RUBENS DOMINGOS DE MIRANDA

MODELAMENTO DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE EM CONVERSORES DE POTÊNCIA MODULADOS POR LARGURA DE PULSO

SÃO PAULO
2012

RUBENS DOMINGOS DE MIRANDA

MODELAMENTO DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE EM CONVERSORES DE POTÊNCIA MODULADOS POR LARGURA DE PULSO

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de Concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Wilson Komatsu

SÃO PAULO – SP, BRASIL.
OUTUBRO DE 2012

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, de outubro de 2012.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Miranda, Rubens Domingos de
Modelamento da malha de controle da corrente em conversores de potência modulados em largura de pulso / R.D. de Miranda. – ed.rev. -- São Paulo, 2012.
115 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Eletrônica de potência I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Erros são, no final das contas, fundamentos da verdade. Se um homem não sabe o que uma coisa é,
já é um avanço do conhecimento saber o que ela não é.
(Carl Sagan)

Não há problema que não possa ser solucionado pela paciência.
(Chico Buarque)

AGRADECIMENTOS

A todos os integrantes do Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP), por todo o conhecimento compartilhado.

Em especial, ao professor orientador, Dr. Wilson Komatsu, pela amizade, orientação e acima de tudo, por acreditar neste trabalho.

Aos professores doutores Lourenço Matakas Jr., Fernando Pinhabel Marafão e Walter Kaiser, pelo incentivo e confiança.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela oportunidade, ao ceder uma bolsa de Mestrado Acadêmico, auxílio necessário para o desenvolvimento deste trabalho.

À minha digníssima esposa, Ezilene, por todo o amor, paciência e apoio, mesmo nos momentos mais difíceis.

Ao estimado Deyvid, por simplesmente ser o Deyvid.

Aos meus pais, Mário e Sônia, responsáveis diretos por eu alcançar mais este objetivo.

Aos familiares, aos amigos de engenharia e aos não-engenheiros, todos decisivos em cada etapa desta caminhada.

RESUMO

MIRANDA, R.D. **Modelamento da malha de controle da corrente em conversores de potência modulados em largura de pulso**. 2012. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012.

Este trabalho propõe a adoção de uma estrutura de controle, com base no tese de doutorado de (BUEHNER, 2010), a qual utiliza um modelo com a dinâmica inversa da planta a ser controlada, de maneira a prover a pré-alimentação da tensão de referência para o controle de um conversor de potência monofásico, modulado por largura de pulso (PWM), obtendo-se bons resultados para o rastreamento da corrente do indutor de filtro conectado à saída deste conversor de potência.

No trabalho, são apresentadas outras duas estruturas de controle por pré-alimentação, responsáveis respectivamente pelo cancelamento da perturbação gerada pela tensão na saída do filtro indutivo e pelo cancelamento do erro de tensão gerado pelo tempo morto.

Com o intuito de assegurar o desempenho de rastreamento da corrente, face às variações de parâmetros do processo e as imperfeições existentes no modelamento da planta real, emprega-se a estrutura de controle proporcional, em malha fechada, assegurando a robustez da estrutura de controle, facilitando-se o ajuste da malha de controle.

Os resultados de simulação e obtidos experimentalmente são comparados, validando-se efetivamente a estratégia de controle proposta.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência, Controle Digital.

ABSTRACT

MIRANDA, R.D. **Current control loop modeling of pulse width modulated power converters**. 2012. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011.

This work presents the control structure based on (BUEHNER, 2010) PhD thesis, which uses an inverse dynamic model for the plant to be controlled, providing the feedforward voltage reference to control a single-phase, pulse width modulated power converter (VSI-PWM), achieving good results for the output inductor current tracking, connected on the power converter output.

Two feedforward control structures are presented, for the cancellation of the voltage disturbance generated by the output filter voltage and the cancellation of voltage error generated by the dead time implementation, respectively.

In order to ensure the current tracking performance in face of process parameter variations and modeling imperfections existing in the real plant, the closed loop proportional is employed under the proposed control structure, ensuring the control robustness, and facilitating the loop gain adjustments.

The simulation and experimental results are obtained and compared, effectively evaluating the proposed control strategy.

Keywords: Power Electronics; Digital Control.

LISTA DE ABREVIATURAS

AC	–	Corrente alternada (*Alternating Current*)
ADC	-	Conversor analógico-digital (*Analog to Digital Converter*)
A/D	-	Analógico/Digital (conversor)
ANEEL	–	Agência Nacional de Energia Elétrica
C	–	Capacitor
CC	–	Corrente contínua
CA	–	Corrente alternada
D	-	Controlador tipo derivativo
DAC	-	Conversor digital-analógico (*Digital to Analog Converter*)
DC	–	Corrente contínua (*Direct Current*)
DIO	-	Interface digital de entrada e saída (*Digital Input Output*)
DPWM	-	Modulação digital em largura de pulso (*Digital Pulse Width Modulation*)
DSP	-	Processador digital de sinais (*Digital Signal Processor*)
DVR	–	Restaurador dinâmico de tensão (*Dynamic Voltage Restorer*)

EPUSP	–	Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
IGBT	–	Transistor bipolar com porta isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)
ILC	-	Controle de aprendizado iterativo (*Iterative Learning Controller*)
L	–	Indutor
LC	–	Filtro passivo de segunda ordem composto por indutor L e capacitor C
LCL	-	Filtro passivo de terceira ordem composto por dois indutores L e capacitor C
LEP	–	Laboratório de Eletrônica de Potência da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
LPF	–	Filtro passa baixas (*Low Pass Filter*)
MOSFET	–	Transistor de efeito de campo com porta isolada (M*etal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)
OSAP	-	Predição de uma amostragem à frente (*One-Sampling Ahead Prediction*)
P	–	Controlador tipo proporcional
PC	–	Computador pessoal (*Personal Computer*)
PI	–	Controlador tipo proporcional-integral
PID	-	Controlador tipo proporcional-integral-derivativo

PLECS	–	Simulador de circuitos eletrônicos com aproximação linear por trechos (*Piecewise Linear Electronic Circuit Simulator*)
PLL	–	Laço fechado em fase (*Phase Locked Loop*)
P+Res	–	Controlador tipo proporcional - ressonante
PU	–	Por unidade
PWM	–	Modulação em largura de pulso (*Pulse Width Modulation*).
R	–	Resistor
RMRAC	-	Controlador adaptativo robusto com modelo de referência (*Robust Model Reference Adaptive Controller*)
SISO	-	Sistema com uma entrada e uma saída (*Single Input-Single Output*)
UPS	–	Fonte de energia ininterrupta (*Uninterruptable Power Supply*)
USP	–	Universidade de São Paulo
VCO	-	Oscilador controlado por tensão (*Voltage Controlled Oscillator*)
VSC	–	Conversor tipo fonte de tensão (*Voltage Source Converter*)
ZOH	-	Segurador de ordem zero (*Zero Order Holder*)

LISTA DE SÍMBOLOS

a_k	-	Coeficiente de k-ésimo grau no denominador função de transferência discretizada
$A(\omega)$	-	Magnitude da função de transferência de malha direta do sistema
b_k	-	Coeficiente de k-ésimo grau no numerador função de transferência discretizada
B_1 e B_2	-	Pontos de conexão da carga nos braços de um conversor monofásico em ponte completa
$c(t)$	-	Função no domínio do tempo da portadora triangular
$c_D(t)$	-	Forma de onda triangular quantizada
C_F	-	Capacitor paralelo do filtro LC
C_{GE}	-	Capacitância do gatilho (gatilho-emissor) do transistor IGBT
C_{REG}	-	Registrador que armazena o valor do contador programável
$d(t)$	-	Índice de modulação (razão cíclica) no domínio do tempo
$D(j\omega)$	-	Fator de cancelamento da perturbação
d_k	-	Índice de modulação (razão cíclica) no instante k
d'_k	-	Razão cíclica complementar no instante k
E_O	-	Fonte de tensão do lado da carga
F_+	-	Estado do conversor meia-ponte monofásico com tensão de saída $+V_{DC}$ (s_1 ligada)
F_-	-	Estado do conversor meia-ponte monofásico com tensão de saída $-V_{DC}$ (s_2 ligada)
f_S	-	Frequência de chaveamento
$F(s)$	-	Filtro de segunda ordem com frequência de corte ω_n e fator de amortecimento ξ
f_{CLK}	-	Frequência de *clock*

$G_N(j\omega)$	-	Função de transferência da planta a ser controlada
$G_m(s)$	-	Função de transferência normalizada da planta a ser controlada
GM	-	Margem de ganho
$H(j\omega)$	-	Função de transferência do transdutor
I_L	-	Corrente pelo indutor do filtro LC
I_O	-	Corrente fornecida pelo conversor
I_P	-	Fonte de corrente do lado da carga
I_{PK}	-	Ganho estático normalizado (corrente em L_S)
k	-	Número inteiro positivo
$K(j\omega)$	-	Função de transferência do controlador
$L(j\omega)$	-	Função de transferência de malha direta do sistema
L_S	-	Indutor série do filtro LC
$m(t)$	-	Função no domínio do tempo do sinal modulante (referência)
$M(\omega)$	-	Magnitude da função de transferência de malha fechada do sistema
$\bar{m}$	-	Valor médio do sinal modulante dentro do período T_S
M_{REG}	-	Registrador que armazena o valor amostrado do sinal modulador
$m_D(t)$	-	Sinal modulador amostrado
M_p	-	Pico de ressonância para o sistema em malha fechada
N	-	Estado do conversor meia-ponte monofásico com s_1 e s_2 desligadas e tensão na carga definida pela corrente de carga I_O
n	-	Número de bits do modulador digital
N_{min}	-	Número mínimo de bits do modulador digital
PM	-	Margem de fase
r_L	-	Resistência de perdas do indutor L_S
r_C	-	Resistência de perdas do capacitor C_F
s_1	-	Interruptor superior do conversor monofásico meia ponte

s_2	-	Interruptor inferior do conversor monofásico meia ponte
$T(j\omega)$	-	Função de transferência em malha fechada do sistema
T_a	-	Período de amostragem
$T_m(j\omega)$	-	Modelo inverso de $T(j\omega)$
T_{base}	-	Período de base do sistema
T_S	-	Período de modulação da portadora triangular $c(t)$
t_1	-	Intervalo de acionamento da chave s_1
t_2	-	Intervalo de acionamento da chave s_2
t_{bl}	-	Intervalo de tempo morto (*blanking time*) onde as chave s_1 e s_2 estão desligadas
V_{CE}	-	Tensão emissor-coletor do transistor IGBT
V_{GE}	-	Tensão gatilho-emissor do transistor IGBT
V_D	-	Metade da tensão total no barramento CC do conversor
V_O	-	Tensão fornecida pelo conversor, antes do filtro LC
V_{PK}	-	Ganho estático normalizado (tensão em C_F)
$w(t)$	-	Variável generalizada
$\overline{w}(t)$	-	Valor médio de uma variável generalizada em um período T_S
Y_M	-	Admitância da carga
X_L	-	Reatância do indutor de filtro na frequência ω_{base}
Z_{base}	-	Impedância de base
Z_M	-	Impedância da carga
Γ_L	-	Modelo dinâmico do indutor série do filtro LC
Γ_L	-	Modelo dinâmico do capacitor paralelo do filtro LC
Γ_C^{Ym}	-	Modelo dinâmico aumentado do capacitor paralelo do filtro LC
ΔV_O	-	Valor do erro na tensão média de saída

τ_1	-	Constante de tempo do transdutor
τ_2	-	Constante de tempo do filtro anti-aliasing
τ_d	-	Constante de tempo do processo de conversão analógico-digital
$\phi(\omega)$	-	Fase da função de transferência de malha direta do sistema
$\psi(\omega)$	-	Fase da função de transferência de malha fechada do sistema
ω_{base}	-	Frequência de base
ω_0	-	Frequência de operação do sistema
ω_n	-	Frequência de ressonância
τ_x	-	Constante de tempo generalizada
ψ_d	-	Máximo erro de fase permitido no rastreamento da corrente

SUMÁRIO

RESUMO vi

ABSTRACT vii

LISTA DE ABREVIATURAS viii

LISTA DE SÍMBOLOS xi

SUMÁRIO xv

1. INTRODUÇÃO 1

1.1. Motivação do trabalho e objetivos 1

1.2. Descrição sucinta dos capítulos 2

2. MODELAMENTO DOS COMPONENTES DO SISTEMA 3

2.1. Introdução 3

2.2. Modelamento do filtro de saída do estágio de potência 6

2.2.1. Modelamento do filtro indutivo 7

2.2.2. Modelamento do filtro LC ressonante 9

2.3. Análise do conversor de potência 12

2.3.1. Estrutura básica do conversor de potência tipo fonte de tensão 12

2.3.2. Componentes adicionais dos conversores de potência:
Interfaces de disparo, sensores e condicionamento de sinais 14

2.3.3. Princípio de funcionamento do conversor de potência 16

2.3.4. Tempo morto no acionamento dos interruptores 19

2.3.5. Topologia do conversor de potência em ponte completa 22

2.4. Estratégias de modulação em conversores de potência 24

2.4.1. Implementação do modulador PWM 25

2.4.2. Modelamento do comportamento dinâmico da etapa de potência 29

3. IMPLEMENTAÇÃO DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE EM CONVERSORES DE POTÊNCIA MODULADOS POR PWM..... 32

3.1. Estado da arte dos controladores empregados no rastreamento de corrente nos conversores de potência 32

3.1.1. Controle proporcional (P) e proporcional-integral (PI) 32

3.1.2. Controladores deadbeat preditivos..... 33

3.1.3. Controladores ressonantes 33

3.1.4. Controladores repetitivos 34

3.1.5. Controladores por histerese..... 35

3.1.6. Controladores especiais 35

3.2. Descrição dos blocos do controlador digital 36

3.2.1. Processo de amostragem das grandezas medidas 36

3.2.2. Modulador PWM digital (DPWM) e a operação sincronizada com o conversor analógico-digital (ADC) 40

3.3. Implementação do controlador da malha de corrente 44

3.3.1. Conceitos preliminares empregados no projeto dos controladores..... 45

3.3.2. Ganho em malha aberta através dos critérios de desempenho e estabilidade . 54

3.3.3. Cancelamento da perturbação através da pré-alimentação da tensão de saída 61

3.3.4. Compensação do tempo-morto do conversor de potência 63

3.3.5. Controle da malha de corrente com a pré-alimentação do modelo interno da planta 64

4. VALIDAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA E ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO 69

4.1. Introdução 69

4.2. Simulação do modelo da planta 70

4.2.1. Descrição do software de simulação utilizado 70

4.2.2. Modelamento da planta normalizada utilizando o simulador PLECS 71

4.2.3. Aperfeiçoamento do rastreamento da malha de controle da corrente 79

4.3. Descrição do arranjo experimental 84

4.4. Comparação entre os resultados experimentais e de simulação 87

4.4.1. Emprego do controlador proporcional com a pré-alimentação da tensão de carga 88

4.4.2. Implementação do modelo da planta inversa 93

4.4.3. Considerações finais 99

5. DISCUSSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS 100

5.1. Conclusões do trabalho 100

5.2. Sugestões para trabalhos futuros 101

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 103

Capítulo 1:

Introdução

Neste capítulo apresenta-se a motivação e os objetivos do trabalho. Também é apresentada uma discussão sucinta dos capítulos.

1.1. Motivação do trabalho e objetivos

Em eletrônica de potência, a modelagem dos sistemas, é essencial para a obtenção de um modelo suficientemente completo que possa ser simulado computacionalmente antes da implementação do sistema real. No entanto, este modelo deve reproduzir com precisão, em sua forma mais essencial, os efeitos os quais se deseja investigar.

Deste modo, uma vez obtido este modelo que reproduz adequadamente a dinâmica da planta a ser controlada, torna-se possível a elaboração das estratégias de controle a ser utilizadas, com o intuito de se controlar uma ou mais variáveis do processo.

Portanto, este trabalho propõe uma estrutura de controle, com base no trabalho de (BUEHNER, 2010), que utiliza um modelo inverso da dinâmica da planta a ser controlada, de maneira a prover a pré-alimentação da tensão de referência para um conversor de potência monofásico, modulado por largura de pulso (PWM), cujo objetivo é implementar o rastreamento da corrente do indutor de filtro conectado à saída deste conversor.

Neste trabalho são apresentadas duas estruturas de controle em malha aberta, responsáveis respectivamente pelo cancelamento da perturbação gerada pela tensão na saída do filtro indutivo através de uma pré-alimentação (*feedforward*) e pela compensação do erro de tensão gerado na implementação do tempo morto, utilizando-se a detecção da polaridade da corrente.

Com o intuito de assegurar o desempenho de rastreamento da corrente, independente das variações de parâmetros do processo e as imperfeições existentes no modelamento da planta real, emprega-se a estrutura de controle em malha fechada, empregando-se o controlador proporcional, com o intuito de aumentar a robustez da estrutura de controle proposta.

Neste trabalho, realiza-se o modelamento dos elementos do sistema, presentes na etapa de potência e no controlador digital, através de funções de transferência utilizadas para determinação do comportamento de sistema em malha aberta. Desta forma, são apresentadas

algumas ferramentas algébricas para determinação dos valores máximos e mínimos do ganho do sistema em malha aberta, de maneira a assegurar a estabilidade e os critérios de desempenho do rastreamento para o sistema em malha fechada. Deste modo, o ganho do controlador proporcional pode ser determinado algebricamente com o uso destas ferramentas.

1.2. Descrição sucinta dos capítulos

No capítulo 2, realiza-se a análise dos componentes do sistema com enfoque aos elementos da etapa de potência, de maneira a implementar adequadamente o controle do sistema em malha fechada nos capítulos posteriores. Os elementos da planta são representados através de um modelo linearizado, eliminando-se as componentes em alta frequência decorrentes da modulação aplicada no chaveamento do conversor de potência.

As particularidades e limitações na operação do conversor de potência, sua relação com os demais elementos presentes na planta a ser controlada e os efeitos decorrentes da estratégia de modulação adotada são investigados.

No capítulo 3, realiza-se a análise e a implementação da malha interna de rastreamento da corrente nos conversores de potência. Apresenta-se brevemente o estado da arte dos controladores comumente empregados e investiga-se o funcionamento da estrutura de controle proposta, utilizando-se as técnicas de controle digital.

No capítulo 4, os resultados da simulação computacional e os resultados obtidos a partir de um arranjo experimental são comparados, validando-se a estrutura de controle proposta e os resultados obtidos na etapa de análise e modelamento realizada nos capítulos anteriores.

O capítulo 5, os resultados obtidos são analisados criticamente, apresentando-se as conclusões do trabalho e linhas de pesquisa são sugeridas para a realização de trabalhos futuros.

Capítulo 2:

Modelamento dos componentes do sistema

Neste capítulo realiza-se a análise dos componentes do sistema com enfoque aos elementos da etapa de potência, de maneira a implementar adequadamente o controle do sistema em malha fechada nos capítulos posteriores.

Os elementos da planta são representados através de um modelo linearizado, eliminando-se as componentes em alta frequência decorrentes da modulação aplicada no chaveamento do conversor de potência.

As particularidades e limitações na operação do conversor de potência, sua relação com os demais elementos presentes na planta a ser controlada e os efeitos decorrentes da estratégia de modulação adotada são investigados.

2.1. Introdução

Nesta primeira seção, a estrutura deste capítulo é apresentada, cujo objetivo é realizar a análise e o modelamento dos elementos que compõem o sistema, de modo a se compreender adequadamente os aspectos relevantes do comportamento da planta a ser controlada.

