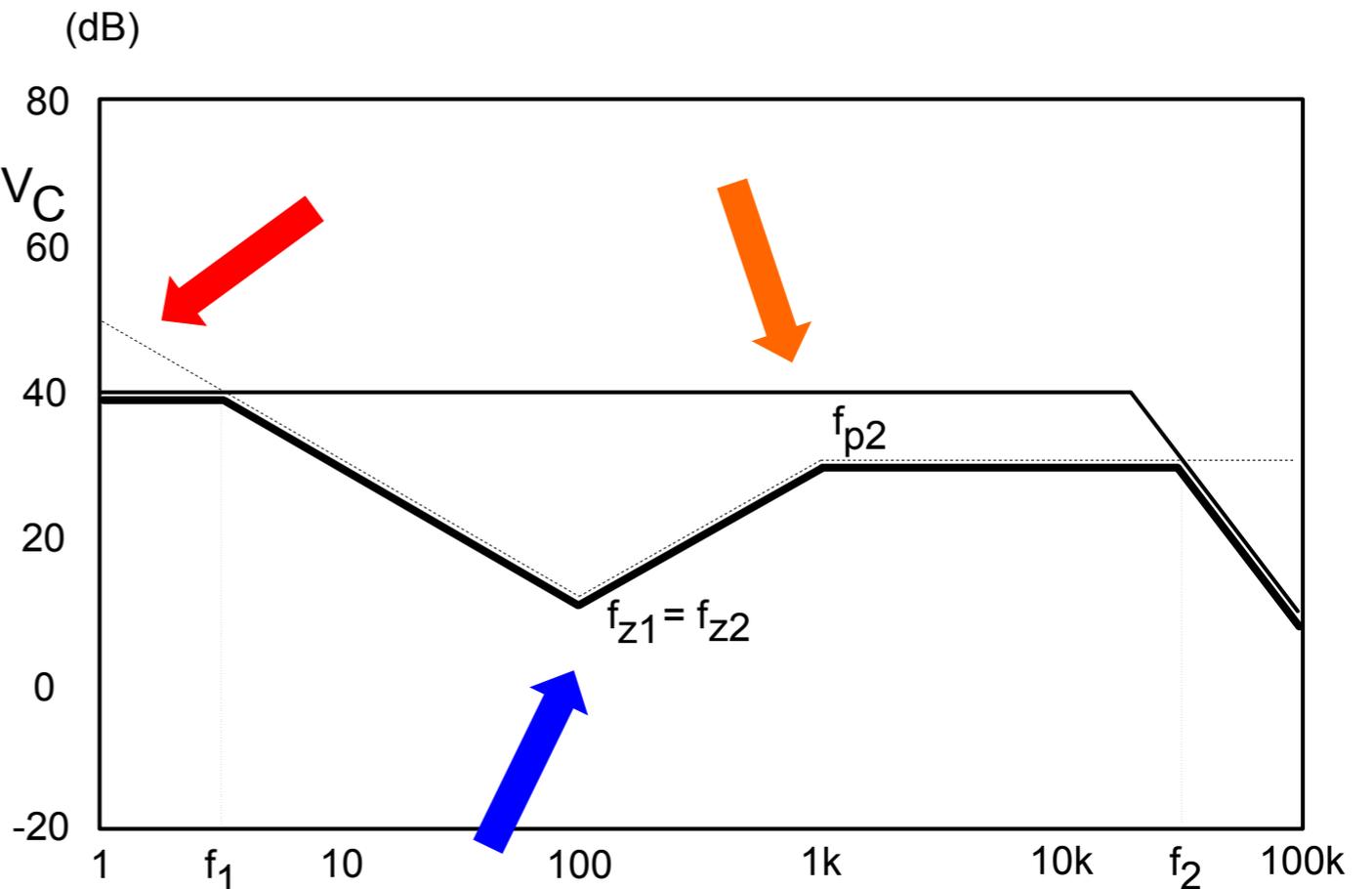
Topologia de 2 pólos



$$f_{p1} = 0\text{Hz} \quad f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_i \left(\frac{R_{ip} R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right)}$$

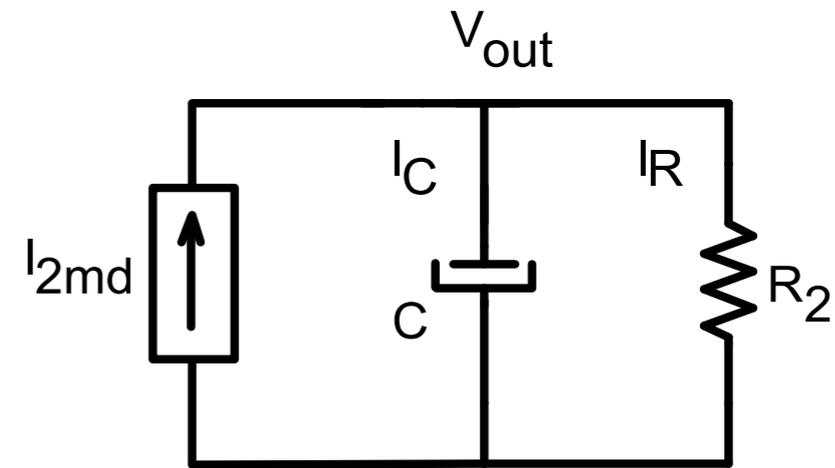
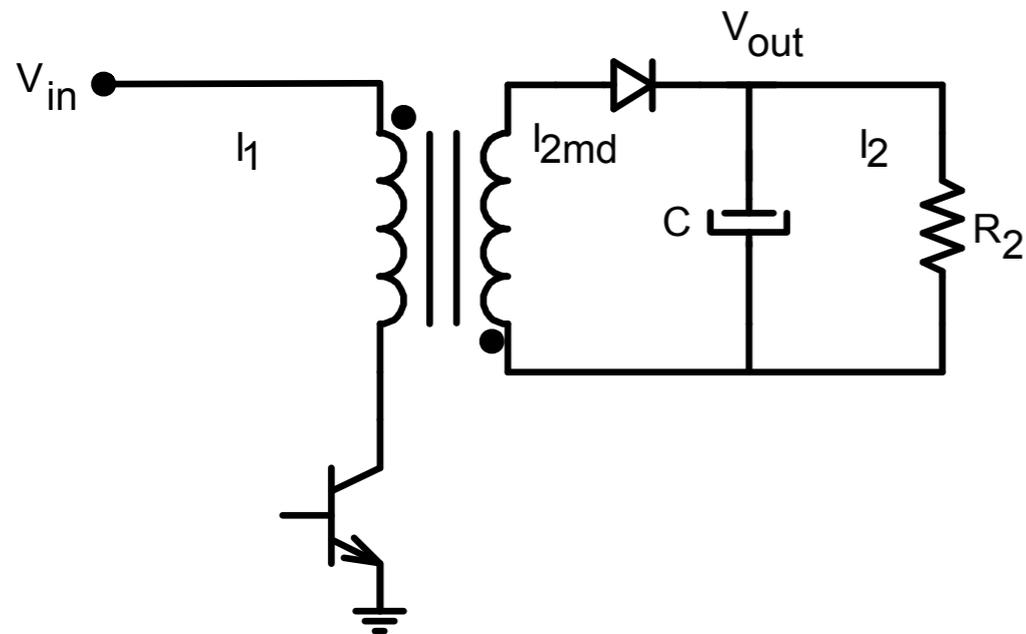
$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi C_f R_{fz}} \quad f_{z1} = \frac{1}{2\pi C_i R_{iz}}$$

- — Ganho em malha fechada do compensador ideal
- — Ganho do amplificador operacional real em malha aberta
- — Compensador real considerando o amplificador operacional ideal