A fim de se implementar posteriormente as estratégias digitais adotadas para o controle realimentado do sistema, torna-se necessário representar adequadamente o comportamento dinâmico dos elementos da planta, através do seu modelamento matemático, com fidelidade aceitável ao menos para a faixa de frequências de interesse, o que permite o rastreamento da tensão de alimentação das cargas e/ou o controle da corrente fornecida pelo conversor de potência.

Deste modo, para a maior parte das aplicações, o estágio de potência do sistema é composto essencialmente pelo conversor de potência monofásico, tipo fonte de tensão, modulado em largura de pulso, em cujos terminais de saída há a presença de um filtro de primeira ordem (indutivo puro, indicado na figura 2-1), para as aplicações onde o controle da corrente é prioritário, ou ainda, de um filtro de segunda ordem (LC ressonante, indicado na figura 2-2) principalmente nas aplicações cujo objetivo final é realizar o controle da tensão fornecida à carga.

Na literatura, há ainda aplicações especiais de controle da corrente, em que filtros com ordens superiores são utilizados, por exemplo, com o filtro LCL de 3º ordem, (LOH; HOLMES, 2005), (GABE, 2008), (DANNEHL et al., 2010). No entanto, este trabalho

abrange apenas as aplicações de conversores de potência com filtragem indutiva e com filtro LC ressonante.

Considerando-se as topologias de filtro apresentadas nas figuras 2-1 e 2-2, o indutor série (L_S) e o capacitor de filtro (C_F) são definidos, sendo ambos empregados na atenuação das componentes de alta frequência, para a corrente e para a tensão, respectivamente, produzidas pelo conversor de potência durante o processo de modulação.

Adicionalmente, os elementos de filtro possibilitam o processo de transferência de energia entre o conversor de potência e o lado da carga, idealmente sem dissipação de energia. No entanto, considerando-se o filtro real, as resistências r_L e r_C modelam respectivamente as perdas no indutor e no capacitor.

Para as aplicações dos conversores de potência com controle prioritário da corrente do indutor, foco principal deste trabalho, modela-se uma fonte E_O, com o intuito de representar ou emular uma carga primária tipo fonte de tensão, conectada ao conversor de potência através de um filtro indutivo puro, conforme é apresentado na figura 2-1[1].

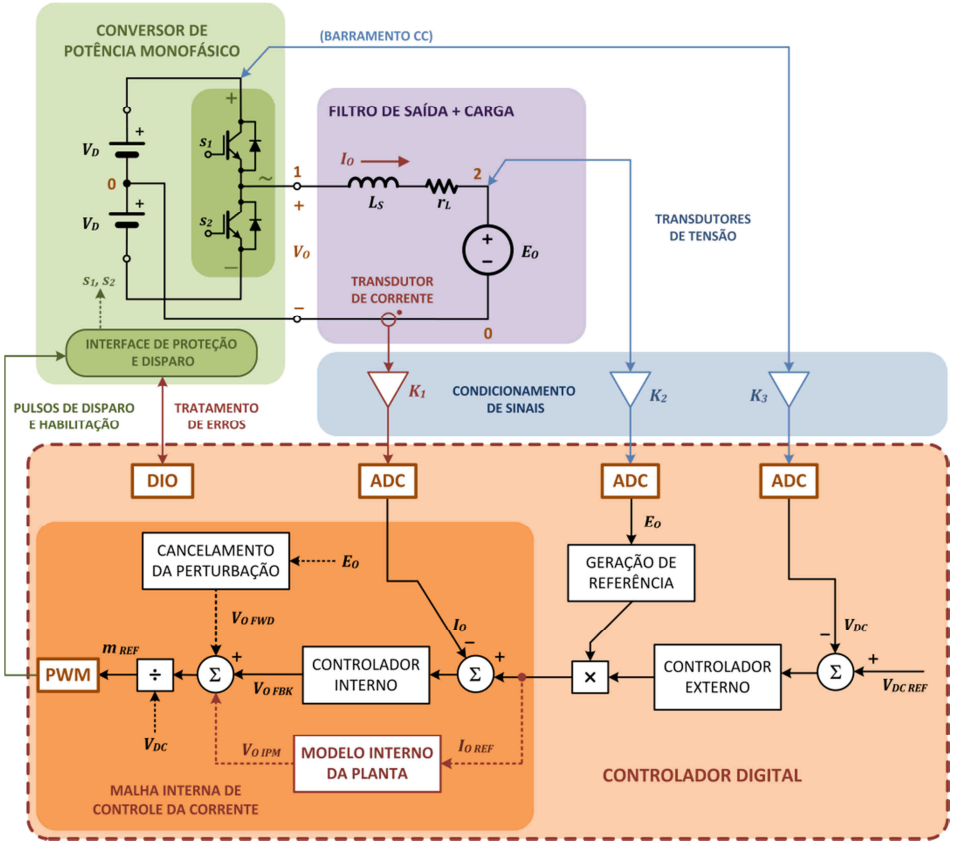

Figura 2-1. Diagrama em blocos com a disposição dos elementos do sistema (topologia 1). (Malha interna para controle da corrente no indutor)

[1] O funcionamento do bloco do controle digital é abordado em detalhes no capítulo 3.

O comportamento dinâmico da tensão fornecida pela fonte pode estar vinculada a algum parâmetro da planta através de um modelo de impedância de carga, por exemplo ao conectar a saída do filtro à uma carga passiva qualquer, linear ou não-linear. Nas aplicações em que o conversor de potência é conectado à rede elétrica, a fonte pode ser modelada idealmente como um modelo com tensão independente da planta.

São estudados na literatura diversos exemplos de aplicações do conversor de potência para controle da corrente do indutor, como em (BUSO; MATAVELLI, 2006), com configurações do estágio de potência similares ao sistema apresentado anteriormente na figura 2-1, para as quais se destacam as aplicações dos retificadores com alto fator de potência (GAO; ZHENG; LIN, 2011), dos filtros ativos de corrente (EMADI; NASIRI; BEKIAROV, 2005), dos compensadores de reativos (KAZMIERKOWSKI; BLAABJERG; KRISHNAN, 2002) e dos acionamentos de motores com frenagem regenerativa (KAZMIERKOWSKI; BLAABJERG; KRISHNAN, 2002).

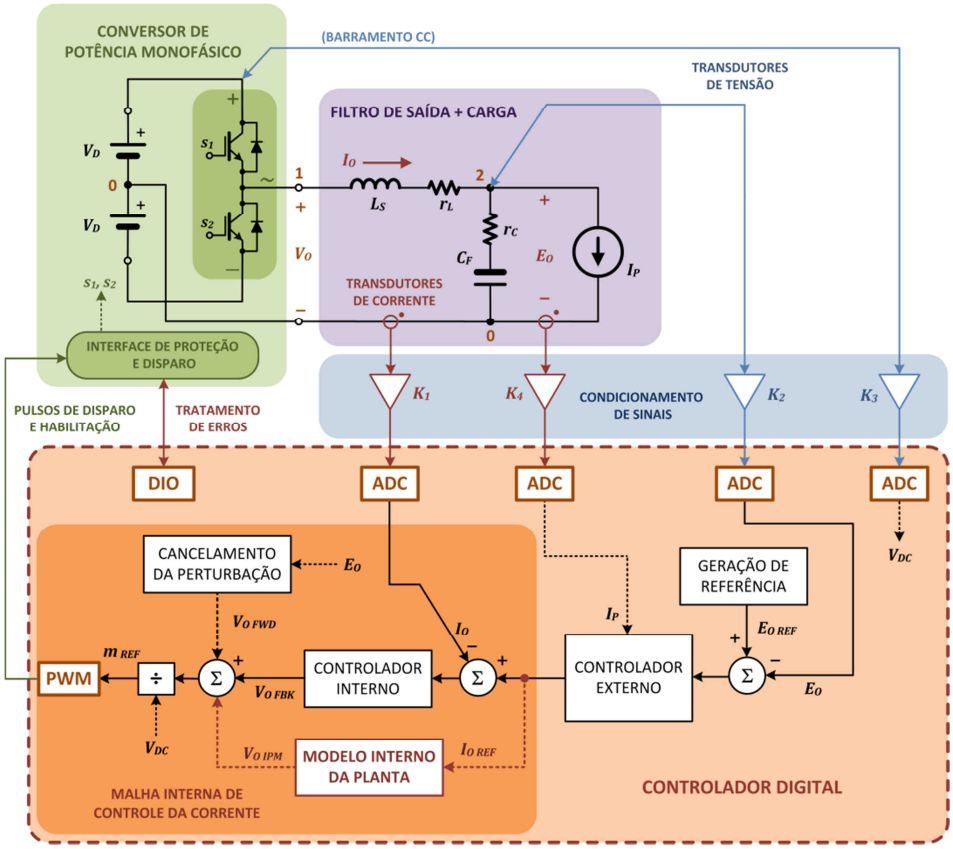

Figura 2-2. Diagrama em blocos com a disposição dos elementos do sistema (topologia 2). (Controle prioritário da tensão na carga com malha interna de controle da corrente)

Na figura 2-2[2], a disposição dos componentes do sistema é apresentada para a implementação do controle multimalha para rastreamento da tensão na carga, com implementação da malha interna para controle da corrente do indutor, utilizando-se o filtro LC ressonante conectado à saída do conversor de potência, de maneira que a fonte de corrente I_P modela o comportamento dinâmico da corrente para diversas modalidades de carga[3] conectadas à saída do filtro.

Como exemplos das aplicações do conversor de potência para controle da tensão, citam-se os reguladores e condicionadores de tensão, as fontes programáveis de tensão, os filtros do tipo série, os restauradores dinâmicos de tensão (DVR[4]) e os estágios de saída em nobreaks e UPS[5].

As topologias dos sistemas 1 e 2 apresentadas respectivamente nas figuras 2-1 e 2-2, têm sido bastante exploradas no estudo das diferentes aplicações dos conversores de potência modulados em largura de pulso (LOH et al., 2003), (LEI; PENG; YANG, 2011), (ABDEL-RAHIM; QUAICOE; 1996), além de servir como base para o estudo das diversas estratégias adotadas no rastreamento da tensão e da corrente destas aplicações (BUSO; MATAVELLI, 2006).

Nota-se que ambas as configurações apresentam a mesma configuração para a estrutura da malha interna de controle da corrente, de maneira que neste trabalho explora esta característica na realização do ajuste da malha interna da topologia 1 com vistas à obtenção de um desempenho otimizado para o rastreamento da corrente do indutor, cujos resultados sejam, de maneira geral, estendidos para o ajuste da malha de tensão da topologia 2.

2.2. Modelamento do filtro de saída do estágio de potência

Nas seções seguintes, é apresentado o processo de modelamento dos filtros indutivo e LC ressonante, comumente empregados na saída dos conversores de potência modulados em largura de pulso. Na literatura, é comum o emprego de variáveis de estados para a representação do modelo dinâmico da planta dos conversores de potência (ABDEL-RAHIM;

---

[2] Assim como na figura 2-1, a etapa de controle é abordada detalhadamente no capítulo 3.

[3] Incluindo-se cargas passivas ou ativas, inclusive para comportamento não-linear da corrente, comportamento análogo ao da fonte de tensão E_O; apresentada na topologia anterior.

[4] Do inglês, *Dynamic Voltage Restorers*.

[5] Do inglês, *Uninterruptible Power Supplies*.

QUAICOE; 1996),(KAWABATA; MIYASHITA; YAMAMOTO, 1991),(BURGOS; WIECHMANN; HOLTZ, 2005), principalmente para sistemas com ordens elevadas[6].

No entanto, neste trabalho, emprega-se o modelamento da planta através de funções de transferência, sem perda de generalidade, com o intuito de se manter relação direta com o comportamento dinâmico do processo o qual se deseja controlar, pois embora a representação por espaço de estados forneça maior quantidade de informação a respeito do comportamento do sistema, geralmente nesta abordagem a compreensão da dinâmica a ser controlada não é imediata. No entanto, quando necessário, a conversão entre as duas metodologias[7] de representação do modelo é possível.

2.2.1. *Modelamento do filtro indutivo*

O equacionamento da corrente no indutor série, utilizado na topologia 1 é obtido, considerando-se a tensão nos pontos 1 e 2 com relação ao ponto 0 (indicado na figura 2-1), para o circuito do filtro de 1º ordem:

$$v_0(t) - e_0(t) = r_L \cdot i_0(t) + L_S \cdot \frac{d}{dt} i_0(t) \tag{2.1}$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.1), com condições iniciais nulas e isolando-se a corrente do indutor, resulta:

$$V_O(s) - E_O(s) = r_L \cdot I_O(s) + s \cdot L_S \cdot I_O(s) \tag{2.2}$$

Deduz-se em (2.3) o modelo de planta utilizado para o controle da corrente do indutor a partir da função de transferência do circuito empregando-se filtro indutivo de 1º ordem, apresentado no resultado (2.2), considerando-se inicialmente a tensão de saída do conversor de potência idealizado, resultando em:

$$I_O(s) = \frac{1}{s \cdot L_S + r_L} \cdot \left(V_O(s) - E_O(s)\right) \tag{2.3}$$

[6] Entende-se por ordem do sistema, o número de estados presente na modelamento do sistema através da representação por espaço de estados ou o grau do polinômio do denominador da função de transferência da planta.

[7] O algoritmo para a conversão de uma função de transferência em sua forma canônica para a representação através de variáveis de estado (e vice-versa), é demonstrada em livros-texto de controle, como (OGATA, 2002) , (DORF; BISHOP, 2008), (CHEN, 1999) e (KAILATH, 1980).

Vale ressaltar que o resultado obtido em (2.3) representa adequadamente a planta para as aplicações em que a tensão da fonte E_O é modelada como uma perturbação independente da corrente de saída do conversor de potência. No entanto, nos casos em que uma carga passiva é conectada na saída do filtro, a tensão no ponto 2, ou seja, $E_O(s)$ está vinculada à corrente de saída do conversor, alterando o comportamento dinâmico do conjunto formado pelo filtro e carga. Nestes casos, a modelo da planta deve ser corrigido utilizando-se um modelo de impedância da carga[8] $Z_M(s)$, apresentado em (2.4):

$$E_O(s) = Z_M(s) \cdot I_O(s) \tag{2.4}$$

Então, a substituição do resultado (2.4) em (2.3), isolando-se a corrente do indutor, resulta em um modelo da planta que contempla a influência da carga conectada à saída sobre o comportamento dinâmico da planta inicial, obtida em (2.3), ou seja, o efeito da perturbação é incorporado pela planta:

$$I_O(s) = \frac{1}{s \cdot L_S + r_L + Z_M(s)} \cdot V_O(s) \tag{2.5}$$

Consequentemente, a tensão na carga (ou na saída do filtro) é obtida diretamente, ao substituir o resultado (2.5) em (2.4):

$$E_O(s) = \frac{Z_M(s)}{s \cdot L_S + r_L + Z_M(s)} \cdot V_O(s) \tag{2.6}$$

Na figura 2-3, o diagrama de blocos resultante do modelamento do filtro indutivo com o modelo da impedância da carga é apresentado, notando-se que o modelo dinâmico do filtro indutivo pode ser adaptado para as aplicações do conversor de potência na alimentação de cargas passivas bastando, nestes casos, considerar o comportamento dinâmico da carga, responsável pela realimentação da tensão $E_O(s)$, para a entrada do modelo do indutor.

[8] O modelo de impedância de carga permite a reprodução exata do comportamento dinâmico da planta. Alguns autores optam por modelar somente a dinâmica dos elementos de filtro, desprezando-se a influência do comportamento dinâmico da carga de saída.

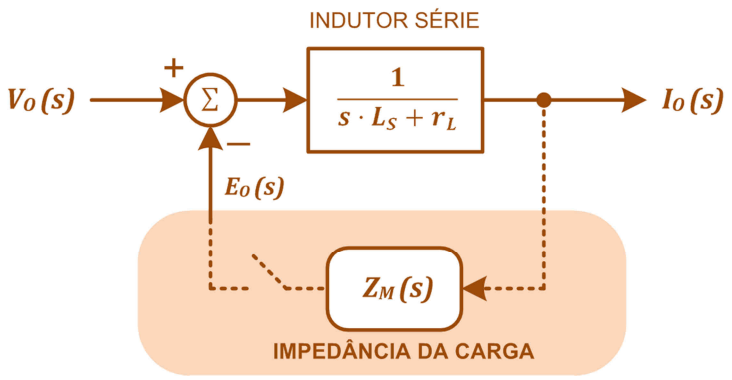

Figura 2-3. Modelo dinâmico do filtro indutivo para alimentação de cargas passivas, ou para conexão a uma fonte de tensão independente.

Em aplicações do conversor de potência conectado a uma fonte de tensão independente, a planta é formada apenas pela dinâmica do indutor de filtro, portanto desconsideram-se os efeitos do modelo de impedância da carga.

2.2.2. *Modelamento do filtro LC ressonante:*

O modelo dinâmico para o filtro LC ressonante, utilizado na topologia 2, é obtido como consequência do resultado (2.5), ao se considerar o capacitor de filtro como uma carga conectada à saída do filtro indutivo puro, ou seja, o modelo do filtro ressonante pode ser considerado uma extensão do modelo de primeira ordem.

O equacionamento para a tensão instantânea do capacitor conectado na saída do filtro indutivo, considerando-se sua tensão inicialmente nula e as perdas resistivas neste elemento é dada por:

$$v_2(t) = r_C \cdot i_C(t) + \frac{1}{C_F} \cdot \int_0^t i_C(\tau)\, d\tau \tag{2.7}$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (2.7), obtém-se o modelo de impedância do capacitor de filtro com perdas:

$$Z_M(s) = \frac{1 + s \cdot r_C C_F}{s \cdot C_F} \tag{2.8}$$

Desta forma, com a substituição de (2.8) em (2.5) e (2.6), as funções de transferência para a corrente de saída do conversor e para a tensão na saída do filtro ressonante são obtidas respectivamente em (2.9) e (2.10), em função da tensão fornecida pelo conversor de potência:

$$I_O(s) = \frac{s \cdot C_F}{s^2 \cdot L_S C_F + s \cdot (r_L + r_C) C_F + 1} \cdot V_O(s) \tag{2.9}$$

$$E_O(s) = \frac{1 + s \cdot r_C C_F}{s^2 \cdot L_S C_F + s \cdot (r_L + r_C) C_F + 1} \cdot V_O(s) \tag{2.10}$$

De maneira que os resultados (2.9) e (2.10) representam o conversor de potência idealizado alimentando o filtro ressonante com saída em aberto, ou seja, para $I_P(s) = 0$.

Dualmente ao modelamento do filtro indutivo, a fonte de corrente $I_P(s)$ é utilizada para modelar a perturbação da carga passiva a ser conectada à saída do filtro através de um modelo de admitância $Y_M(s)$. Analogamente, nas aplicações em que a fonte de corrente é independente, os efeitos da dinâmica do modelo de admitância devem ser desconsiderados.

$$I_P(s) = Y_M(s) \cdot E_O(s) \tag{2.11}$$

O modelo dinâmico do filtro ressonante é obtido a partir do seu equacionamento e representado sob a forma de diagrama de blocos, o qual será utilizado para obtenção das funções de transferência de interesse para as aplicações do conversor de potência.