Controle do Conversor Flyback

Modelo do conversor Flyback - condução descontinua

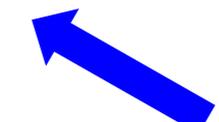


$$P_{2md} = R_2 I_{2md}^2$$

$$P_{1md} = V_{in} I_{1md} = V_{in} \frac{I_p T_1}{2T}$$

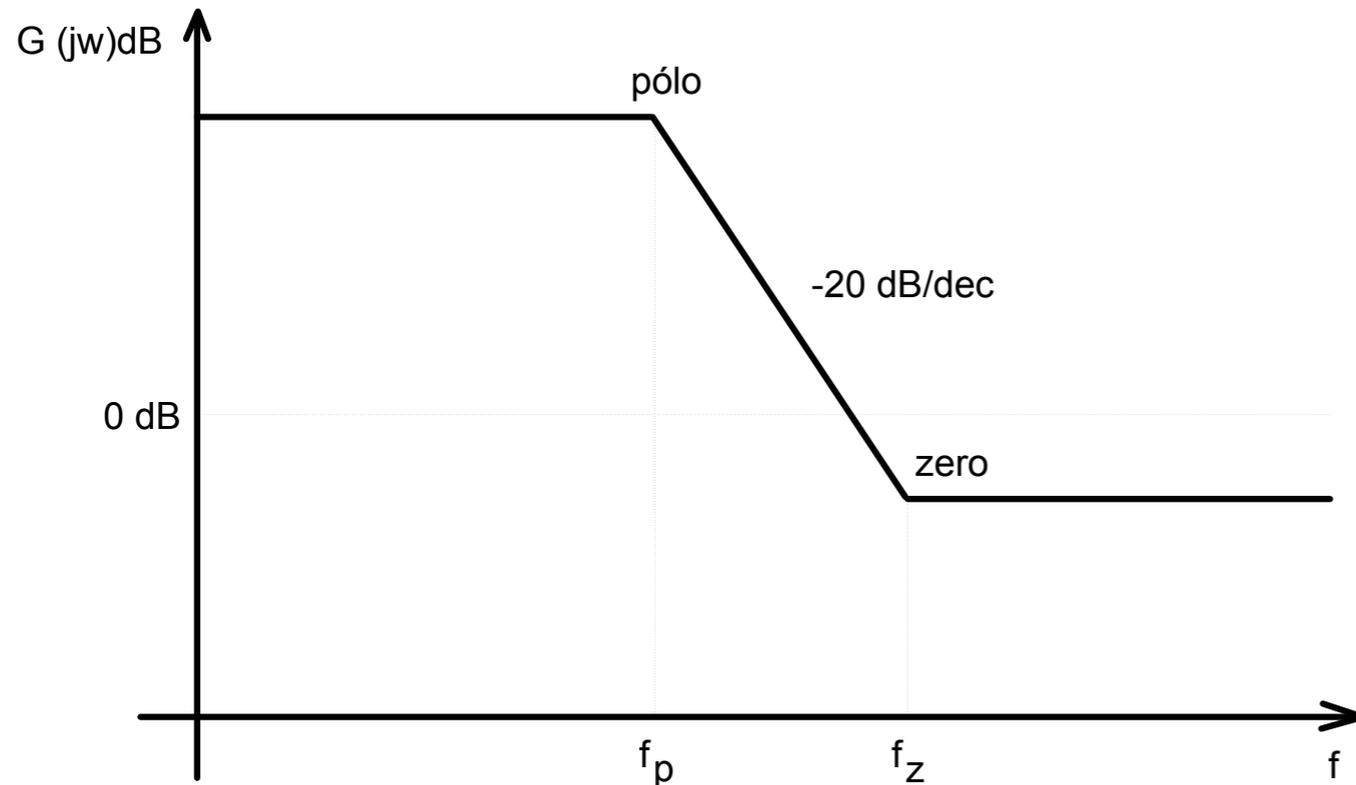
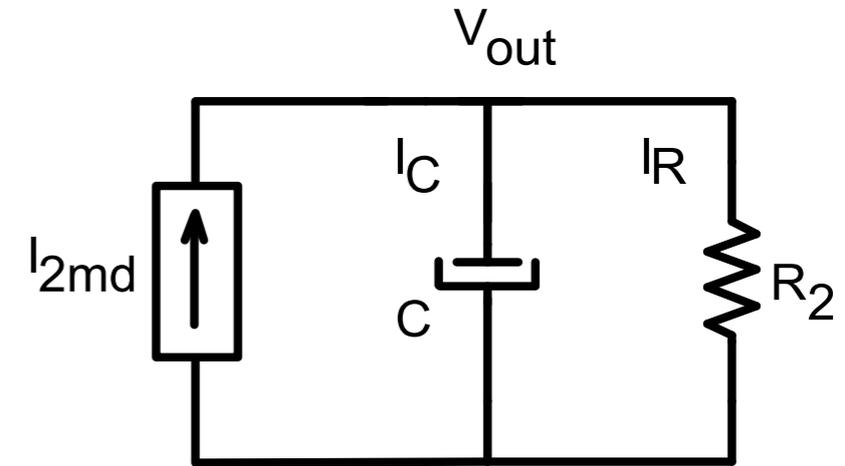
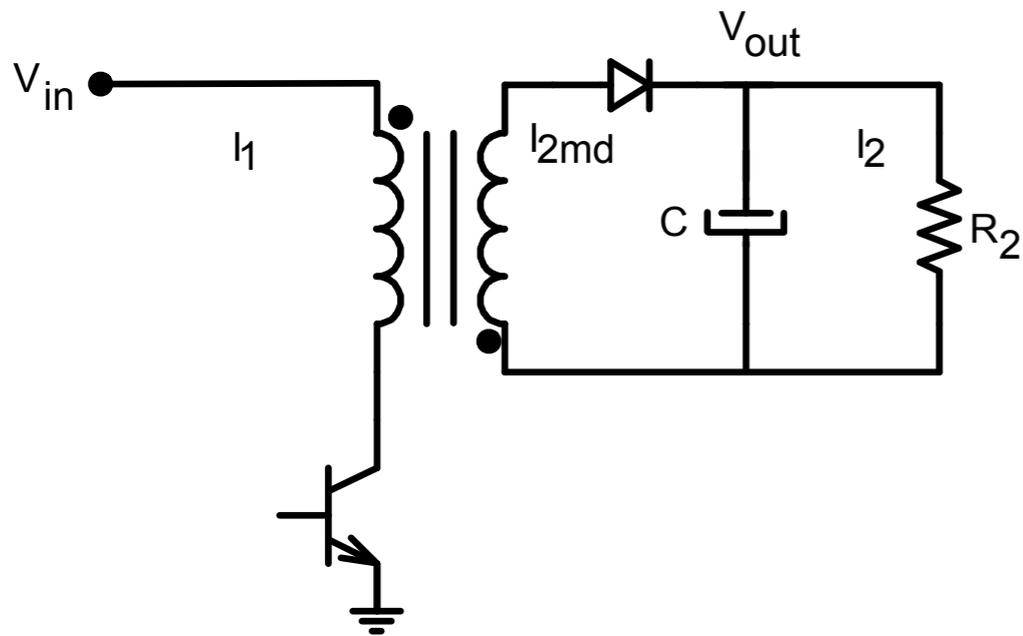
$$I_{2md} = \frac{V_{in}}{\sqrt{2LR_2f}} D$$

$$I_{2md} = C \frac{dV_{out}}{dt} + \frac{V_{out}}{R_2}$$

$$G(s) = \frac{V_{in}}{V_s \sqrt{\frac{2Lf}{R_2}}} \frac{1}{(1 + sR_2C)}$$


Controle do Conversor Flyback

Modelo do conversor Flyback - condução descontinua



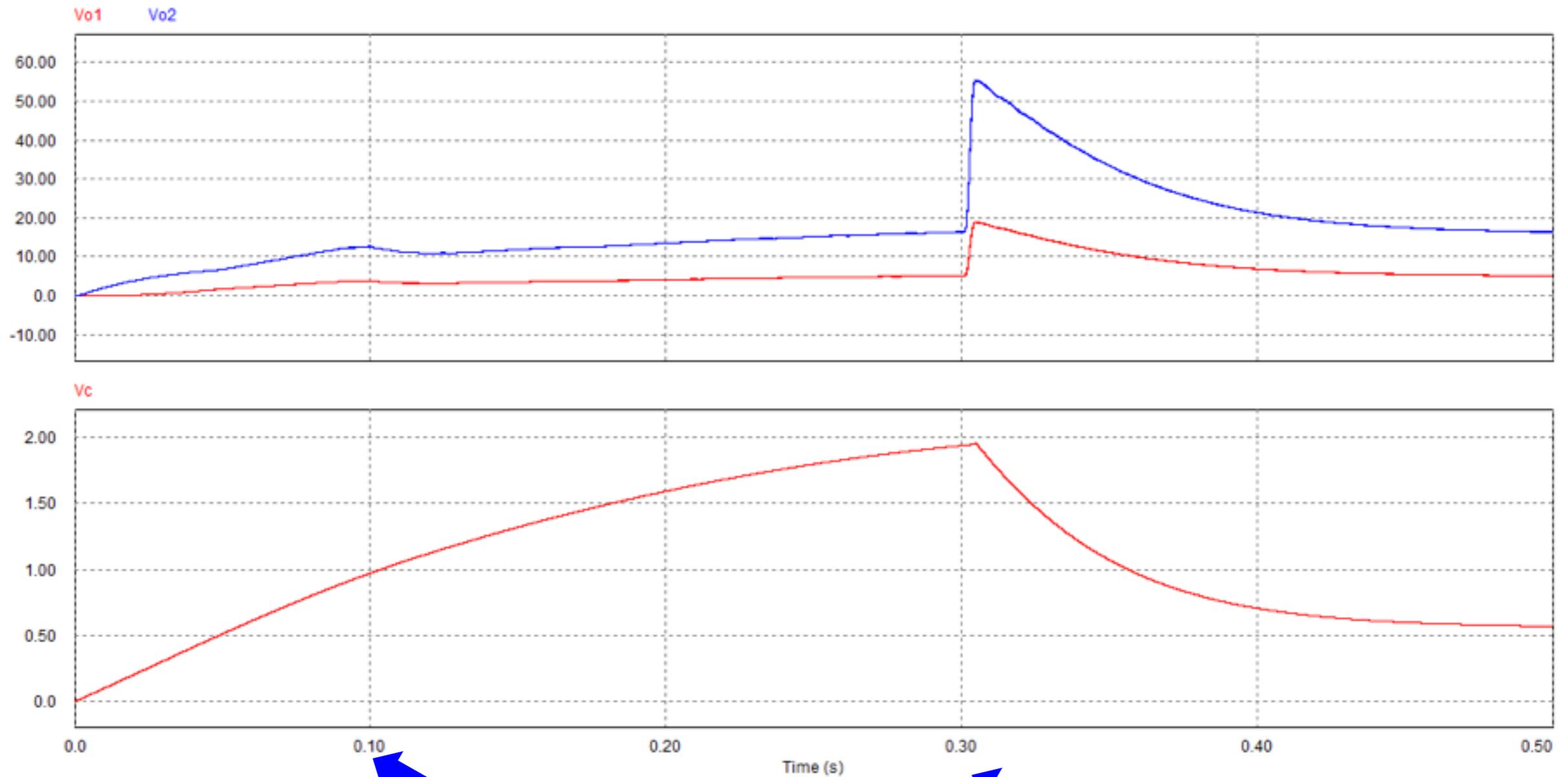
$$G(s) = \frac{V_{in}}{V_S \sqrt{\frac{2Lf}{R_2}}} \frac{1}{(1 + sR_2C)}$$

$$G(s) = \frac{V_{in}}{V_S \sqrt{\frac{2Lf}{R_2}}} \frac{(1 + sRSE \cdot C)}{(1 + sR_2C)}$$

Controle do Conversor Flyback

Usando controlador simples:

$$C(s) = \frac{k}{S}$$



Transitórios:

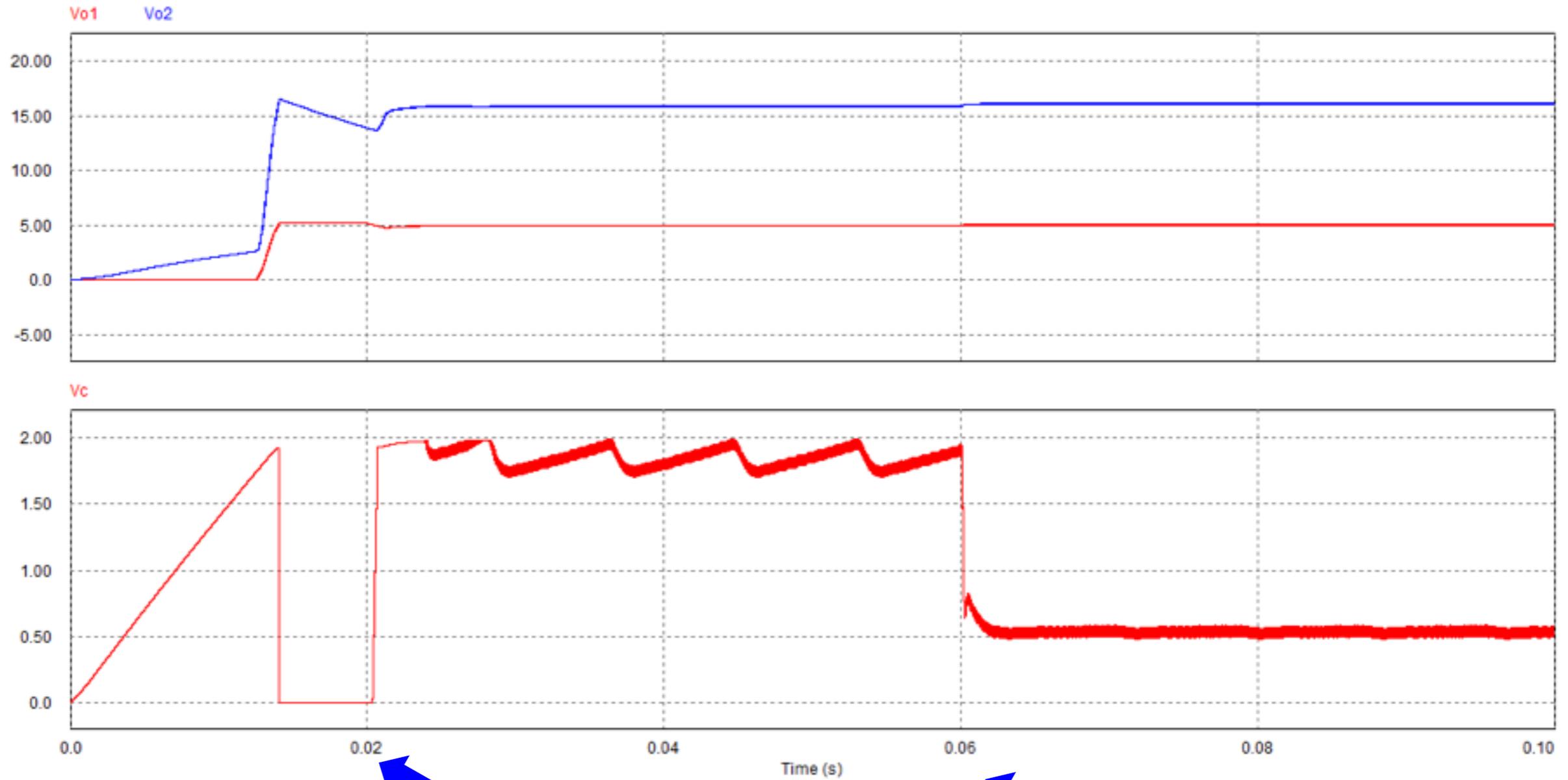
na carga

na tensão de entrada

Controle do Conversor Flyback

Usando controlador com um pólo:

$$C(s) = \frac{k}{1 + S \cdot p1}$$



Transitórios:

na carga

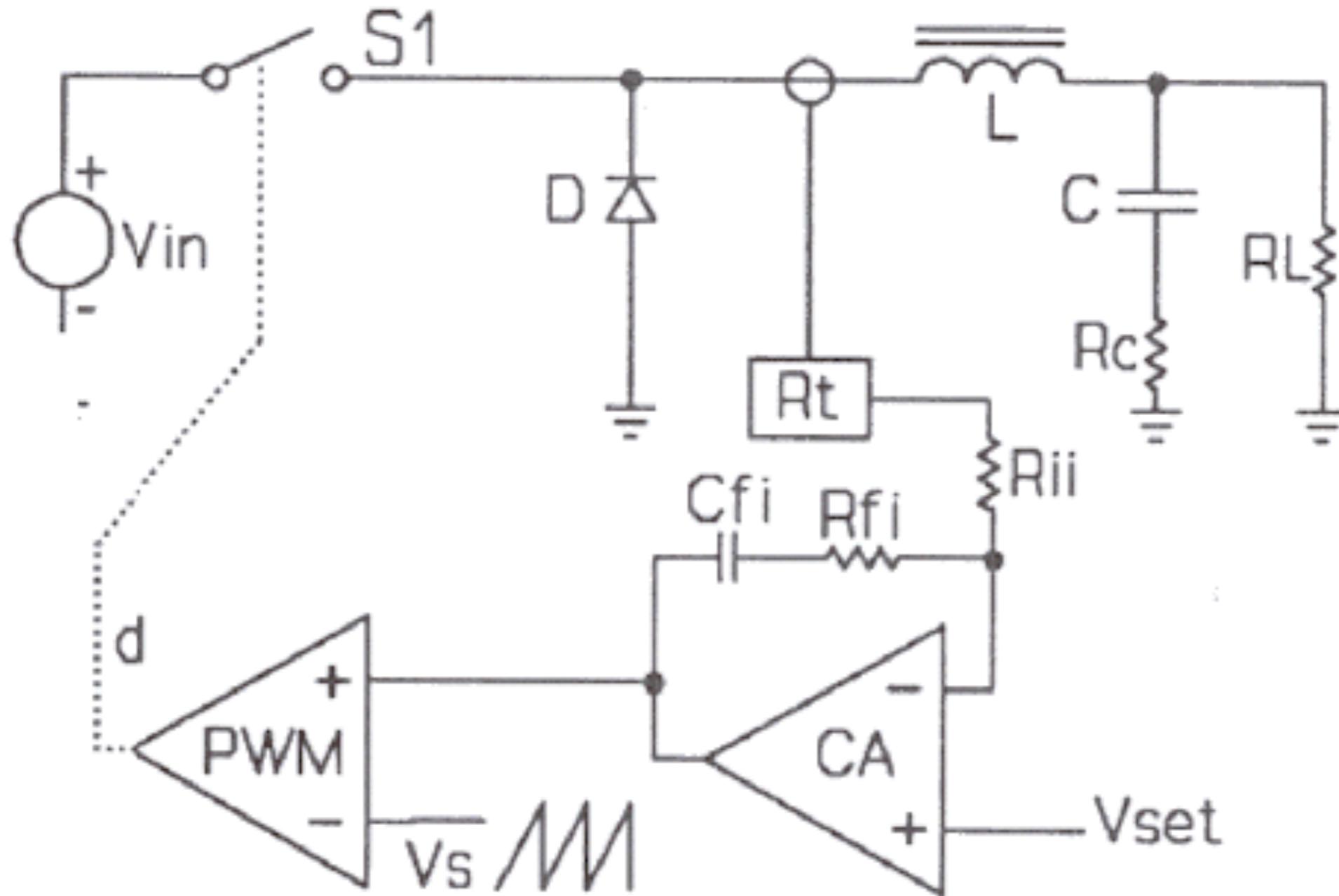
na tensão de entrada

Controle no Modo Corrente

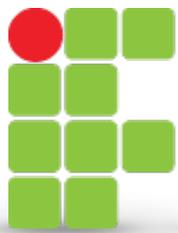
Características:

- Necessidade de duas malhas de controle;
- Resolve problemas de corrente média em transformadores;
- Simplifica o projeto, pois a função de transferência é mais simples;
- Tem proteção inerente;
- Resposta mais rápida;
- Permite conformar a corrente no ponto desejado;
- Pode ter problemas de estabilidade com pouca carga.