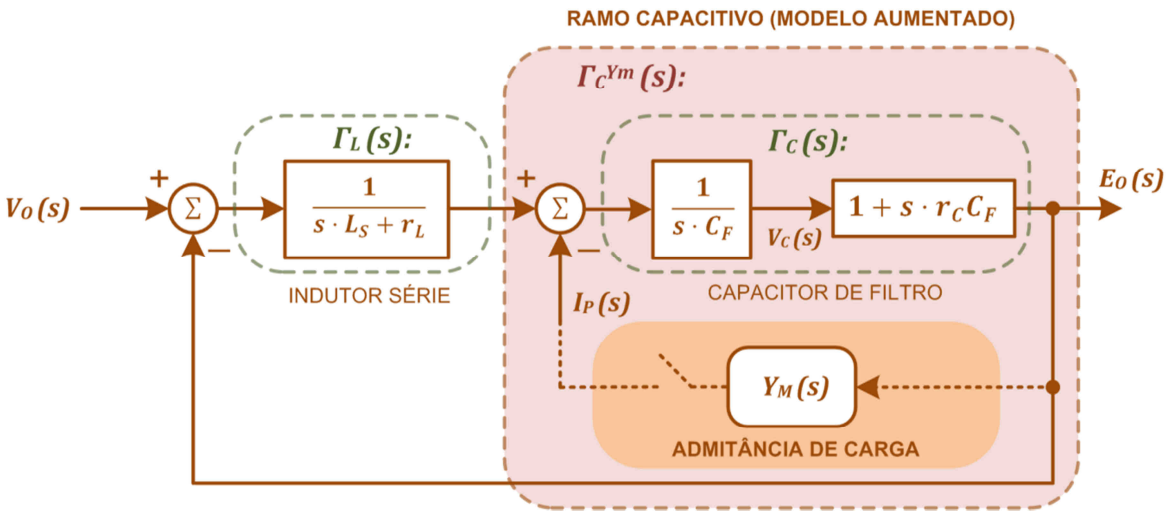

Figura 2-4. Modelo dinâmico do filtro ressonante para alimentação de cargas passivas ou para conexão a uma fonte de corrente independente.

Adiante, são apresentados os modelamentos da dinâmica do indutor série ($\Gamma_L(s)$) e do capacitor de filtro ($\Gamma_C(s)$), respectivamente nos resultados (2.12) e (2.13), utilizados para a simplificação das funções de transferência da tensão na saída do filtro e da corrente fornecida

pelo conversor de potência, sendo ambas em função da tensão na saída de seus terminais e da corrente da carga.

$$\Gamma_L(s) = \frac{I_O(s)}{V_O(s) - E_O(s)} = \frac{1}{s \cdot L_S + r_L} \tag{2.12}$$

$$\Gamma_C(s) = \frac{E_O(s)}{I_O(s) - I_P(s)} = \frac{1 + s \cdot r_C C_F}{s \cdot C_F} \tag{2.13}$$

Deste modo, as funções de transferência da tensão na saída do filtro e da corrente na saída do conversor de potência são obtidas, em (2.14) e (2.15), respectivamente, considerando-se separadamente os modelos dinâmicos dos elementos do filtro.

$$E_O(s) = \frac{\Gamma_L(s) \cdot \Gamma_C(s)}{1 + \Gamma_L(s) \cdot \Gamma_C(s)} \cdot V_O(s) - \frac{\Gamma_C(s)}{1 + \Gamma_L(s) \cdot \Gamma_C(s)} \cdot I_P(s) \tag{2.14}$$

$$I_O(s) = \frac{\Gamma_L(s)}{1 + \Gamma_L(s) \cdot \Gamma_C(s)} \cdot V_O(s) - \frac{\Gamma_L(s) \cdot \Gamma_C(s)}{1 + \Gamma_L(s) \cdot \Gamma_C(s)} \cdot I_P(s) \tag{2.15}$$

Note que para os resultados obtidos, a corrente de carga pode ser considerada como uma perturbação independente da tensão na saída do filtro, no caso de uma fonte de corrente independente conectada à saída deste filtro.

No entanto, para os casos em que uma carga passiva é conectada na saída do filtro ressonante, perde-se a independência entre a tensão na saída $E_O(s)$ e a corrente de carga $I_P(s)$. Nestes casos, a dependência entre a tensão de saída e a corrente de carga é expressa através do modelo de admitância $Y_M(s)$.

De maneira que em (2.16) deduz-se o modelo dinâmico aumentado ($\Gamma_C^{Ym}(s)$) obtido através da associação entre o ramo capacitivo e a realimentação imposta pelo modelo de admitância da carga passiva, conforme a representação na figura 2-4:

$$\Gamma_C^{Ym}(s) = \frac{\Gamma_C(s)}{1 + \Gamma_C(s) \cdot Y_M(s)} \tag{2.16}$$

Em seguida, com a substituição do modelo dinâmico do capacitor pelo seu equivalente aumentado, anula-se o efeito da corrente de carga nas funções de transferência apresentadas

em (2.14) e (2.15), o que resulta no modelo da planta do filtro ressonante com a incorporação da dinâmica da carga em (2.17) e (2.18).

$$E_O(s) = \frac{\Gamma_L(s) \cdot \Gamma_C^{Ym}(s)}{1 + \Gamma_L(s) \cdot \Gamma_C^{Ym}(s)} \cdot V_O(s) \tag{2.17}$$

$$I_O(s) = \frac{\Gamma_L(s)}{1 + \Gamma_L(s) \cdot \Gamma_C^{Ym}(s)} \cdot V_O(s) \tag{2.18}$$

Deste modo, a modelagem do filtro indutivo pode ser estendida para o filtro ressonante, com inserção do modelo de carga através dos modelos de impedância e de admitância. Adicionalmente, esta estratégia pode ser utilizada, por extensão, para a obtenção do modelo dinâmico da planta para filtros de ordens mais elevadas, como o filtro LCL citado como exemplo no início deste capítulo.

2.3. Análise do conversor de potência

Nesta seção, o emprego dos conversores de potência é investigado, uma vez que a implementação tem sido crescente nas diversas aplicações em eletrônica de potência. Embora haja diferentes topologias de conversores, este trabalho procura explorar uma construção bastante simples e bem conhecida para a abordagem posterior das técnicas de controle digital, de modo que os conceitos básicos possam ser devidamente analisados.

Obviamente, busca-se uma abordagem mais ampla, de maneira que os conceitos explorados neste trabalho, com as devidas alterações pontuais em cada caso, possam ser adaptados para outras topologias diferentes de conversores de potência.

2.3.1. *Estrutura básica do conversor de potência tipo fonte de tensão*

O conversor de potência tipo fonte de tensão, monofásico em meia-ponte[9] é a estrutura mais elementar utilizada para a reprodução da tensão alternada em seus terminais de saída (ramo CA) a partir de um suprimento de tensão de uma fonte CC primária (ramo CC).

De modo que a estrutura apresentada na figura 2-5 é comumente utilizada na literatura especializada (MOHAN; UNDERLAND; ROBBINS, 2003), (BUSO; MATTAVELLI, 2006),

[9] Na literatura, denominado em inglês como *Single-Phase Half-Bridge Power Converter*.

(RASHID, 2007) para o estudo dos conceitos fundamentais relacionados à operação dos conversores estáticos do tipo fonte de tensão.

Inicialmente, tomando-se como base o conversor monofásico em meia-ponte, o suprimento da tensão contínua (barramento CC) é provida pelas fontes simétricas, com tensão V_D em cada fonte, possibilitando a imposição da polaridade da tensão alternada V_O, na saída do conversor, entre os pontos 1 e 0 (indicados adiante na figura 2-5).

Deste modo, no conversor de potência, a polaridade da tensão de saída é imposta pelos sinais de comando enviados pelos circuitos de disparo[10] aos interruptores superior e inferior do conversor de potência, identificados respectivamente como s_1 e s_2.

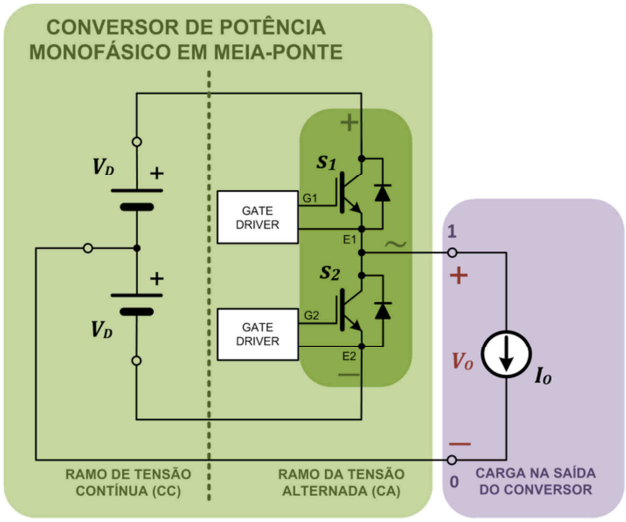

Figura 2-5. Estrutura básica do conversor monofásico meia-ponte tipo fonte de tensão.

Na prática, para os conversores de potência reais, a tensão do barramento CC é provida através de banco de capacitores devidamente alimentados por meio de uma fonte de energia primária e, normalmente, sua capacitância é suficientemente alta, com o intuito de armazenar um volume suficiente de energia a ser transferida à carga, de maneira a se atenuar as oscilações na tensão (*ripple*). Nestas condições, para efeito de modelamento, considera-se que a tensão do suprimento CC é idealmente constante, de forma que não haja maiores limitações na análise do funcionamento do conversor.

No entanto, nas aplicações práticas dos conversores monofásicos em meia-ponte, cada uma das fontes CC é substituída por bancos de capacitores, de modo que a reprodução adequada da tensão alternada na saída depende diretamente da equalização de tensão média

[10] O funcionamento do circuito de disparo é abordado adiante na seção 2.3.2

em ambos os bancos ou da compensação do desbalanço de tensão através da estratégia de controle.

Nos conversores estáticos, os interruptores são implementados por dispositivos semicondutores de estado sólido, com a utilização de transistores IGBT nas aplicações convencionais, com transistores MOSFET (nas aplicações que exigem altas frequências de chaveamento) ou ainda com tiristores IGCT ou GTO, com capacidade de desligamento forçado (para a operação em potências elevadas com baixa frequência).

Em geral, cada interruptor possui um diodo associado em anti-paralelo, com a finalidade de permitir o fluxo bidirecional da corrente da carga (modelada pela fonte de corrente I_O). Desta forma, com o intuito de simplificar a compreensão da estrutura elementar dos conversores estáticos, considera-se, sem perda de generalidade, que os interruptores e os diodos de retorno do conversor apresentam comportamento ideal, ou seja, apresentam corrente nula quando desligados, tensão nula quando ligados e a transição entre os estados (ligado e desligado) ocorre instantaneamente.

2.3.2. *Componentes adicionais dos conversores de potência: Interfaces de disparo, sensores e condicionamento de sinais*

Há diversos componentes, necessários para assegurar o bom funcionamento do conversor, que não foram descritos na seção anterior. Em primeiro lugar, os interruptores de potência devem ser acionados por um circuito de comando apropriado, permitindo a comutação adequada destes dispositivos. Dependendo da tecnologia de chaveamento adotada, os circuitos de disparo[11] podem apresentar diferentes configurações. Por exemplo, para o emprego dos transistores MOSFET ou IGBT, sua função é prover o carregamento ou descarregamento das capacitâncias de entrada (C_{GE}) para cada um dos dispositivos interruptores, de acordo com o nível lógico aplicado à entrada, de modo a assegurar que os interruptores operem na região de corte ou saturação, alcançando o estado de comutação desejado.

Utilizando-se os circuitos de disparo adequados, energia suficiente é fornecida para a realização do processo de comutação, de maneira que o estado de cada um dos interruptores pode ser representado simplificadamente pelos níveis lógicos aplicados a cada uma das respectivas entradas. Uma função adicional destes circuitos é prover a isolação óptica (através

[11] Os fabricantes de semicondutores de potência geralmente utilizam o termo *Gate Drivers (do inglês)* para denominar os circuitos de comutação empregados no comando dos interruptores dos conversores de potência.

de opto-isoladores) ou magnética (através de transformadores de pulso) entre o sinal digital e a etapa de potência e a proteção para os interruptores do conversor de potência, evitando-se situações que potencialmente podem acarretar danos irreversíveis ao conversor de potência.

Evita-se com estes circuitos, eventos como, por exemplo, o acionamento simultâneo dos interruptores, situação esta que ocasionaria o circuito-circuito franco no suprimento de tensão CC. Como exemplos de proteções secundárias, implementadas por meio do circuito de disparo destacam-se a inibição dos pulsos de disparo nas condições de sub-tensão das fontes de alimentação dos *gate drivers*, evitando-se o sobreaquecimento dos interruptores ao operar na região ativa; bem como o controle da sobre corrente em cada um dos interruptores, através do monitoramento da queda de tensão coletor-emissor (V_{CE}).

Deste modo, de acordo com o potencial de dano de cada um dos eventos citados anteriormente, habilita-se a proteção imediata do módulo ou sinaliza-se a ocorrência do erro através de sinais digitais enviados ao controlador digital para o devido tratamento dos erros.

Um problema interessante, abordado na análise do funcionamento dos circuitos de disparo é a obtenção das tensões gate-emissor (V_{GE}) para o acionamento dos interruptores superiores. Considerando-se a necessidade de controle simultâneo dos interruptores superiores e inferiores (s_1 e s_2, respectivamente), o sucesso na implementação dos circuitos de disparo exige o uso de fontes de tensão isoladas[12], principalmente para o comando do interruptor superior.

Uma solução aplicável para a comutação dos interruptores superiores sem o emprego de fontes isoladas consiste-se na utilização de circuitos integrados dedicados, em que as fontes de alimentação com potencial flutuante são substituídas por circuitos de *charge pump* ou por capacitores de *bootstrap* (SEMIKRON, 2011). A vantagem desta aplicação é o seu excelente custo, mas devido às restrições nos tempos de resposta necessários para a operação adequada destes circuitos, este tipo de solução apresenta limitações importantes para o acionamento dos interruptores com frequências de comutação mais altas.

O funcionamento dos circuitos de disparo não será abordado em maiores detalhes, portanto, assume-se para efeito de análise, que o estado dos interruptores é determinado instantaneamente pelos níveis lógicos aplicados às respectivas entradas de controle.

Para a operação do conversor de potência em malha fechada, há a necessidade de se realizar as medições das variáveis elétricas a serem controladas. Tipicamente, realiza-se a

[12] A fonte de alimentação empregada no *gate driver* do interruptor superior deve apresentar potencial flutuante com relação ao terminal E1 (referência) para imposição da tensão V_{GE}, por estar conectada ao terminal de saída do ramo CA, cuja tensão é variável (comparada ao referencial fixo do terminal E2).

aquisição da tensão de suprimento do conversor (V_{DC}), da corrente de saída do conversor (I_O), e em algumas ocasiões, da tensão e da corrente na saída do filtro (E_O e I_P respectivamente). A aquisição destes sinais exige o condicionamento adequado, geralmente realizado por circuitos analógicos, que podem ser implementados por estruturas simples como divisores resistivos para as medidas de tensão e resistores de *shunt* para as medidas de corrente, possivelmente combinados com alguma estrutura de filtragem passiva, ou através de soluções mais sofisticadas como, por exemplo, a utilização de amplificadores operacionais para implementação de filtragem ativa, correção do nível de *offset* e amplificação (ou atenuação) do sinal medido, ou ainda, a aplicação de sensores de efeito Hall, de modo a realizar as medidas das correntes e tensões minimizando-se as perturbações no comportamento do circuito de potência (carga).

Os efeitos da dinâmica resultante do processo de condicionamento de sinais e os fatores de escala impostos pelos sensores utilizados devem ser considerados na etapa de projeto do controlador, e em alguns casos devem ser devidamente compensados para o funcionamento adequado das estratégias de controle em malha fechada.

2.3.3. *Princípio de funcionamento do conversor de potência*

O princípio de funcionamento do conversor em meia-ponte é descrito, com base na estrutura elementar apresentada na figura 2-5. Para a topologia de conversor apresentada, verifica-se, por motivos óbvios, que não é permitido o acionamento simultâneo de dois interruptores (s_1 e s_2) para um mesmo braço (meia-ponte), já que esta condição implicaria na aplicação de um curto-circuito franco na fonte primária de energia, de modo que, idealmente, a corrente circulante pelos interruptores seria ilimitada, situação que fatalmente ocasionaria danos irreversíveis ao conversor de potência. Será verificado na próxima seção, que a implementação do tempo-morto no acionamento dos interruptores complementares[13] é capaz de evitar este evento indesejável.

Dos resultados obtidos a partir da análise da figura 2-6, sintetizados na tabela 2-1 verifica-se que os estados de comutação do conversor são determinados pelo comportamento dos sinais de disparo s_1 e s_2, enviados pela interface de disparo, logo, sem perda de generalidade, considera-se que o conversor de potência possui três estados distintos, excluindo-se a condição de curto-circuito no barramento CC.

[13] Denominação dada para os interruptores de um mesmo braço do conversor.

Tabela 2-1. Estados de comutação do conversor monofásico em meia-ponte

estado	s_1	s_2	V_O
N	0	0	$-V_D \cdot sinal(I_O)$
F_-	0	1	$-V_D$
F_+	1	0	$+V_D$

As colunas da tabela 2-1 indicam as equivalências entre cada um dos estados de comutação, as tensões obtidas na saída do conversor de potência e os níveis lógicos aplicados para o acionamento (ou desligamento) dos interruptores, sendo que a aplicação dos níveis lógicos 0 ou 1 equivale, respectivamente, ao interruptor desligado ou ligado.

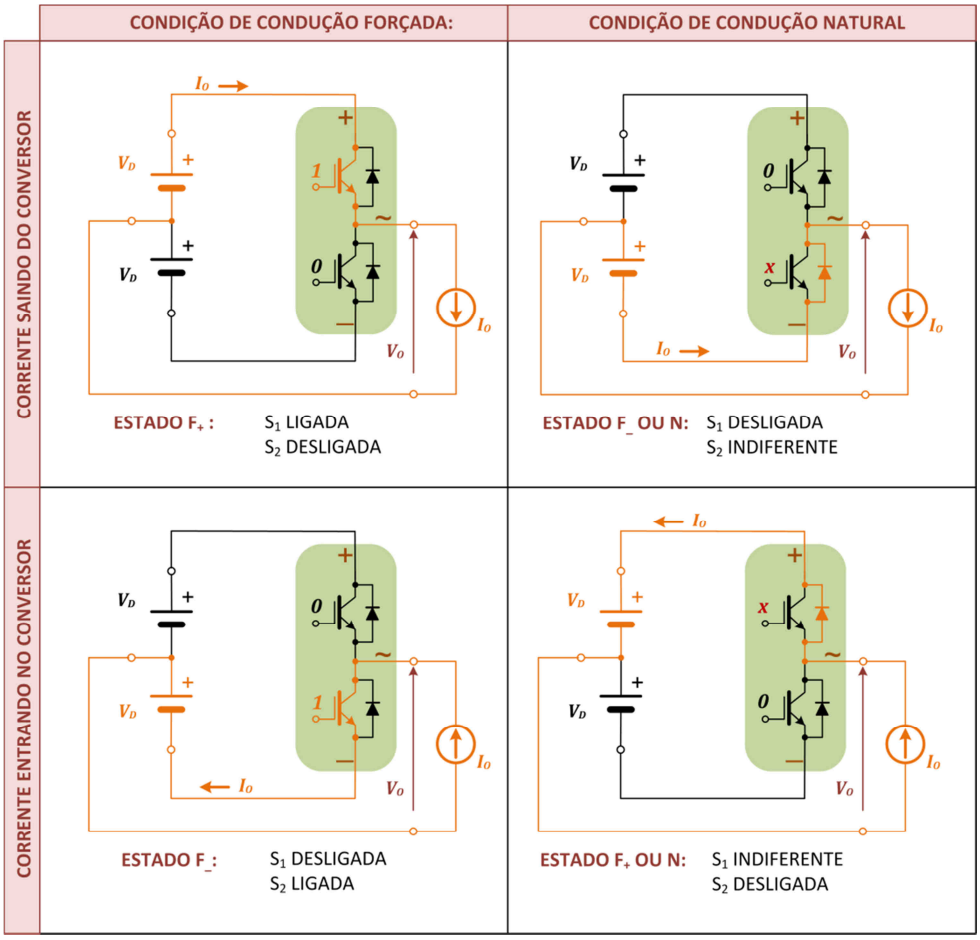

Figura 2-6. Circuitos equivalentes para os estados de comutação dos interruptores e condução da corrente de carga no conversor monofásico em meia-ponte.

Para os estados de comutação possíveis, verifica-se a partir da figura 2-6 que nos estados F_+ e F_-, a saída do conversor apresenta, respectivamente, as tensões $+V_D$ e $-V_D$. No

estado N, ambos os interruptores estão desligados, de maneira que a tensão na saída do conversor é definida pela polaridade[14] da corrente da carga I_O, conduzida naturalmente através de um dos diodos de retorno dos interruptores, sendo que este comportamento é devidamente modelado pela função sinal indicada na tabela 2-1.

Nestas condições, se a corrente de carga for positiva, há condução de corrente pelo diodo de retorno do interruptor inferior (s_2), resultando na tensão $-V_D$ na saída do conversor. Analogamente, se a corrente for negativa, esta flui pelo diodo de retorno do interruptor superior (s_1), impondo tensão $+V_D$ à carga. O comportamento da tensão de saída para o conversor de potência com condução natural da corrente é indicado nos dois quadros à direita, na figura 2-6.

Conclui-se que com a topologia do conversor meia-ponte, é possível alimentar a carga com apenas dois níveis distintos de tensão, não sendo possível, no entanto, a imposição de tensão instantaneamente nula na saída do conversor.

No entanto, é possível realizar a regulação da tensão e/ou da corrente média local[15] aplicada à carga de modo que a variável controlada (geralmente I_O) rastreie uma referência desejada, mediante o emprego de modulação da tensão de saída do conversor entre os estados F_+ e F_- (modulação em dois níveis), associada à utilização do filtro de saída (modelado anteriormente na seção 2.2) com a aplicação de estratégias de modulação e controle apropriadas, desde que sejam respeitadas as características físicas do sistema e as limitações impostas pela topologia do conversor.

A principal restrição imposta pelo estágio de potência diz respeito aos limites da tensão disponibilizada na saída do conversor, de modo que é simples intuir que esta tensão não pode exceder os limites determinados pela tensão do barramento CC.

Principalmente nas aplicações dos conversores de potência conectados à rede, se o valor da tensão armazenada nos banco de capacitores do conversor se igualar ao valor de pico da tensão da rede, provocando a carga dos capacitores através dos diodos de retorno, de modo que o conversor passa a operar como um retificador comutado pela rede, o que se traduz como a perda de controle da corrente (I_O).

---

[14] A polaridade da corrente de carga é definida positiva, se estiver em concordância com a orientação indicada na figura 2-5.

[15] No estudo das estratégias de modulação, nas seções posteriores, apresenta-se uma definição mais rigorosa para o cálculo da *média local* de uma variável de interesse.

2.3.4. *Tempo morto no acionamento dos interruptores*

Na seção anterior, foram destacados os efeitos indesejáveis que a condução simultânea de dois interruptores de um mesmo braço pode ocasionar ao funcionamento do conversor de potência.

Nas hipóteses assumidas anteriormente, para o funcionamento do conversor com interruptores ideais, evita-se a ocorrência da condução simultânea ao se aplicar sinais de comando complementares para o acionamento dos interruptores de um mesmo braço, porém, esta solução não é suficiente, uma vez que em condições reais o processo de comutação dos interruptores não ocorre instantaneamente.

Portanto, considerando-se a topologia do conversor em meia-ponte, implementa-se um intervalo de tempo denominado tempo-morto[16], que consiste em inibir o acionamento de ambos os interruptores durante um determinado intervalo de tempo, após cada comando de inversão do sinal de disparo complementar, de modo a realizar as comutações entre os estados de maneira segura, independente da estratégia de modulação utilizada para o conversor.

Na figura 2-7, os efeitos da adoção do tempo-morto sobre o funcionamento do conversor de potência são avaliados, considerando-se a circulação de uma corrente positiva através da carga. Assume-se que no período de modulação (T_S) deseja-se acionar os interruptores s_1 e s_2 durante os intervalos t_1 e t_2, respectivamente. Deste modo, para a determinação da tensão média aplicada na carga, considera-se o valor da média ponderada da tensão em um período de observação.

A fim de se evitar a condução simultânea dos interruptores nos dois braços do conversor, inibe-se a transição entre os estados de comutação mediante a introdução de um intervalo de tempo-morto (t_{bl}), em que ambos os interruptores são desligados, de maneira que o caminho da corrente de carga é “fechado” através dos diodos de retorno, conforme indicado na figura 2-6.

[16] Comumente, utilizam-se os termos *dead-time* ou *blanking-time*, em inglês.

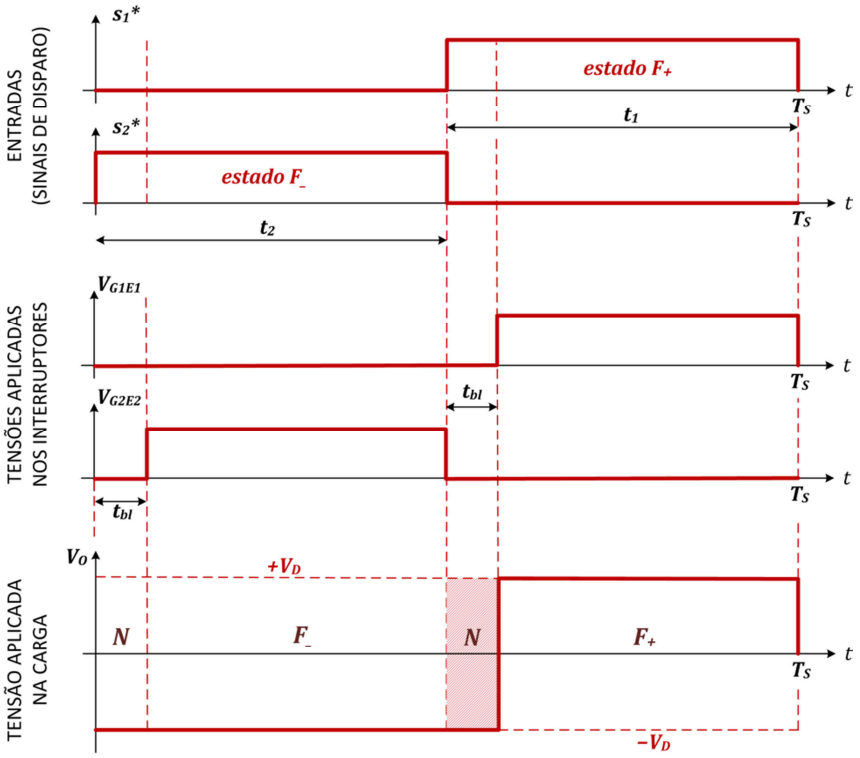

Figura 2-7. Efeitos da adoção do tempo-morto sobre o valor da tensão média local. (corrente positiva na saída do conversor de potência)

O tempo de duração do tempo-morto é determinado, considerando-se os atrasos inerentes ao processo de desligamento dos interruptores, o tempo de propagação dos circuitos de disparo, adicionando-se uma margem de segurança, de modo a permitir primeiramente o desligamento dos interruptores de maneira segura antes de se comutar os interruptores complementares no braço do conversor de potência. Os valores típicos de tempo morto adotados nas aplicações de conversores situam-se entre algumas centenas de nano segundos a uns poucos microssegundos, sendo que este valor depende diretamente das características de tensão e corrente nominais do interruptor utilizado.

A partir da figura 2-7, verifica-se que durante o intervalo t_1, deseja-se impor o estado de comutação F_+ (analogamente, deseja-se alcançar o estado F_- durante o intervalo t_2). No entanto, devido à implementação do tempo-morto, ambos os interruptores são desligados durante o intervalo de tempo (t_{bl}), havendo a introdução do estado natural de comutação (estado N), em que o valor da tensão de saída será determinado pela polaridade da corrente de carga, devido à condução da corrente através de um dos diodos de retorno dos interruptores (conforme indicado na figura 2-6), situação esta que pode produzir uma diferença entre a duração do pulso de comando e o comportamento da tensão efetivamente obtida na saída do

conversor, o que pode se traduzir como um erro instantâneo no valor da tensão aplicada na carga.

Tomando-se novamente o exemplo da figura 2-7, considerando uma corrente positiva na carga, verifica-se que durante o intervalo de duração do tempo-morto (t_{bl}) no interior do intervalo t_1, a tensão na saída do conversor é igual a $-V_D$(conforme indicado na tabela 2-1) diferente do valor de $+V_D$, para o estado de comutação desejado (F_+). Deste modo, a tensão de saída será positiva apenas durante o intervalo $t_1 - t_{bl}$, que é efetivamente o tempo de duração do estado F_+, sendo a tensão de saída negativa durante o intervalo $t_2 + t_{bl}$ (soma dos tempos de duração dos estados F_- e N), de maneira que o erro de tensão na saída é produzido durante o instante dado por t_{bl}.

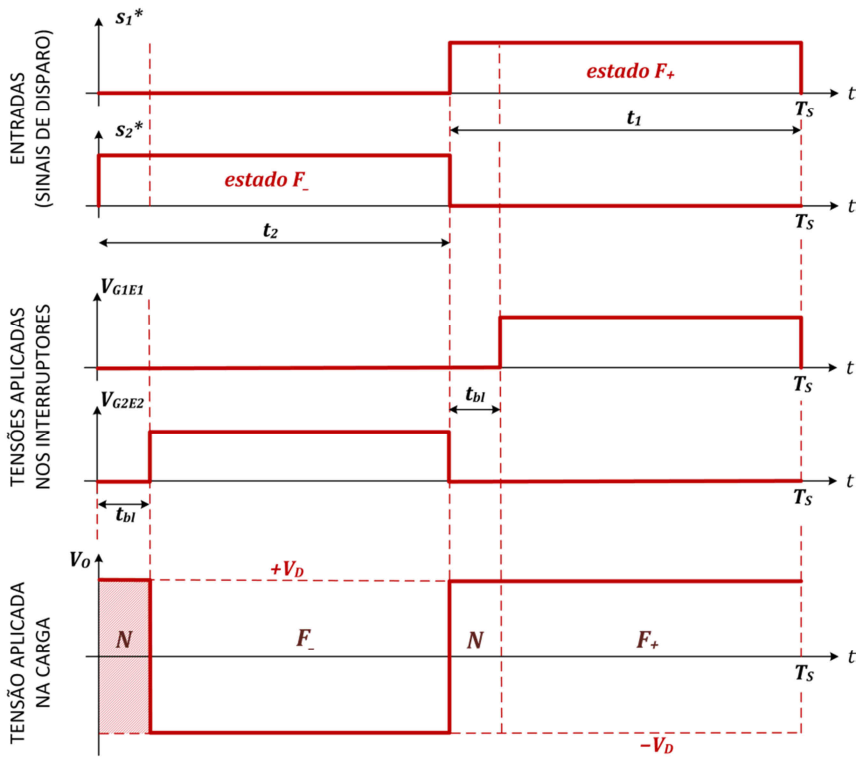

Figura 2-8. Efeitos da adoção do tempo-morto sobre o valor da tensão média local. (corrente negativa na saída do conversor de potência)

Analogamente, para o exemplo da figura 2-8, ao se considerar uma corrente negativa fluindo pela carga, verifica-se que durante o intervalo de duração do tempo-morto no interior do intervalo t_2, a tensão na saída do conversor é igual a $+V_D$ (vide tabela 2-1) diferente do valor de $-V_D$, desejado para o estado de comutação F_-, de maneira que a tensão de saída terá o valor almejado apenas durante o intervalo $t_2 - t_{bl}$, que é efetivamente o tempo de duração do estado F_-, sendo agora, a tensão de saída positiva durante o intervalo $t_1 + t_{bl}$ (soma dos tempos de duração dos estados F_+ e N), de maneira que o erro de tensão na saída é produzido

novamente durante o instante dado por t_{bl}, porém com sinal invertido ao caso demonstrado anteriormente (figura 2-7).

Deste modo, o erro na tensão aplicada à carga independe da estratégia de modulação aplicada (BUSO; MATAVELLI, 2006), (MOHAN; UNDERLAND; ROBBINS, 2003). Das figuras 2-7 e 2-8, conclui-se que o valor do erro cometido na tensão média na saída (ΔV_O) em um período de modulação, é dado pela área hachurada indicada nas figuras, e o seu sinal está relacionado com a polaridade da corrente na carga:

$$\Delta V_O = -\frac{2V_D \cdot t_{bl}}{T_S} \cdot sinal(I_O) \tag{2.19}$$

Portanto, para a operação adequada do conversor de potência em malha fechada, o erro de tensão introduzido pela implementação do tempo morto deve ser devidamente compensado através da estratégia de controle adotada, sendo que alguns controladores rejeitam naturalmente este erro (BUSO; MATAVELLI, 2006).

No entanto, será verificado nos capítulos posteriores, que este erro pode ser bastante atenuado através da adoção de uma malha de pré-alimentação com base na polaridade da corrente de referência.

2.3.5. *Topologia do conversor de potência em ponte completa*

Foi verificado nas seções anteriores que a utilização da estrutura do conversor em meia-ponte oferece facilidade para a compreensão do funcionamento dos conversores de potência monofásicos, tipo fonte de tensão. No entanto, embora mais simples, a adoção desta topologia apresenta algumas desvantagens que restringem a sua utilização na maioria das aplicações. Algumas limitações apresentadas pela topologia do conversor em meia-ponte são enumeradas a seguir:

- Necessidade de banco de capacitores simétricos para o suprimento de energia do barramento CC do conversor: Representa uma limitação importante para a topologia em meia-ponte, pois exige o controle da equalização de tensão em cada um dos bancos de capacitores, logo há a necessidade de se dobrar o número de sensores para realizar a medida destas tensões. O problema da equalização da tensão é acentuado pelo tempo-morto dos interruptores, devido à assimetria na condução da corrente no banco de capacitores, produzindo desequilíbrio de tensão, o que resulta em adição de nível CC à tensão de saída

do conversor. Outra limitação importante é a reprodução da tensão de saída com valor de pico igual à metade da tensão total do barramento para a topologia em meia-ponte. Além disso, na topologia em meia-ponte, os interruptores devem ser dimensionados para suportar uma tensão de bloqueio de $2 \cdot V_D$

- Modulação da tensão de saída em dois níveis: Esta limitação está inerentemente relacionada à menor flexibilidade da estrutura do conversor meia-ponte. Nesta topologia foi visto que não há a possibilidade de imposição de tensão instantaneamente nula na saída do conversor. Como consequência, este conversor produz maior conteúdo harmônico para a tensão de saída, exigindo o redimensionamento dos elementos do filtro ou o aumento na frequência de modulação, visando à redução da ondulação na corrente do indutor e/ou na tensão na saída do filtro.

Deste modo, como uma forma de mitigar ou eliminar as limitações inerentes à estrutura em meia-ponte, adota-se comumente a topologia em ponte completa[17], também conhecida como ponte H para a implementação de conversores monofásicos, cuja estrutura elementar é apresentada na figura 2-9.

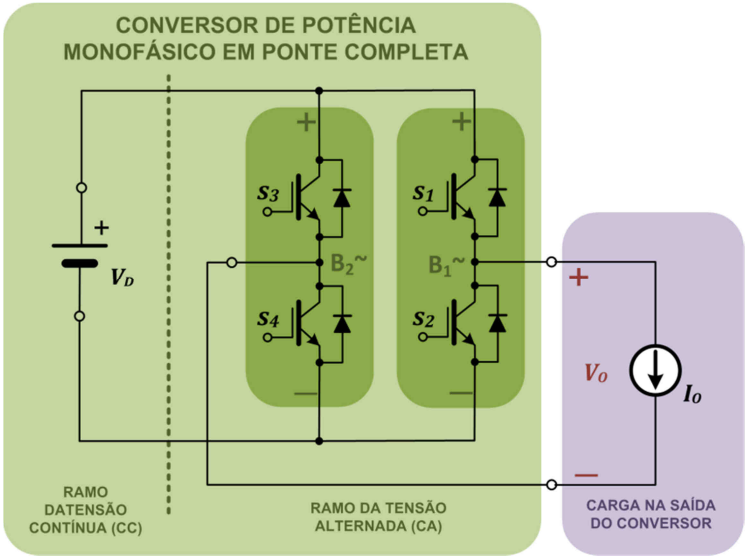

Figura 2-9. Estrutura elementar do conversor monofásico ponte H, tipo fonte de tensão.

Nesta estrutura, verifica-se que o conversor em ponte completa é obtido a partir da inserção de um braço adicional de comutação (B_2), de maneira que nesta configuração, a

[17] Na literatura, denominado em inglês como *Single-Phase Full-Bridge*.

carga conectada à saída do conversor passa a ser interligada entre os pontos (B_1 e B_2), eliminando-se a ligação em comum entre a carga e o terminal central das fontes simétricas, utilizadas para suprimento de energia (barramento CC), presente na estrutura anterior com topologia em meia-ponte.

A configuração em ponte completa dispensa a utilização das fontes simétricas, de maneira que o problema da equalização da tensão para os capacitores do barramento CC é eliminado. Adicionalmente, verifica-se que a tensão do barramento CC pode ser totalmente disponibilizada na saída do conversor de potência, além de permitir o emprego de interruptores com tensões de bloqueio menores (igual a V_D).

Com a estrutura do conversor em ponte completa, torna-se possível a modulação em três níveis para a tensão de saída, ou seja, a imposição de tensão instantaneamente nula é realizável, através da implementação de modulação independente, em cada um dos dois braços de comutação do conversor, o que permite a adoção de diferentes estratégias de modulação devido a flexibilidade desta topologia.

2.4. Estratégias de modulação em conversores de potência:

O passo inicial para implementação das estratégias de controle em conversores de potência consiste em definir adequadamente as técnicas de modulação a serem utilizadas.

Desta forma, diferentes estratégias de modulação foram desenvolvidas para a modulação de conversores de potência monofásicos ou trifásicos, como por exemplo, a modulação por banda de histerese (MALESANI; MATTAVELLI; TOMASIN, 1997) ou por *bit-stream* (BRADSHAW; MADAWALA; PATEL, 2010), e mesmo entre as estratégias de modulação por largura de pulso (PWM[18]), podem ser citados exemplos como a modulação por eliminação seletiva de harmônicas (SHE-PWM[19]) ou as diversas variantes da modulação por vetores espaciais (HOLMES; LIPO, 2003).

No entanto, a modulação PWM através de uma portadora triangular é certamente é a técnica de modulação mais difundida para o controle de conversores de potência tipo fonte de tensão, por apresentar vantagens determinantes para a sua escolha como, por exemplo, a facilidade de implementação analógica (através de circuitos integrados dedicados) ou digital (através de periféricos difundidos nos microcontroladores comerciais) e a operação com

[18] Do inglês, *Pulse-width Modulation*.

[19] Do inglês, *Selective Harmonic Elimination*.

frequência fixa de chaveamento, simplificando o processo de demodulação através da filtragem das componentes de altas frequências para a tensão ou corrente de saída).

A estrutura básica para implementação da modulação PWM analógica (conhecida como PWM naturalmente amostrada) é relativamente simples, exigindo apenas a geração da forma de onda triangular da portadora e a etapa de comparação analógica, sendo que geralmente ambas as funções podem ser implementadas através do emprego de circuitos integrados comerciais (como os CI da família 352x ou LM494).