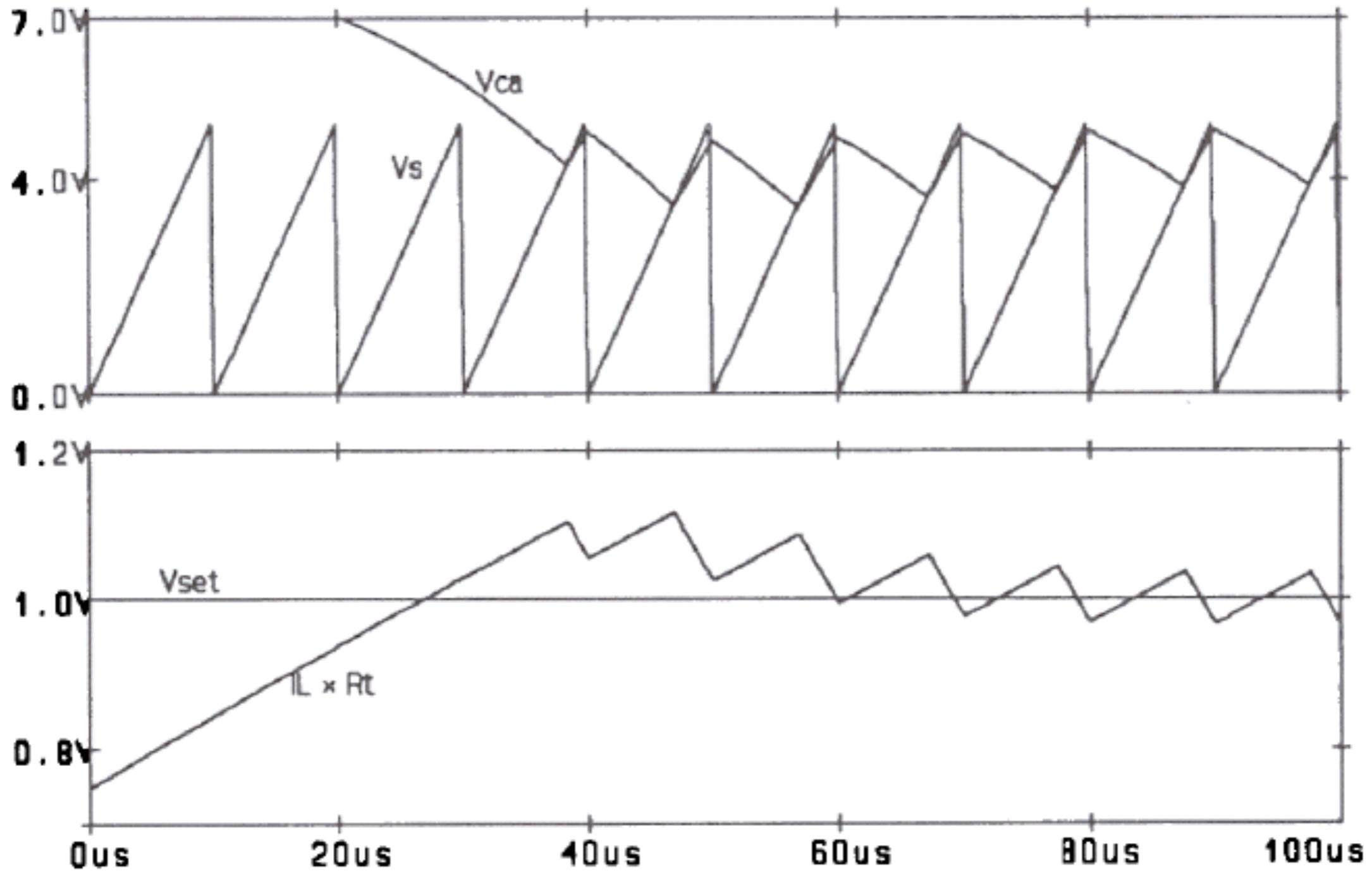
Controle no Modo Corrente



Average Current Mode Current Loop

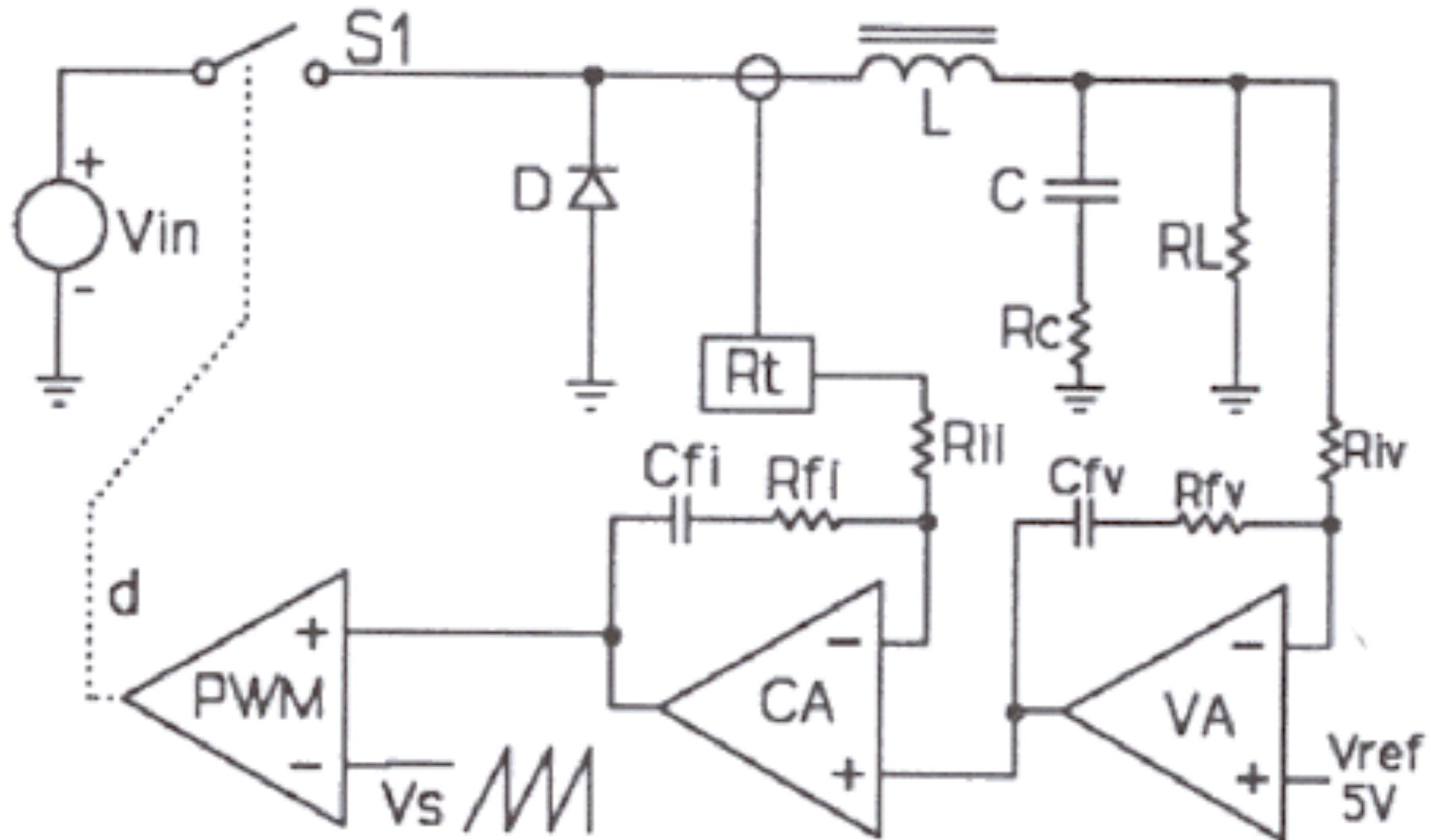


Controle no Modo Corrente



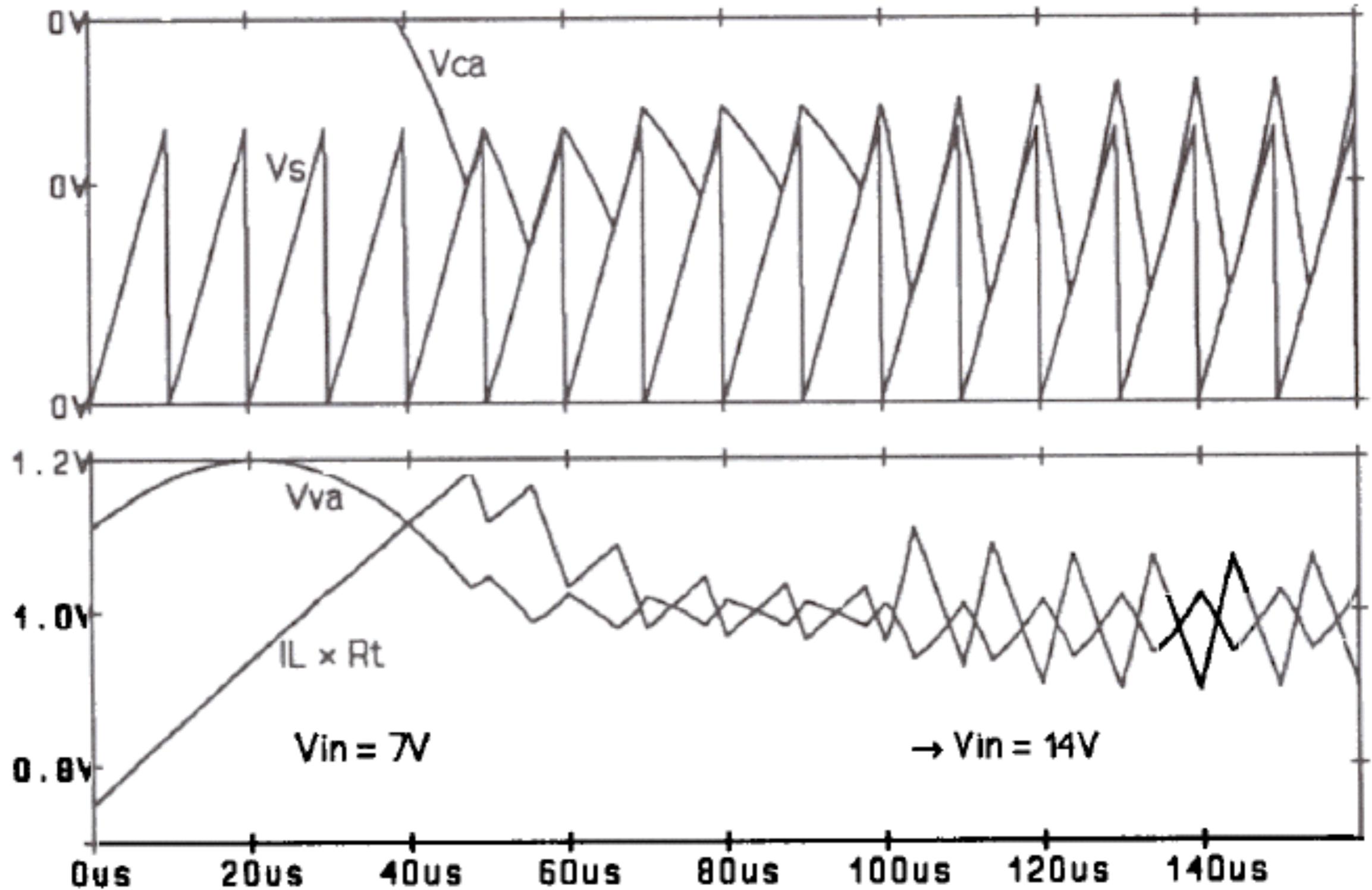
Current Loop Waveforms with Current Change

Controle no Modo Corrente



Average Current Mode Voltage Loop

Controle no Modo Corrente



Waveforms with Load and Line Changes

Controle de conversores cc-cc:

- Laboratório de conversores cc-cc.