A implementação da modulação PWM digital (denominada modulação PWM uniformemente amostrada) é certamente uma técnica consolidada, sendo largamente aplicada, principalmente devido a sua disponibilidade em processadores digitais e microcontroladores comerciais sob a forma de periféricos dedicados. Devido a sua maior flexibilidade, opta-se por sua aplicação neste trabalho.

2.4.1. *Implementação do modulador PWM*

Considerando a análise utilizando-se a topologia do conversor meia-ponte e o modelo de carga apresentados nas seções anteriores, e desprezando-se o efeito do tempo-morto no acionamento dos interruptores, verifica-se na figura 2-10, que a partir da implementação da PWM naturalmente amostrada, obtém-se a tensão $V_O(t)$ aplicada à carga, com forma de onda modulada entre os níveis $-V_D$e $+V_D$ com frequência de chaveamento f_S diretamente relacionada ao período de modulação T_S da portadora triangular $c(t)$.

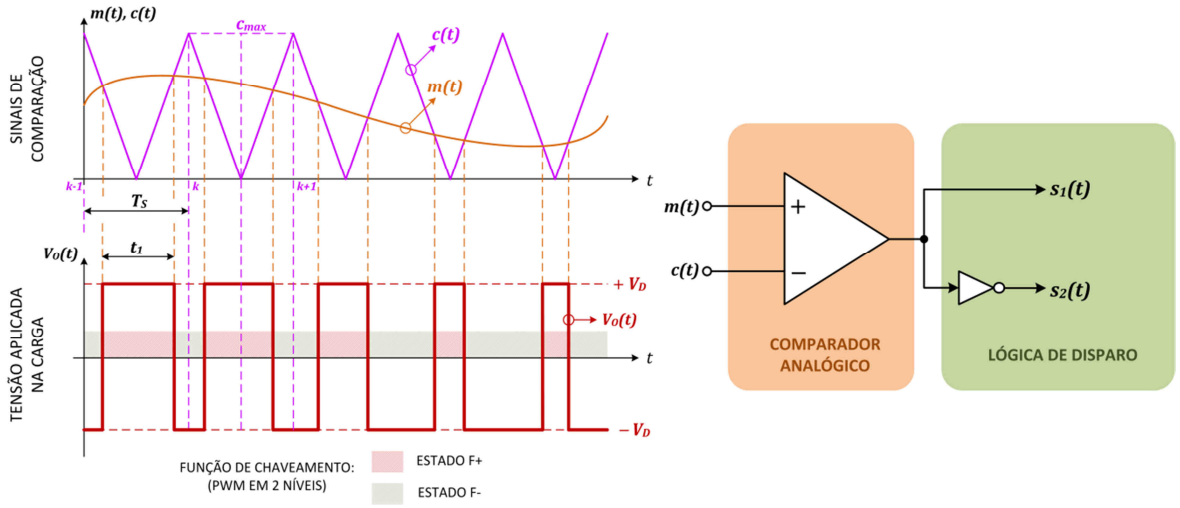

Figura 2-10. Implementação do modulador PWM analógico.

A modulação PWM natural é obtida através da comparação analógica entre a portadora triangular $c(t)$ e o sinal de referência $m(t)$ não saturado (ou seja, limitado entre 0 e

c_{max}). O resultado da comparação é utilizado como referência na entrada dos circuitos lógicos digitais da interface de disparo, responsável pela geração dos pulsos complementares, utilizados no comando dos interruptores do conversor de potência.

Deste modo, sendo k um número inteiro positivo, convenciona-se $d_k = d(t)$ como a razão cíclica ou índice de modulação (de maneira que: $0 \leq d_k \leq 1$), considerado constante entre os instantes $k \cdot T_S$ e $(k+1) \cdot T_S$, o qual expressa a relação entre o intervalo t_1 (duração do estado de comutação F_+) e o período de modulação. De modo que d'_k indica a razão cíclica complementar, relacionada com a duração do estado de comutação F_-, dada por:

$$d'_k = \frac{t_2}{T_S} = \frac{T_S - t_1}{T_S} = 1 - d_k \tag{2.20}$$

Portanto, verifica-se que a implementação da modulação PWM introduz ao sistema características de um processo de amostragem, cujo período relaciona-se com a modulação da portadora triangular.

Uma interpretação geométrica para o funcionamento do modulador PWM é apresentada na figura 2-11, com o objetivo de auxiliar a compreensão do comportamento dinâmico do modulador, e deduzir a relação existente entre o sinal de referência $m(t)$ e a tensão média local, disponibilizada na saída do conversor de potência, de maneira a deduzir posteriormente o modelo algébrico para o comportamento do modulador, desprezando-se os efeitos da comutação.

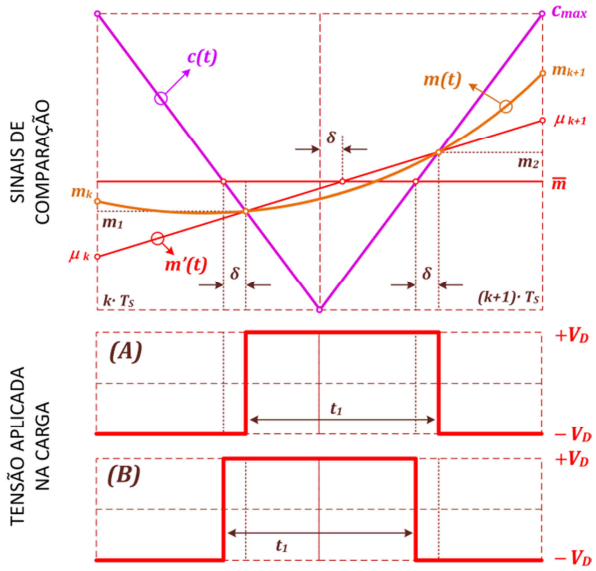

Figura 2-11. Interpretação geométrica para o funcionamento do modulador PWM analógico:
(A) aproximação do sinal de referência pela reta $m'(t)$;
(B) aproximação do sinal de referência pela constante $\overline{m}$.

Se o comportamento do sinal de referência for considerado constante ($m(t) = \overline{m}$) dentro do período de observação (T_S), a disposição do pulso de disparo é simétrica com relação à portadora triangular conforme demonstrado na figura 2-11(B), e a relação entre a razão cíclica e o sinal de referência é imediata:

$$\frac{\overline{m}}{t_1} = \frac{c_{max}}{T_S} \;\Rightarrow\; \overline{m} = c_{max} \cdot \frac{t_1}{T_S} \;\Rightarrow\; d_k = \frac{\overline{m}}{c_{max}} \tag{2.21}$$

Em referências como (BUSO; MATAVELLI, 2006), (HOLMES; LIPO, 2003), recomenda-se que a componente de maior frequência do sinal $m(t)$ seja, pelo menos, de 10 a 20 vezes menor que a frequência de modulação para uma boa reprodução do sinal modulado em PWM, ou seja, a largura de banda do sinal deve ser suficientemente menor que a frequência da portadora triangular (f_S).

Nestas condições, o resultado (2.21) fornece uma boa aproximação para o comportamento do modulador PWM, ao se considerar o comportamento de $m(t)$ aproximadamente constante ($m(t) = \overline{m}$). No entanto, nos casos em que a razão entre a frequência de comutação e a frequência da maior componente de $m(t)$ é inferior a 10, a aproximação de $m(t)$ através da construção da reta $m'(t)$ reproduz o comportamento do modulador PWM com melhor exatidão.

Assim, a construção da reta $m'(t)$ intercepta a curva $m(t)$ nos pontos de ordenadas m_1 e m_2, em que ocorre a transição entre os estados de comutação, conforme indicado na figura 2-11. Deste modo, a resposta do modulador PWM apresenta <u>exatamente o mesmo comportamento</u>, adotando-se o sinal original $m(t)$ ou a aproximação pela reta $m'(t)$ como referência.

Como consequência, se a constante $\overline{m}$ for igual à média dos valores m_1 e m_2, então a razão cíclica d_k pode ser calculada de maneira exata, através do resultado (2.21), pois a partir da análise da figura 2-11, obtêm-se valores iguais de d_k para ambos os sinais de referência adotados (seja $m(t) = \overline{m}$ ou $m(t) = m'(t)$), de maneira que o sinal de saída do modulador difere apenas pelo deslocamento da forma de onda (δ).

As ordenadas μ_k e μ_{k+1} são obtidas a partir do prolongamento da reta $m'(t)$ para os limites do intervalo de modulação ($t = k \cdot T_S$ e $t = (k+1) \cdot T_S$) e desta forma, é possível obter o valor da média ($\overline{m}$) para o cálculo da razão cíclica (d_k) a partir dos valor das ordenadas:

$$\bar{m} = \frac{2 \cdot {c_{max}}^2 \cdot (\mu_{k+1} + \mu_k)}{4 \cdot {c_{max}}^2 - (\mu_{k+1} - \mu_k)^2} \Rightarrow d_k = \frac{2 \cdot c_{max} \cdot (\mu_{k+1} + \mu_k)}{4 \cdot {c_{max}}^2 - (\mu_{k+1} - \mu_k)^2} \qquad (2.22)$$

Deste modo, a partir do resultado (2.22), obtém-se um modelo algébrico para o comportamento do modulador PWM natural, independente da condição de aproximação imposta em (BUSO; MATAVELLI, 2006) e (HOLMES; LIPO, 2003).

Vale ressaltar que o modelo algébrico obtido é válido mesmo nos casos em que o sinal de referência varia lentamente no período de observação. Deste modo, o sinal de referência pode ser considerado constante ($m'_{k+1} \cong m'_k$), de maneira que o resultado (2.22) converge para (2.21). Ao considerar a aproximação $m(t) \cong m'(t)$, resulta naturalmente que $\mu_k \to m_k$ e $\mu_{k+1} \to m_{k+1}$ e o resultado (2.22) reproduz adequadamente o comportamento do índice de modulação d_k em face às variações instantâneas que determinam a forma de onda da tensão aplicada na carga ($V_O(t)$), através do conversor de potência.

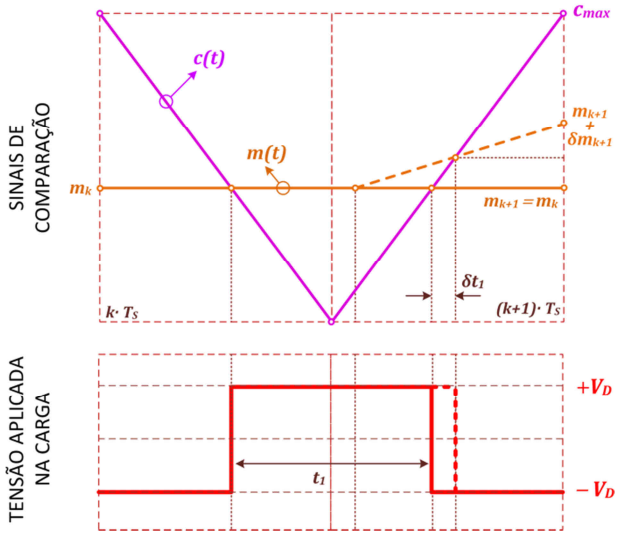

Figura 2-12. Comportamento dinâmico do modulador PWM analógico diante de perturbação no sinal de referência:

Tomando-se como base o resultado (2.22) e a figura 2-12, para determinar o comportamento dinâmico do modulador PWM analógico, nota-se que a ocorrência de uma perturbação no sinal de referência causa uma assimetria no sinal na saída do modulador, que provoca a compensação automática da largura do pulso dentro do período de observação atualizando o valor da razão cíclica d_k, de maneira que o atraso de atuação pode ser considerado desprezível (MIDDLEBROOK, 1981), (VAN DER SYPE et al., 2004), (VAN DER SYPE et al., 2006), (VERGHESE; ELBULUK; KASSAKIAN, 2004), (WALKER, 2003).

Em referências como (HOLMES; LIPO, 2003), (KASSAKIAN; VERGHESE; SCHLECHT, 1991), (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) e (MOHAN; UNDERLAND; ROBBINS, 2003) encontram-se abordagens acerca da implementação da modulação em PWM, com apresentação matemática mais detalhada.

2.4.2. *Modelamento do comportamento dinâmico da etapa de potência*

O modelamento dos elementos de comutação do conversor de potência é realizado utilizando-se funções de chaveamento, de modo a representar o comportamento instantâneo da tensão e da corrente nestes componentes (VORPERIAN; 1990), (YAZDANI; IRAVANI, 2010); (MAKSIMOVIC et al., 2001).

No entanto, o modelamento da etapa de potência pode ser simplificada através do cálculo da média local das variáveis de interesse (BUSO; SPIAZZI, 2009), (SANDERS; VERGHESE, 1991), (MAKSIMOVIC et al., 2001). Com a adoção desta estratégia, as componentes harmônicas de alta frequência geradas no processo de modulação PWM são naturalmente desconsideradas.

Na maioria dos casos, esta abordagem é suficiente para linearizar a operação da planta, obtendo-se o comportamento dinâmico da etapa de potência, suficiente para a implementação posterior do controle em malha fechada (LEVINE, 1999).

Então, para uma variável generalizada $w(t)$, define-se o valor médio local durante um período de observação (T_S):

$$\bar{w}(t) = \frac{1}{T_S} \cdot \int_{t-T_s}^{t} w(\tau)\, d\tau \tag{2.23}$$

Portanto, utiliza-se o resultado (2.23) para determinação da tensão média local disponível na saída do conversor de potência em meia-ponte:

$$\begin{aligned} \bar{v}_O(t) &= \frac{1}{T_S} \cdot \int_{t-T_s}^{t} v_O(\tau)\, d\tau = \frac{1}{T_S} \cdot (V_D \cdot t_1 - V_D \cdot t_2) = \\ &= V_D \cdot d_k - V_D \cdot (1 - d_k) = V_D \cdot (2 \cdot d(t) - 1) \\ &= V_D \cdot v_{O\,REF}(t) \end{aligned} \tag{2.24}$$

Logo, o resultado (2.24) reproduz o comportamento médio para a tensão de saída do conversor de potência modulado pela PWM analógica, considerando-se a translação do sinal (transformação de escala) a partir da relação entre a razão cíclica e a tensão de referência dada por $v_{O\ REF}(t) = 2 \cdot d(t) - 1$ (com $-1 \leq v_{O\ REF}(t) \leq 1$).

Esta transformação tem como objetivo a eliminação do *offset* presente no interior do bloco modulador PWM, uma vez que a portadora triangular adotada não é simétrica com relação ao eixo do tempo (ou seja, $c(t)$ varia de zero à c_{max}). Idealmente, a translação do sinal não interfere no comportamento dinâmico do sistema e o conversor de potência pode ser modelado como um ganho estático puro[20] relacionado com a tensão do suprimento CC.

Utilizando-se a transformada de Laplace em (2.24) após a mudança de escala, e considerando-se a função de transferência do filtro indutivo em (2.3), obtém-se em (2.25) a função de transferência que expressa o comportamento médio para a corrente disponível na saída do conversor de potência, em função da razão cíclica[21] e da perturbação gerada pela fonte de tensão independente.

$$\bar{I}_O(s) = \frac{1}{s \cdot L_S + r_L} \cdot \left(V_D \cdot V_{O\ REF}(s) - E_O(s)\right) \tag{2.25}$$

Assim, o resultado (2.25) modela o comportamento do conversor de potência operando em malha aberta com filtro indutivo, comparando-se o comportamento instantâneo das grandezas de interesse através da determinação de suas respectivas médias locais.

A figura 2-13 apresenta o comportamento dinâmico da etapa de potência, considerando-se o conversor em ponte completa, com modulação em dois níveis, filtro indutivo de saída, alimentando uma carga modelada como uma fonte de tensão independente.

[20] Esta hipótese é válida para efeito de análise, pois a tensão do suprimento CC é considerada constante.

[21] Considerando-se a transformação de escala.

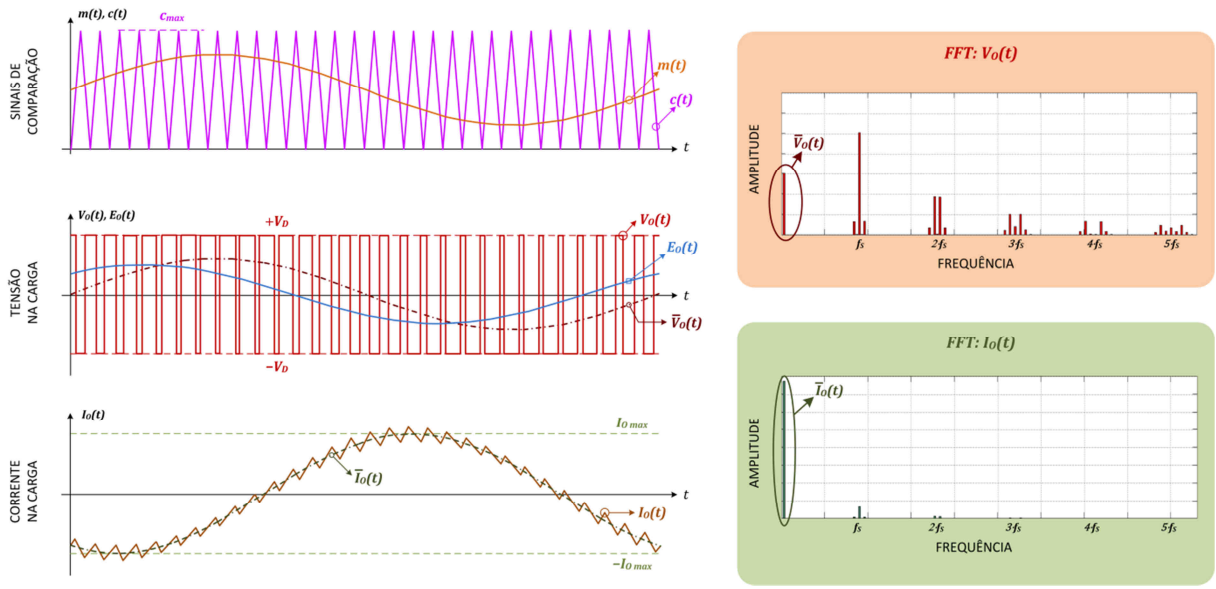

Figura 2-13. Comportamento dinâmico da etapa de potência operando em malha aberta (regime permanente)

Para a situação ilustrada na figura 2-13, nota-se que o sinal de referência $m(t)$, relacionado com a referência $v_{O\ REF}(t)$ é responsável pela imposição da componente média local $\bar{\imath}_O(t)$ (em baixas freqüências). A corrente instantânea na carga $i_O(t)$ apresenta componente residual (em altas freqüências), decorrente do ruído de chaveamento inerente ao processo de modulação em PWM.

Vale ressaltar que a atenuação dos efeitos da ondulação da corrente é fortemente influenciada pela característica de filtragem das altas frequências, imposta pela dinâmica resultante da associação entre o filtro na saída do conversor e a carga.

A filtragem dos sinais de controle para eliminação dos ruídos em alta frequência é essencial para a operação adequada dos controladores digitais, no entanto, será verificado nos próximos capítulos que nas aplicações de conversores de potência, a operação sincronizada entre a modulação em PWM e a amostragem das grandezas medidas permite a eliminação dos efeitos do chaveamento sem a necessidade da implementação de filtros passa-baixas na malha de controle.

No próximo capítulo, são investigadas as ferramentas necessárias na implementação dos controladores digitais com foco na análise da função fundamental do controlador da malha de corrente que consiste em gerar automaticamente a referência $v_{O\ REF}(t)$, de modo a assegurar que a corrente do indutor $i_O(t)$ rastreie instantaneamente os valores desejados para a corrente de referência $i_{O\ REF}(t)$.

Capítulo 3:

Implementação da malha de controle da corrente em conversores de potência modulados por PWM

Este capítulo apresenta o principal objetivo deste trabalho, que consiste-se em implementar a malha interna de rastreamento da corrente em conversores de potência.

Apresenta-se brevemente o estado da arte dos controladores comumente empregados e analisa-se o funcionamento da estrutura de controle proposta, utilizando-se as técnicas de controle digital.

3.1. Estado da arte dos controladores empregados no rastreamento de corrente nos conversores de potência

Esta seção apresenta o estado da arte das estratégias de controle linear realimentado, que são comumente empregadas na malha interna de controle da corrente para os conversores de potência. Deste modo, a estrutura de controle empregada é utilizada na geração do sinal de referência $m(t)$, a ser aplicada na entrada do bloco modulador PWM.

3.1.1. *Controle proporcional (P) e proporcional-integral (PI)*

A técnica de controle PID é uma das mais empregadas no controle dos conversores de potência, principalmente na malha de corrente, devido a sua simplicidade. Geralmente os ganhos deste controlador são ajustados com foco no desempenho desejado para o sistema em malha fechada (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1996), (EMADI; NASIRI; BEKIAROV, 2005), (LUO; YE; RASHID, 2005) embora alguns autores relacionem o ajuste dos ganhos deste controlador diretamente aos parâmetros da planta. (MIRANDA; KOMATSU, 2011), (MARTINZ et al, 2010), (HOLMES et al., 2009). Em eletrônica de potência, dá-se ênfase ao emprego dos controladores proporcional (P) e proporcional-integral (PI) para a maioria das aplicações, não sendo comum uso da parcela D, evitando-se a amplificação das componentes de alta frequência, presentes nas aplicações da modulação PWM. Geralmente implementa-se o *anti-windup* da parcela integral melhorando-se o comportamento transitório deste tipo de controlador (MARTINZ, 2007), (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Este controlador apresenta desempenho razoável para o rastreamento da tensão e da corrente, porém não há

cancelamento do erro em regime nas aplicações com referência estacionária (ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001).

3.1.2. *Controladores deadbeat preditivos*

Juntamente com o controle P e PI, este tipo de controlador é bastante utilizado no controle da tensão e da corrente nos conversores de potência (KAWABATA; MIYASHITA; YAMAMOTO, 1990), (KAWAMURA; CHUARAYAPRATIP; HANEYOSHI, 1988), (KUKRER; KOMURCUGIL; 1999), (MATTAVELLI, 2005). É um caso particular do controle por realimentação de estados, com implementação estritamente digital, em que os pólos do sistema em malha fechada são alocados próximos à origem. Tem como característica a resposta dinâmica rápida, utilizando predição da grandeza controlada (tensão ou corrente) no próximo instante, através de observadores lineares (GAO; ZHENG; LIN, 2011), ou através de estimadores de estados (KAWAMURA; CHUARAYAPRATIP; HANEYOSHI, 1988), (KAWABATA; MIYASHITA; YAMAMOTO, 1990). Como consequência, para a obtenção da dinâmica rápida, exige elevados esforços de controle (NISHIDA; RUKONUZZMAN; NAKAOKA, 2004) que podem levar o sistema a apresentar oscilações sustentadas, comprometendo o desempenho do rastreamento da corrente. Por ser estruturado com base em um modelo interno da planta, pode apresentar grande sensibilidade à variação dos parâmetros (MATTAVELLI, 2005).

3.1.3. *Controladores ressonantes*

Geralmente este tipo de controlador é utilizado em conjunto com estruturas de controle mais simples (como os controladores P ou PI, por exemplo). Explora o princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976) para atingir rastreamento da corrente (e da tensão) e a rejeição de perturbações, sem erro de regime. Esta estratégia de controle foi inicialmente explorada por (SATO et al., 1998), (FUKUDA; YODA, 2001), (FUKUDA; IMAMURA, 2005). Em (BOJOI et al., 2005) e (BOJOI et al., 2011) utiliza-se uma estrutura com duplo integrador realimentado (SSI) para a obtenção do controlador ressonante na malha de corrente, e em (BOJOI et al., 2008) analisa-se a resposta em frequência e as margens de estabilidade para esta aplicação.

(ZMOOD, 2002) mostra que este controlador pode ser obtido a partir do controle PI ou da parcela integral pura através de uma translação da frequência. Desta forma, a resposta em frequência apresentada pelo controlador PI é transladada para a frequência de ressonância

(ω_n), de modo que as referências senoidais com frequência ($s = j\omega_n$) são rastreadas sem erro em regime. No entanto, devido a sintonia da frequência de ressonância, este controlador é sensível às variações da frequência nominal, principalmente em aplicações de conversores conectados à rede elétrica. A sintonia desta frequência pode ser corrigida dinamicamente com a utilização de PLL para a detecção da frequência do sistema, no entanto se afeta naturalmente a dinâmica do controlador.

Para a aplicação em filtros ativos, (YEPES et al., 2009) e (YEPES et al., 2010) investiga os efeitos da discretização na implementação digital do controle ressonante, para o controle da malha de corrente, e (DEMIRKUTLU; HAVA, 2009) propõe a utilização de um "banco de controladores ressonantes" sintonizados da frequência fundamental e em algumas componentes harmônicas ímpares, com o intuito de melhorar o desempenho do rastreamento da corrente.

3.1.4. *Controladores repetitivos*

(MATTAVELLI; MARAFÃO, 2004), (TZOU et al., 1997), (MENG et al., 2010) e (ZHANG et al., 2003) abordam o emprego do controle repetitivo nas aplicações dos conversores de potência conectados à rede e como fonte de tensão. Em (MICHELS, 2006) utiliza-se este controlador no projeto do estágio de saída de uma UPS.

Em (PIPPELEERS; DEMEULENAERE; SWEVERS, 2009), analisa-se a resposta em frequência deste controlador, mostrando que o seu ganho elevado para as componentes com frequências múltiplas da nominal, faz com que o controlador repetitivo não apresente erro estacionário no rastreamento da corrente. Deste modo, um único bloco de controle repetitivo é capaz de substituir um "banco de controladores" utilizados na compensação de cada componente harmônica, como ocorre no controle ressonante.

No entanto, este controlador geralmente é implementado em conjunto com filtros digitais para se evitar a amplificação das componentes de alta frequência (MATTAVELLI; MARAFÃO, 2004). Apresenta comportamento transitório lento, uma vez que utiliza amostras de ciclos anteriores da corrente ou tensão para anular o erro em regime de forma convergente.

Em (DENG; ORUGANTI; SRINIVASAN, 2007), a implementação do controle de aprendizado iterativo (ILC[22]) é apresentado como uma extensão do controle repetitivo, em uma aplicação de um inversor para alimentação de cargas não lineares.

[22] Do inglês, *Iterative Learning Controllers*

3.1.5. *Controlador por histerese*

Ao contrário dos demais controladores estudados, é um controlador não linear que dispensa a utilização do modulador PWM na sua aplicação tradicional (KAZMIERKOWSKI; DZIENIAKOWSKI, 1994).

Na verdade, este tipo de controlador opera em malha fechada, corrigindo a trajetória da corrente quando o seu erro ultrapassa uma determinada banda de tolerância, através da mudança do estado de comutação, de modo que os blocos de controle e o processo de modulação são integrados.

O controlador por histerese dispensa o ajuste de ganhos de controladores, além de apresentar o menor tempo de resposta entre os controladores analisados, sendo insensível a variação dos parâmetros da planta (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998), (KAZMIERKOWSKI; BLAABJERG; KRISHNAN, 2002). É aplicado principalmente no controle de motores (TRIPATHI; SEN, 1992), nas aplicações de filtros ativos (MALESANI; MATTAVELLI; TOMASIN, 1997) e em retificadores com alto fator de potência (SALMON; ZHANG, 2004).

Sua maior desvantagem é o fato de operar com frequência de chaveamento variável, aumentando-se as perdas por comutação dos interruptores e exigindo cuidados especiais no projeto dos filtros de saída (KAZMIERKOWSKI; BLAABJERG; KRISHNAN, 2002), embora alguns autores proponham a implementação da histerese com frequência de chaveamento limitada (MAO et al., 2012), ou fixa (LIU; MASWOOD, 2006), (YAO; HOLMES, 1993), (BUSO et al., 2000).

3.1.6. *Controladores especiais*

Os controladores adaptativos do tipo OSAP[23] e RMRAC[24] merecem destaque (GRUNDLING; CARATI; PINHEIRO, 1997), uma vez que esta estratégia geralmente é implementada em cascata com uma malha de realimentação repetitiva ou ainda com uma malha de pré-alimentação preditiva.

São geralmente empregados para o controle da tensão no estágio de saída de UPS, utilizados para a alimentação de cargas variáveis, cujo comportamento dinâmico não é facilmente modelável.

---

[23] Do inglês, One-Sampling Ahead Prediction;

[24] Do inglês, Robust Model Reference Adaptive Controller.

Esta modalidade de controle apresenta, como principal desvantagem, a ausência da separação entre a malha externa da tensão e a malha interna (mais rápida) para o controle da corrente. Deste modo, ao contrário dos demais controladores, a implementação de estratégias para detecção de sobre corrente (ou curto-circuito) na saída do conversor são mais complexas.

3.2. Descrição dos blocos do controlador digital

Nesta seção realiza-se a separação dos periféricos internos ao controlador digital, com ênfase no processo de amostragem das grandezas medidas ressaltando-se a influência da amostragem sobre o comportamento dinâmico do sistema, através da modelamento do segurador de ordem zero (ZOH).

Analisa-se o funcionamento do modulador PWM digital como um periférico do controlador utilizado, introduzindo-se conceito de operação sincronizada (BUSO; MATTAVELLI, 2006) entre a conversão analógico-digital (ADC) e o modulador digital (DPWM).

Abordam-se os efeitos do atraso de processamento do sinal de referência $v_{O\ REF}(t)$, como um efeito inerente aos controladores digitais, devido ao tempo de processamento dos algoritmos utilizados na malha de controle da corrente.

3.2.1. *Processo de amostragem das grandezas medidas*

Na etapa de projeto dos controladores digitais empregados nos conversores de potência, a influência do processo de amostragem deve ser considerada, uma vez que os efeitos são diretamente relacionados à medição das grandezas de interesse utilizadas nas malhas de controle realimentado e opcionalmente para a compensação dos distúrbios da planta.

No entanto, sabe-se que na implementação do sistema real, este processo é responsável pela alteração da dinâmica da malha de realimentação da planta, restringindo o(s) valor(es) máximo(s) do(s) ganho(s) do controlador utilizado(s) na malha de controle da corrente, o que naturalmente limita a banda de resposta para o sistema em malha fechada (KONG; HOLMES; MCGRATH, 2009).

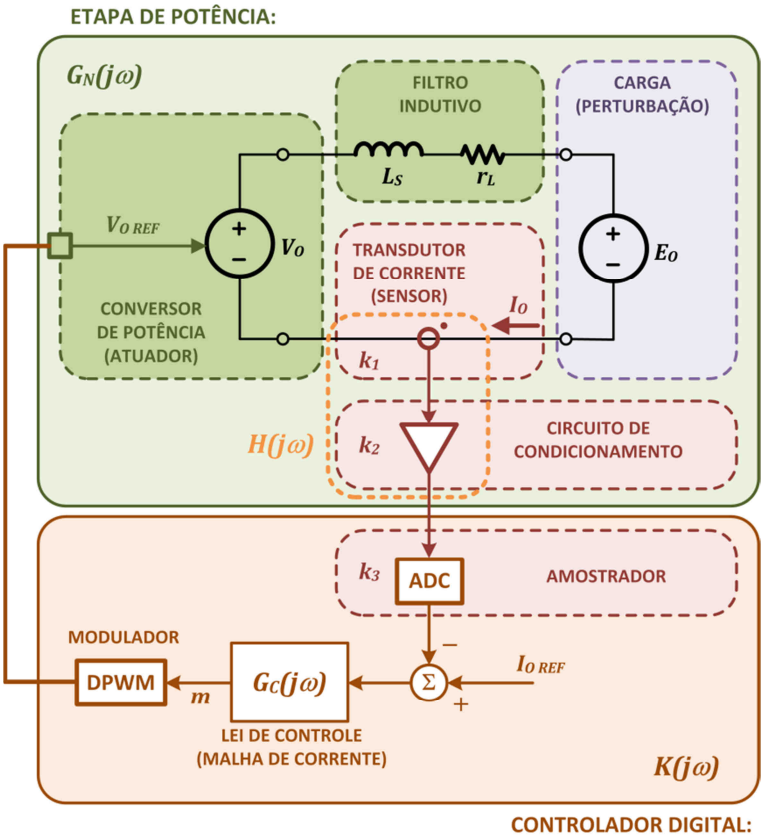

Figura 3-1. Representação simplificada dos blocos presentes no sistema de controle digital da corrente no indutor.

Para o sistema em malha fechada analisado na figura 3-1, o processo de medição da corrente do indutor é representado, cujo comportamento dinâmico é composto pelos blocos individuais do transdutor de corrente (elemento sensor), do circuito de condicionamento de sinais e do processo de conversão analógica-digital.

Deste modo, apresenta-se em (3.1) a função de transferência que modela o comportamento dinâmico do transdutor e do circuito de condicionamento da corrente medida:

$$H(s) = \frac{k_1}{(1 + s \cdot \tau_1)} \cdot \frac{k_2}{(1 + s \cdot \tau_2)} \tag{3.1}$$

Onde:

k_1 e k_2: ganhos estáticos do transdutor e da etapa de condicionamento;

τ_1 e τ_2: constantes de tempo do transdutor e do filtro *anti-aliasing* (presente no circuito de condicionamento de sinais).

$$ADC(s) = \frac{k_3}{T_a} \cdot ZOH(s) = \frac{k_3}{T_a} \cdot \frac{1 - e^{-s \cdot T_a}}{s} \tag{3.2}$$

A função de transferência apresentada em (3.2) modela adequadamente a influência da amostragem sobre a malha de realimentação, de maneira que o seu efeito deve ser considerado durante a implementação da malha de controle da corrente (ZMOOD, 2002).

No modelo apresentado para a etapa de sensoriamento, as constantes de tempo τ_1 e τ_2 da equação (3.1) estão relacionadas, respectivamente, à resposta em frequência do transdutor de efeito hall, utilizado na medição da corrente, e do filtro anti-aliasing empregado no circuito de condicionamento de sinais, sendo que ambos apresentam a característica de um filtro passa-baixas de 1º ordem.

O processo de conversão analógico-digital (ADC), realizado no interior do controlador digital, é modelado em (3.2) como um amostrador ideal e um segurador de ordem zero (ZOH) associados em cascata (HOUPIS; LAMONT, 1992), (FADALI, 2009), de maneira a representar adequadamente o efeito da inclusão do atraso inerente ao processo de amostragem das grandezas de interesse (ZMOOD, 2002), (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

A constante k_3 representa o ganho estático do conversor analógico-digital, interno ao controlador digital, relacionado à normalização[25] do comportamento da corrente do indutor. Deste modo, a composição dos ganhos individuais (k_1, k_2 e k_3), presentes respectivamente no transdutor de corrente, no circuito de condicionamento e no processo de conversão analógico-digital determinam a constante I_{PK}, conforme (3.3):

$$I_{PK} = \frac{1}{k_1 \cdot k_2 \cdot k_3} \tag{3.3}$$

Vale ressaltar que os valores de *offset* normalmente presentes no circuito de condicionamento de sinais e no conversor analógico-digital não são considerados para efeito de modelagem, uma vez que não exercem influência significativa sobre o comportamento dinâmico do sistema, porém para o sistema real, a compensação de *offset* deve ser considerada no desenvolvimento do algoritmo de controle digital.

Da maneira análoga, o modelamento do processo de amostragem da tensão de perturbação na saída do filtro (E_O) é possível, considerando-se uma adaptação da função de

[25] O processo de normalização da planta é abordado em mais detalhares nas seções posteriores.

transferência da amostragem da corrente, substituindo-se a constante I_{PK} por V_{PK}, de maneira a normalizar o comportamento da tensão na saída do filtro.

Deste modo, para a racionalização da função de transferência do amostrador $ADC(s)$ utiliza-se a aproximação de Padé de 1º ordem, para a representação do atraso (função exponencial) através de uma função polinomial racional na variável s (BUSO; MATTAVELLI, 2006), (MARTINZ, 2007):

$$e^{-x} = \frac{e^{-0,5x}}{e^{0,5x}} \cong \frac{1 - 0,5x}{1 + 0,5x} \tag{3.4}$$

Utilizando-se a propriedade apresentada em (3.4) para (3.2), uma boa aproximação para a função de transferência do amostrador (racional) é obtida, de maneira que é possível representar o seu comportamento dinâmico.

$$ADC(s) = k_3 \cdot \frac{1 - e^{-s \cdot T_a}}{s \cdot T_a} \cong k_3 \cdot \frac{1}{1 + s \cdot 0,5\, T_a} \tag{3.5}$$

Adicionalmente, por analogia, obtém-se o modelamento para a dinâmica existente no processo de sensoriamento da tensão na saída do filtro indutivo, sendo que esta grandeza é utilizada posteriormente na malha de pré-alimentação da perturbação.

$$H_V(s) = \frac{1}{V_{PK} \cdot (1 + s \cdot \tau_1) \cdot (1 + s \cdot \tau_2)} \tag{3.6}$$

Será constatado nas seções posteriores que as funções de transferência apresentadas em (3.5), (3.6) e (3.2) não provocam impacto significativo sobre o comportamento da magnitude da função de transferência em malha aberta.

Deste modo, para a análise da margem de ganho do sistema, considera-se que estas funções de transferência apresentam ganho constante (determinado pelas constantes I_{PK} e V_{PK}) para as frequências inferiores à frequência de cruzamento. No entanto, estas funções exercem influência determinante sobre a margem de fase do sistema (HOLMES et al., 2009).

3.2.2. *Modulador PWM digital (DPWM) e a operação sincronizada com o conversor analógico-digital (ADC):*

Nesta seção, os princípios básicos abordados anteriormente para a PWM natural também são estendidos para a implementação digitalmente amostrada (DPWM).

Na análise a ser realizada, cada bloco analógico é sobreposto por um bloco digital equivalente, de maneira que a etapa de comparação é substituída por um comparador digital, enquanto que a geração do sinal da portadora triangular é reproduzida através de um contador digital programável (HANSELMANN, 1987), (BOWES; MOUNT, 1981).

Em aspectos gerais, devido à praticidade de organização da modulação PWM digital, esta estrutura é comumente empregada como parte dos periféricos disponíveis em grande parte dos microcontroladores e processadores digitais comerciais, o que representa um fator determinante para a consolidação no uso de técnicas digitais no controle de conversores de potência (BOWES; MOUNT, 1981), (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

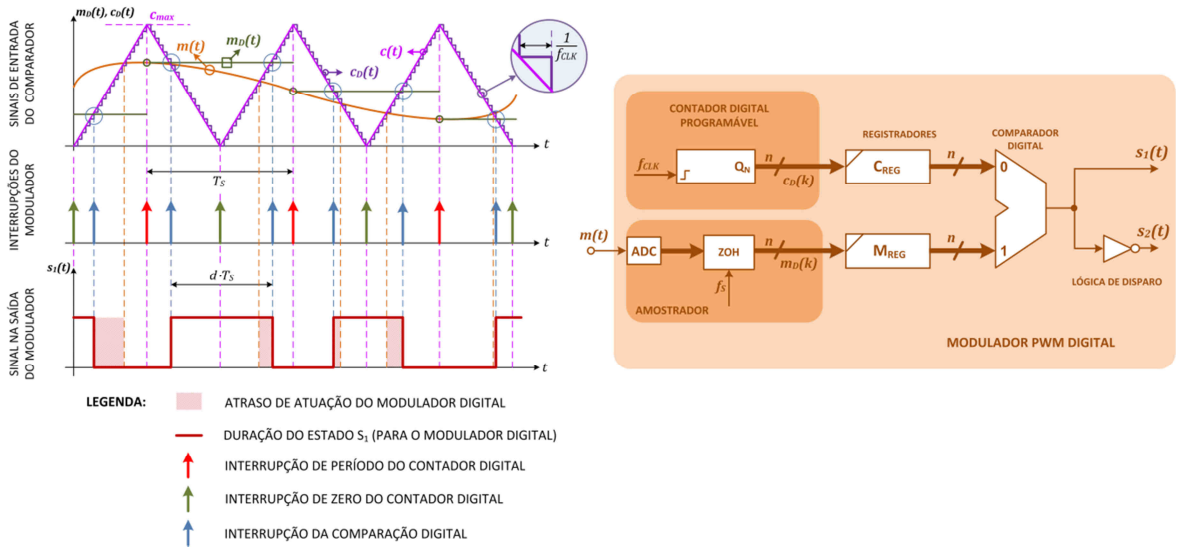

Figura 3-2. Organização da estrutura do modulador PWM digital (DPWM) com amostragem simples

Na figura 3-2, visualiza-se a estrutura utilizada para a implementação da modulação PWM digital. Inicialmente, considera-se a geração da portadora triangular quantizada $c_D(t)$ através de um contador digital programável, cuja contagem é atualizada a cada pulso de *clock*, com frequência f_{CLK}.

Os registradores C_{REG} e M_{REG}, mostrados na figura 3-2, são responsáveis, respectivamente, pelo armazenamento dos valores de contagem do contador programável e do valor amostrado do sinal modulador. Assim, durante a operação do modulador digital, os

valores destes registradores são comparados a cada pulso de *clock* de modo que a transição de estados é gerada. Deste modo, a saída do comparador digital assume nível lógico alto, se $M_{REG} > C_{REG}$.

As interrupções de *reset* e de período são geradas pelo modulador digital, respectivamente nos instantes em que o valor de contagem do contador digital é zerado ($C_{REG} = 0$), ou quando atinge o seu valor máximo ($C_{REG} = c_{max}$), sendo que a alternância no sentido da contagem é realizada na ocorrência destas interrupções, reproduzindo-se o comportamento da portadora triangular simétrica.

Tomando-se os instantes de ocorrência das interrupções para a atualização do sinal modulador $m(t)$ de modo síncrono, obtém-se o sinal amostrado $m_D(t)$. Desta maneira, nas aplicações dos microcontroladores e processadores digitais, as interrupções são utilizadas para sincronismo entre as operações do modulador digital (DPWM) e da amostragem dos sinais através dos conversores analógico-digitais (ADC).

Deste modo, se o sinal amostrado é atualizado na interrupção de período (ou na interrupção de *reset*), o modulador opera com <u>amostragem simples</u>, e nestas condições os pulsos de disparo obtidos na saída do modulador são simétricos, com período de amostragem igual ao período de modulação ($T_a = T_S$).

Em (BUSO; MATTAVELLI, 2006) e (HOLMES et al., 2009) afirma-se que nestas condições, a corrente do indutor é amostrada exatamente nos instantes em que o seu valor instantâneo coincide com o valor médio local ($i_O(t) = \bar{\imath}_O(t)$) de maneira que a modulação DPWM pode ser utilizada na implementação no controle da malha de corrente, sem a necessidade de implementação de filtragem das altas frequências decorrentes do processo de modulação.

Para o modulador operando em <u>dupla amostragem</u>, a atualização do sinal amostrado é sincronizada por ambas as interrupções (de *reset* e de período), de modo que o período de amostragem é reduzido à metade do período de modulação ($2 \cdot T_a = T_S$), diminuindo-se o atraso de amostragem presente na malha direta.

Nestas condições, naturalmente há quebra na simetria dos pulsos de disparo, no entanto, ao se considerar que a frequência de modulação é muito maior que a maior componente harmônica do sinal $m(t)$, não há maiores implicações para a operação da malha de controle da corrente.

(BUSO; MATTAVELLI, 2006) e (BOWES; MOUNT, 1981) afirmam que o número de bits (n), utilizado na estrutura do modulador digital, pode variar dependendo do microcontrolador ou do processador digital adotado, sendo que a maioria dos fabricantes

disponibiliza arquiteturas em, no mínimo, 16 bits, embora haja soluções de menor custo, com periféricos mais simples em somente 8 bits.

É importante salientar que o número mínimo de bits ($N_{min} \leq n$), necessários para a representação adequada do índice de modulação é um parâmetro essencial para a determinação do passo de quantização do modulador digital, pois exerce influência direta sobre a ocorrência de oscilações autossustentadas (PETERCHEV; SANDERS, 2003).

Em (BUSO; MATTAVELLI, 2006) calcula-se o número mínimo de bits, em função da frequência de clock da implementação digital (f_{CLK}) e da frequência de modulação adotada ($f_S = 1/T_S$) para a representação do índice de modulação, considerando-se a portadora triangular simétrica:

$$N_{min} = \ inteiro\left(\frac{\log(f_{CLK}) - \log(f_S)}{log2}\right) \tag{3.7}$$

Considerando que os valores típicos adotados para a frequência de modulação nas aplicações dos conversores de potência, situados na faixa de algumas dezenas de quilohertz, enquanto que a frequência de clock normalmente atinge umas poucas centenas de megahertz, N_{min} raramente supera o número de bits (n) da estrutura do modulador digital.

No entanto, valores baixos de N_{min} resultam em baixo nível de resolução para o modulador digital, aumentando-se a possibilidade de ocorrência das oscilações autossustentadas, segundo (PENG et al., 2007) e (PETERCHEV; SANDERS, 2003). Logo, a aplicação da modulação PWM digital em frequências mais elevadas exige invariavelmente o aumento na frequência de clock.

Um aspecto importante a ser analisado para a implementação da PWM digital no sistema real diz respeito ao comportamento dinâmico do modulador digital. A partir da análise da figura 3-3, constata-se a ocorrência do atraso de computação de um período de amostragem, devido ao processamento do algoritmo da malha de controle da corrente, responsável pelo cálculo do sinal $m_D(t)$ a cada período de amostragem.

Portanto, com a adoção de amostragem dupla, naturalmente o atraso de atuação é reduzido pela metade, no entanto, o processamento do algoritmo de controle deve ser totalmente realizado dentro deste intervalo de tempo.

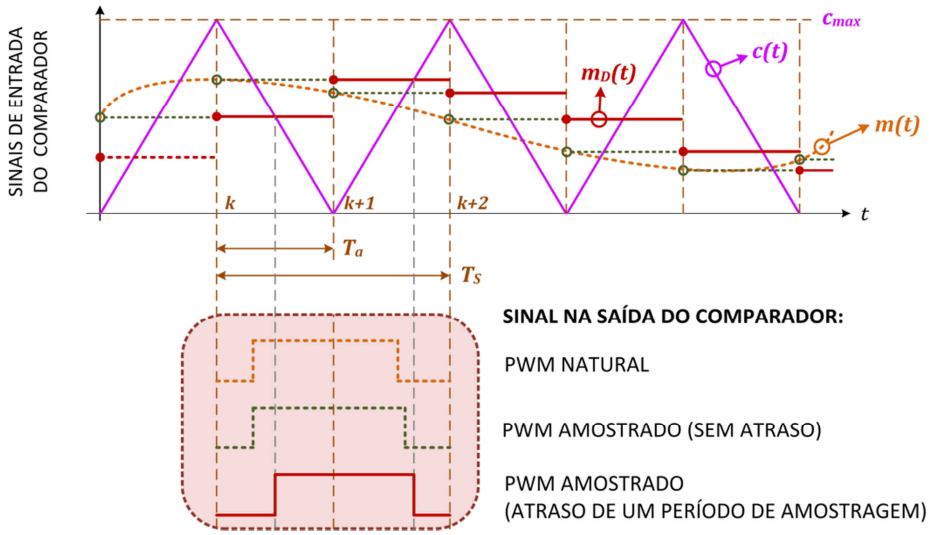

Figura 3-3. Modulador digital PWM em amostragem dupla com atraso de atuação.

Neste trabalho, considera-se o comportamento dinâmico do modulador digital (DPWM) como um atraso puro, de um período de amostragem, decorrente do processamento do algoritmo de controle, para obtenção do sinal de referência $m_D(t)$, tendo como hipótese que as operações do contador programável e do comparador digital apresentam resolução suficiente, de forma que as implementações do modulador natural e digital divergem apenas quanto à amostragem do sinal $m(t)$ em amostragem simples ($T_S = T_a$) ou em amostragem dupla ($T_S = 2 \cdot T_a$).

Deste modo, utilizando-se a aproximação de Padé apresentada em (3.4) para representar o atraso do modulador através de uma função racional, resulta:

$$DPWM(s) = e^{-s \cdot T_a} \cong \frac{1 - s \cdot 0{,}5\, T_a}{1 + s \cdot 0{,}5\, T_a} \tag{3.8}$$

Evidentemente, o atraso na atuação do modulador digital implica na diminuição significativa na margem de fase do sistema, o que exige a adoção de critérios mais conservadores para a determinação do(s) ganho(s) durante a etapa de projeto do controlador da malha de corrente.

O atraso de transporte não altera o ganho da malha de controle, uma vez que a função de transferência (3.8) apresenta ganho unitário para todo o espectro de frequências. No entanto, este atraso exerce forte influência sobre a margem de fase do sistema, impondo a redução da largura de banda disponível para a operação em malha fechada, afetando-se o desempenho do rastreamento da corrente de saída no conversor de potência.

3.3. Implementação do controlador da malha de corrente

A principal função do controlador da malha interna nos conversores de potência é proporcionar ganhos suficientemente altos para uma ampla banda de frequências de maneira a assegurar o melhor desempenho possível para o rastreamento da corrente (MARTINZ, 2007), rejeitando-se as perturbações existentes, garantindo a robustez do controle e assegurando a estabilidade do sistema.

No entanto, os critérios de desempenho e estabilidade para os sistemas de controle por realimentação são reconhecidamente conflitantes (DOYLE; FRANCIS; TANNENBAUM, 1990).

Adicionalmente, no projeto do controlador, a limitação da corrente deve ser assegurada, a fim de se prover proteção aos interruptores do conversor de potência, em situações extremas de operação, por exemplo, na condição de curto-circuito na carga.

Salienta-se que qualquer tentativa de imposição da tensão, da corrente ou de sua derivada, além dos limites físicos apresentados pelo conversor de potência, tende a produzir um fenômeno não-linear denominado saturação do controle. No entanto, na etapa de projeto do controlador de corrente são adotados modelos linearizados, capazes de descrever satisfatoriamente o comportamento dinâmico do sistema, de maneira que, eventos como a saturação do conversor produzem efeitos que não podem ser totalmente compensados por controladores lineares (BUSO; MATTAVELLI, 2006), foco deste trabalho.

Para uma boa compreensão da operação do conversor de potência, as técnicas empregadas na estrutura de controle da modulação foram analisadas nas seções anteriores, de maneira que, na aplicação do controle em malha fechada, o controlador de corrente é projetado com o intuito de fornecer os valores de referência aplicados à entrada de modulador, controlando-se diretamente a tensão média aplicada na saída do conversor de potência.

Deste modo, através do controle direto da tensão do conversor, o controlador de corrente efetua, de maneira indireta, o rastreamento da corrente do indutor, de maneira que o conversor de potência tipo fonte de tensão opera como uma fonte de corrente controlada. Adicionalmente, a referência de corrente pode ser fornecida diretamente à malha de corrente através da implementação de algoritmos de geração de referência, ou por um segundo controlador, externo à malha de controle da corrente.

Resumidamente, o principal objetivo deste capítulo é determinar como projetar corretamente o controlador da malha de corrente através das ferramentas de controle linear comumente empregadas.

3.3.1. *Conceitos preliminares empregados no projeto dos controladores*

Nesta seção abordam-se os conceitos comumente empregados no estudo dos sistemas de controle, de modo a facilitar a compreensão das ferramentas utilizadas na implementação dos controladores para a obtenção do sistema realimentado.

São apresentados os conceitos de funções de transferência da malha direta e da malha fechada para o sistema a ser controlado, explorando-se a relação existente entre ambas as funções, bem como as implicações práticas sobre o desempenho e a estabilidade do sistema com a implementação do controlador projetado.

A etapa de discretização é abordada uma vez que o sistema a ser controlado é híbrido, por apresentar a etapa de potência com comportamento em tempo contínuo, enquanto que a estratégia de controle a ser adotada é implementada em um controlador digital microprocessado, portanto, com características de um sistema amostrado.

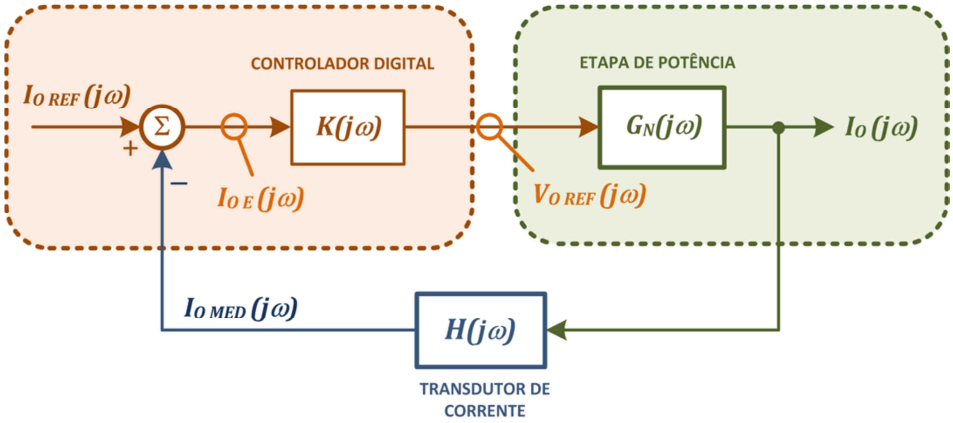

Figura 3-4. Representação simplificada para os blocos de controle do sistema realimentado.

Utilizando-se a malha de realimentação representada na figura 3-4, é possível realizar uma síntese do modelamento realizado até este instante, para cada um dos blocos do sistema a ser controlado, de modo a compor a função de transferência para o sistema em malha fechada, e desta forma analisar a estratégia a ser adotada no controle da malha de corrente.

Tomando-se por base a representação simplificada e os blocos constituintes do sistema, composto pelo controlador digital, pela etapa de potência (planta a ser controlada) e pelo sensor de corrente, representados respectivamente por $K(j\omega)$, $G_N(j\omega)$ e $H(j\omega)$.

Deste modo, para os sistemas do tipo SISO, convenciona-se a <u>função de transferência de malha direta</u> em (3.8), a partir da associação em cascata das funções de transferência de

todos os blocos contidos entre o sinal aplicado na entrada do controlador digital e a saída da planta a ser controlada[26].

$$L(j\omega) = K(j\omega) \cdot \ G(j\omega) \cdot H(j\omega) = k_L \cdot \frac{n_L(j\omega)}{d_L(j\omega)} \tag{3.9}$$

Deste modo, $d_L(j\omega)$ e $n_L(j\omega)$ são as equações algébricas que fornecem, respectivamente, os pólos e os zeros para o sistema em malha aberta e k_L determina o ganho estático do sistema analisado.

Pela análise gráfica do comportamento de $L(j\omega)$ em função da frequência complexa $(j\omega)$, ou seja, pela resposta em frequência da malha direta, é possível inferir o comportamento do sistema em malha fechada para determinar sua estabilidade, utilizando-se os diagramas de Bode ou ainda analisando-se o comportamento polar de $L(j\omega)$ através dos diagramas de Nyquist (OGATA, 2002), (DORF; BISHOP, 2008).

Logo, separando-se a função de transferência de malha direta em duas componentes algébricas obtém-se:

$$L(j\omega) = A(\omega) \cdot \ e^{j \cdot \phi(\omega)} \tag{3.10}$$

De maneira que as funções algébricas apresentadas em (3.11) e (3.12) representam respectivamente as componentes da magnitude e da fase da função de transferência $L(j\omega)$.

$$A(\omega) = módulo\big(L(j\omega)\big) \tag{3.11}$$

$$\phi(\omega) = fase\big(L(j\omega)\big) \tag{3.12}$$

O comportamento para o sistema em malha fechada pode ser deduzido a partir da análise da figura 3-4, de maneira que a funções de transferência de malha fechada e de malha aberta estão diretamente relacionadas.

$$T(j\omega) = \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} = \frac{k_L \cdot n_L(j\omega)}{d_L(j\omega) + k_L \cdot n_L(j\omega)} \tag{3.13}$$

[26] Geralmente, utiliza-se a sinal medido para a variável do processo, uma vez que nos sistemas reais, nem sempre a variável controlada pode ser acessada diretamente.

Do resultado anterior, verifica-se que a realimentação é responsável pelo deslocamento dos pólos do sistema de maneira que estes passam a ser determinados pelas raízes da equação algébrica $d_L(j\omega) + k_L \cdot n_L(j\omega)$, de maneira que o ganho k_L parametriza a localização dos pólos em malha fechada sobre o plano complexo (OGATA, 2002).

Ao se considerar o projeto da malha de realimentação, conclui-se que a escolha do valor para o ganho k_L não altera o posicionamento dos zeros do sistema sobre o plano complexo (OGATA, 2002).

Deste modo, o resultado apresentado em (3.13) expressa o desempenho do rastreamento do sistema, de maneira que a condição de rastreamento sem erro em regime é atendida à medida que esta função de transferência se aproxima da unidade (ou seja, quando $T(j\omega) \to 1$).

Portanto, o desempenho do rastreamento do sistema é melhorado com o aumento do ganho do sistema em malha aberta (idealmente, $k_L \to +\infty$), o que comprova a existência de um compromisso entre o desempenho e a estabilidade do sistema, uma vez que o valor do ganho k_L não pode ser aumentado indefinidamente.

De maneira análoga, representa-se a função de transferência de malha fechada através de funções algébricas, resultando em (3.14):

$$T(j\omega) = M(\omega) \cdot \ e^{j \cdot \psi(\omega)} \tag{3.14}$$

Assim, apresentam-se em (3.15) e (3.16) o comportamento das componentes da magnitude e da fase de $T(j\omega)$, respectivamente.

$$M(\omega) = módulo\big(T(j\omega)\big) \tag{3.15}$$

$$\psi(\omega) = fase\big(T(j\omega)\big) \tag{3.16}$$

Fixando-se a priori o comportamento dinâmico desejado para o sistema em malha fechada, manipula-se algebricamente o resultado (3.13) e obtém-se diretamente em (3.17) a função de transferência do controlador a ser implementado, com base na dinâmica da planta (IBRAHIM, 2006), (MOUDGALYA, 2007):

$$K(j\omega) = \frac{1}{G_N(j\omega) \cdot H(j\omega)} \cdot \frac{T(j\omega)}{1 - T(j\omega)} \tag{3.17}$$

A obtenção de um controlador com base no resultado anterior envolve o processo de inversão da dinâmica do processo a ser controlado, no entanto, nem sempre a inversão de $G_N(j\omega)$ é possível.

Portanto, a escolha do comportamento dinâmico desejado deve ser criteriosa, respeitando-se as características naturais do processo a ser controlado, de maneira a se obter um controlador realizável, que não cause a instabilidade do sistema, ou que não provoque esforços de controle elevados, comprometendo o funcionamento adequado da planta.

De forma que uma vez definido o controlador a ser empregado na malha de controle, o mesmo deve ser devidamente implementado em sua forma digital empregando-se as técnicas de discretização comumente abordadas em (MOUDGALYA, 2007), (IBRAHIM, 2006) e (PHILLIPS; NAGLE, 1995).

Em (PHILLIPS; NAGLE, 1995) são abordados os diversos tipos de aproximação adotados na obtenção da função de transferência discretizada $K_d(z^{-1})$ a partir de sua função de transferência $K(s)$ no domínio s, apresentando-se as suas principais características. De uma maneira geral, o processo de discretização de uma função de transferência em s, pode ser sintetizado em (3.18), onde $s \longrightarrow q(z^{-1})$ determina o tipo de transformação adotada.

$$K(s) \longrightarrow K[q(z^{-1})] \triangleq K_d(z^{-1}) \tag{3.18}$$

Neste trabalho utiliza-se preferencialmente a <u>transformada bilinear</u>, apresentada em (3.19) para a implementação do controlador discretizado e posteriormente na realização do modelamento da planta discreta.

Para esta transformação, partindo-se de uma função de transferência estável (obviamente), sempre resulta em uma função de transferência discretizada estável[27], pois a transformada bilinear mapeia todo o semi-plano esquerdo, no domínio s, para o interior do círculo unitário, no domínio z (MOUDGALYA, 2007), (PHILLIPS; NAGLE, 1995).

$$s \longrightarrow q(z^{-1}) = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \tag{3.19}$$

[27] Esta propriedade não ocorre para todas as transformações.

Portanto, a aplicação da transformada bilinear para a função de transferência $K(s)$, resulta na função de transferência discretizada $K_d(z^{-1})$, que sempre pode ser disposta na forma apresentada em (3.20).

$$K_d(z^{-1}) = \frac{\sum_{n=0}^{N} b_n \cdot z^{-n}}{1 + \sum_{m=1}^{M} a_m \cdot z^{-m}} = \frac{v_{O\ REF}(k)}{i_{O\ E}(k)} \tag{3.20}$$

Uma vez que a função de transferência discretizada encontra-se na forma implementável indicada em (3.20), a conversão para as equações de diferenças é obtida diretamente, conforme indicado pelo resultado (3.21):

$$v_{O\ REF}(k) = \left(\sum_{n=0}^{N} b_n \cdot i_{O\ E}(k-n)\right) - \left(\sum_{m=1}^{M} a_m \cdot v_{O\ REF}(k-m)\right) \tag{3.21}$$

Desta maneira, a partir da equação de diferenças, obtém-se o <u>algoritmo para a realização do controlador digitalizado</u>, cuja saída no instante atual $v_{O\ REF}(k)$ é determinada a partir da combinação ponderada dos valores entrada no instante atual $i_{O\ E}(k)$ e das entradas e saídas anteriores (respectivamente $i_{O\ E}(k-n)$ e $v_{O\ REF}(k-m)$), onde a ponderação destas componentes é determinada pelos coeficientes a_m e b_n obtidos no processo de discretização.

Os valores dos coeficientes obtidos no processo de discretização do controlador são deduzidos, sendo determinados em função dos parâmetros da função de transferência do sistema em malha aberta no domínio contínuo e do tempo de amostragem adotado (T_a) para a execução dos algoritmos de controle.

Neste trabalho, opta-se pelo emprego do <u>controlador proporcional,</u> a ser adotado na malha interna de controle da corrente do conversor, uma vez que se trata de uma estrutura simples e bem explorada. Complementa-se o modelamento da malha interna, investigando-se as estratégias empregadas em outras referências, como (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1996), (MARTINZ, 2007), (MARTINZ et al, 2010), (YAMADA, 2010), (RYAN; BRUMSICLE; LORENZ, 1997), (RODRIGUES, 2010), (HOLMES et al., 2009), (BUSO; MATTAVELLI, 2006), (LOH; HOLMES, 2005) e (MIRANDA; KOMATSU, 2011).

Deste modo, apresenta-se na figura 3-5 a implementação do controlador proporcional para o controle da malha interna nas aplicações dos conversores de potência.

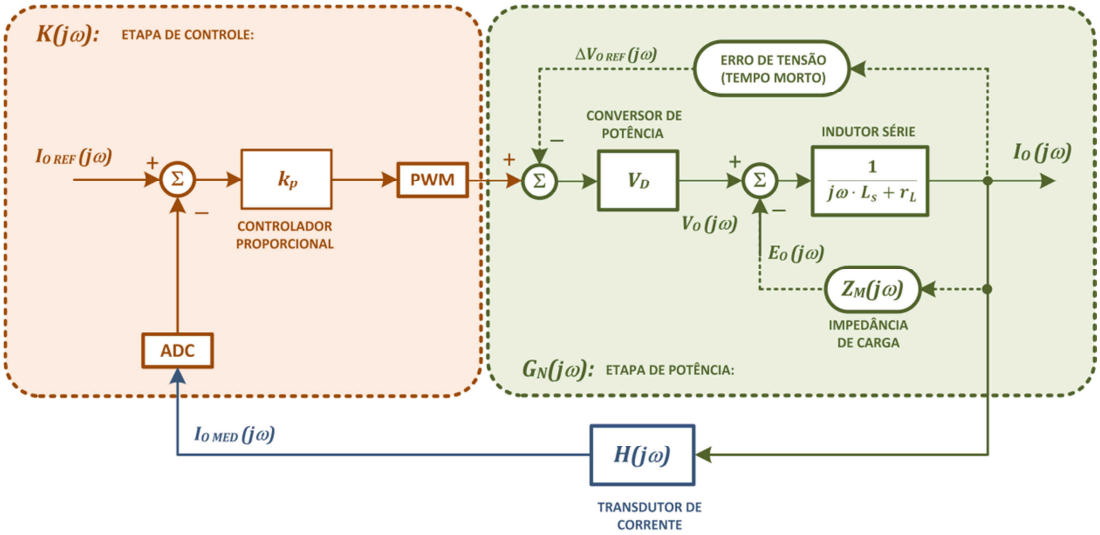

Figura 3-5. Diagrama de blocos do sistema empregando o controle proporcional na malha interna de controle da corrente.

Iniciando-se a análise das estratégias comumente empregadas no controle da malha interna da corrente em conversores de potência, verifica-se em (MARTINZ, 2007), o emprego do controle por realimentação de estados, considerando-se o atraso de um período de amostragem, decorrente do bloco da modulação PWM digital. Mostra-se que os ganhos obtidos na alocação dos pólos são equivalentes ao emprego de controladores proporcionais nas malhas da tensão e da corrente, coincidindo com a escolha dos controladores em (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1996). No entanto, em ambos os trabalhos, a influência da dinâmica imposta pela carga não é considerada no modelamento do sistema.

Em (YAMADA, 2010) e (RODRIGUES, 2010) o emprego do controle multi-malha[28], para o controle ressonante na malha da tensão é investigado, para um inversor PWM com filtro LC, empregado no estágio de saída de uma UPS. Diferente dos demais trabalhos, (YAMADA, 2010) apresenta a malha de corrente, através do controle da corrente do capacitor, utilizando um controlador PI, ao passo que (RODRIGUES, 2010) emprega o controle proporcional para o controle da corrente do indutor.

Em (YAMADA, 2010) emprega-se um modelo discretizado não-linear para a representação da dinâmica imposta pela carga, enquanto (RODRIGUES, 2010) modela o comportamento dinâmico do transformador de isolação, conectado entre o filtro LC e a carga, com base nos dados experimentais, obtidos a partir de ensaios. No entanto, embora representados, os atrasos de amostragem e do modulador não são considerados no modelo dinâmico da planta em ambos os trabalhos.

[28] Do inglês, *Multiloop control*.

Nos trabalhos de (HOLMES et al., 2009), (BUSO; MATTAVELLI, 2006) e (MIRANDA; KOMATSU, 2011), utiliza-se o controlador proporcional e o controle PI, para a malha interna, sendo que em ambos os trabalhos os atrasos relativos à modulação PWM digital sincronizada são modelados como um atraso puro. (HOLMES et al., 2009) e (BUSO; MATTAVELLI, 2006) abordam a aplicação do conversor de potência conectado à rede, logo a pré-alimentação da tensão na saída do filtro é suficiente para assegurar um rastreamento aceitável da corrente, porém em (MIRANDA; KOMATSU, 2011) a dinâmica da carga não é considerada.

Deste modo, constata-se que nos diversos trabalhos analisados, o modelamento da malha interna da corrente é realizado ora considerando, ora desprezando certos aspectos inerentes ao processo, como por exemplo, as fontes de atraso do sistema, causados pelo modulador PWM e pelo processo de amostragem, as fontes de alteração da dinâmica da planta, causadas pela adição das cargas na saída do filtro, e o erro produzido na tensão de saída do conversor, causado pela implementação do tempo-morto no acionamento dos interruptores.

Com base no diagrama de blocos apresentado na figura 3-5, determina-se a função de transferência do controlador digitalizado, empregando-se o controle proporcional na malha de corrente, considerando-se os efeitos da amostragem e do atraso do modulador digital, cujos modelos foram apresentados anteriormente:

$$K(j\omega) = k_p \cdot ADC(j\omega) \cdot DPWM(j\omega) \tag{3.22}$$

Vale salientar que neste trabalho, a modulação com amostragem dupla é empregada, de maneira que o período de amostragem (T_a), adotado na implementação do algoritmo de controle da malha de corrente é igual a metade do período da portadora triangular utilizada no modulador PWM digital.

Outro aspecto importante a ser considerado refere-se à utilização dos métodos de normalização da planta durante a análise da malha de controle da corrente. (MIRANDA; KOMATSU, 2011) propõe o método de normalização, que consiste em aplicar uma transformação de escala, através da adoção de valores de referência associados às entradas e saídas do processo a ser controlado, com o intuito de representar os parâmetros da etapa de potência através de valores normalizados, ou por unidade (p.u.).

Em trabalhos como (MARTINZ; MATAKAS; KOMATSU, 2009) e (MARTINZ et al, 2010), normaliza-se a planta através da adoção de valores de base para a tensão e para a

corrente, utilizados na determinação do valor da reatância normalizada para o indutor de filtro na frequência nominal do sistema. Este valor é utilizado como referência para normalizar os valores de ganho proporcional, no ajuste da malha de controle da corrente.

(YAMADA, 2010), também utiliza valores normalizados para a definição dos valores do indutor e do capacitor (parâmetros da etapa de potência) com base nos valores da tensão, da potência e frequência nominais do sistema. Em (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009) a normalização também é utilizada para a determinação dos ganhos dos controladores em uma aplicação de um conversor de potência com filtro LCL para o controle de reativos na geração de energia eólica.

Uma consequência natural do processo de normalização é a possibilidade de comparação entre plantas com topologias similares, avaliando-se a adoção de parâmetros diferentes. Adicionalmente, facilita-se a determinação e a interpretação física para os valores dos ganhos adotados nos algoritmos, durante a etapa de projeto das malhas de controle, através da reprodução do comportamento dinâmico previamente conhecido de uma planta já estudada, ou pela validação de um arranjo implementado em escala reduzida.

Deste modo, apresenta-se na figura 3-6 o processo de normalização aplicado à planta nominal, de onde é possível deduzir as relações existentes entre os parâmetros nominais e normalizados.

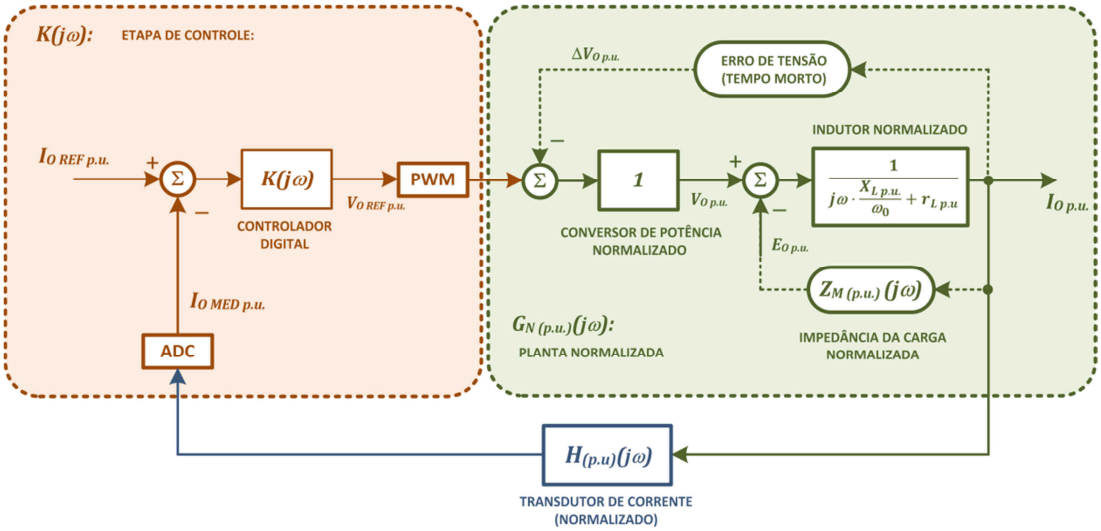

Figura 3-6. Emprego da planta normalizada na implementação da malha interna de controle da corrente.

A definição da tensão do suprimento CC como um valor de base ($V_{PK} = V_D$) equivale a considerar o conversor de potência como um bloco com ganho unitário, se a tensão de suprimento for mantida constante.

Analogamente, define-se I_{PK} como a corrente de base que normaliza a saída da corrente da planta, obtendo-se a impedância de base em (3.23), como um fator de normalização dos parâmetros da planta.

$$Z_{base} = \frac{V_{PK}}{I_{PK}} = \frac{V_D}{I_{PK}} \tag{3.23}$$

Assim, apresenta-se em (3.24) a planta normalizada $G_{N\ (p.u.)}(s)$, de onde são extraídos os parâmetros normalizados do sistema, a partir da divisão por Z_{base}:

$$G_{N\ (p.u.)}(j\omega) = \frac{V_{DC}}{I_{PK}} \cdot G_N(j\omega) = \frac{1}{j\omega \cdot L_{S\ (p.u.)} + r_{L\ (p.u.)} + Z_{M\ (p.u.)}(j\omega)} \tag{3.24}$$

Aplicando-se adicionalmente uma normalização na escala de tempo, em função da frequência nominal de operação do sistema ($\omega_{base} = \omega_0$), obtém-se a frequência normalizada (h), representada por (3.25).

$$s = j\omega = j\omega_0 \cdot h \tag{3.25}$$

Substituindo-se os resultados (3.25) em (3.24), obtém-se a função de transferência da planta normalizada, em módulo e em frequência, função da reatância normalizada do indutor de filtro ($X_{L\ (p.u.)}$) e da dinâmica normalizada da carga ($Z_{M\ (p.u.)}$).

$$G_{N\ (p.u.)}(h) = \frac{1}{j \cdot h \cdot X_{L\ (p.u.)} + r_{L\ (p.u.)} + Z_{M\ (p.u.)}(h)} \tag{3.26}$$

Deduz-se em (3.27) a reatância normalizada do indutor do filtro, comparando-se os resultados obtidos em (3.24) e (3.26):

$$X_{L\ (p.u.)} = \omega_0 \cdot L_{S\ (p.u.)} = \frac{\omega_0 \cdot L_S}{Z_{base}} \tag{3.27}$$

Uma vantagem intrínseca, decorrente da adoção de uma frequência de base para o sistema, é a obtenção automática da normalização das constantes de tempo do sistema, uma vez que à partir da frequência de base é possível obter um período de base equivalente. Esta

propriedade é deduzida, para uma constante de tempo generalizada (τ_x), relacionada à resposta em frequência de um termo do tipo $s \cdot \tau_x$:

$$s \cdot \tau_x = h\omega_{base} \cdot \tau_x = h \cdot \frac{2\pi}{T_{base}} \cdot \tau_x = 2\pi h \cdot \tau_{x\ (p.u.)} \tag{3.28}$$

Em eletrônica de potência, nas aplicações dos conversores de potência modulados por PWM é bastante comum definir o número de pulsos por ciclo (MIRANDA; KOMATSU, 2011), (MARTINZ; MATAKAS; KOMATSU, 2009), (MARTINZ et al, 2010),(MATAKAS; BURLACU; MASADA, 1995), representado por (p) como a razão entre a frequência de modulação adotada [29] e a frequência nominal de operação do sistema. Note que este é um exemplo prático de adoção da normalização na escala do tempo.

$$p = \frac{2\pi \cdot f_S}{\omega_0} = \frac{2\pi}{T_S} \cdot \frac{T_{base}}{2\pi} = \frac{1}{T_{S\ (p.u.)}} \tag{3.29}$$

Vale ressaltar que na aplicação prática e na simulação do algoritmo de controle, os ganhos estáticos e os valores de *offset* relacionados aos transdutores, ao estágio de condicionamento de sinais, ao conversor de potência, e aos periféricos do controlador digital (conversão analógico-digital, modulação em PWM) devem ser devidamente considerados na obtenção das constantes de normalização, de modo que as variáveis de entrada e saída do algoritmo implementado (estratégia de controle) sejam devidamente normalizadas.

De maneira que durante esta etapa do projeto, o suporte oferecido através da simulação computacional da planta é essencial para atingir os resultados desejados (HANSELMANN, 1987).

3.3.2. *Ganho em malha aberta através dos critérios de desempenho e estabilidade*

Esta seção apresenta a proposta para determinação dos ganhos dos controladores adotados a partir da metodologia introduzida em (MIRANDA; KOMATSU, 2011) que utiliza uma técnica semelhante ao processo de conformação da resposta em frequência[30] para a malha direta do sistema em análise (ASTROM; MURRAY, 2008), (OHNO et al., 2008), (LEE; CHIANG; CHANG, 2001), (McFARLANE; GLOVER, 1992).

[29] É comum utilizar o termo *frequência de chaveamento*.

[30] Do inglês, *Loop shaping*.

No método proposto, considera-se como base o comportamento desejado para o sistema em malha fechada $T(j\omega)$ para a determinação das fronteiras de desempenho (em baixas frequências), enquanto utiliza-se $L(j\omega)$ para definição das fronteiras de estabilidade do sistema (em altas frequências). Desta forma, determina-se a dinâmica do controlador $K(j\omega)$ de maneira a conformar $L(j\omega)$ dentro dos limites definidos.

Uma vantagem inerente a este método é a sua não-dependência com relação a ordem do sistema, uma vez que a manipulação matemática de $L(j\omega)$, de forma analítica torna-se bastante trabalhosa para sistemas de ordens elevadas.

Com relação à determinação dos limites de estabilidade do sistema, os trabalhos de (MARTINZ; MATAKAS; KOMATSU, 2009), (HOLMES et al., 2009), (BUSO; MATTAVELLI, 2006) que abordam o problema da determinação dos limites de ganho para o emprego do controlador proporcional e do controlador PI, utilizando estratégias diferentes. Em (BECHHOFER, 2005) e (SIPAHI et al., 2011) o valor máximo para o ganho proporcional é estimado, considerando-se a presença do atraso de propagação na malha direta.

Portanto, neste trabalho efetua-se inicialmente a definição dos valores máximos dos ganhos dos controladores com base na resposta em frequência para o sistema em malha aberta, a partir das frequências representadas por ω_c (cruzamento) e ω_π, utilizadas na análise da estabilidade do sistema, para as quais valem as seguintes propriedades para o comportamento da magnitude e da fase de $L(j\omega)$:

$$20\log\big(A(\omega_c)\big) = 0 \ \ [dB] \tag{3.30}$$

$$\phi(\omega_\pi) = \pi \tag{3.31}$$

Deste modo, em (OGATA, 2002) e (BECHHOFER, 2005) define-se a <u>margem de ganho</u> do sistema (GM), a qual está relacionada com a máxima elevação permitida para o ganho em malha aberta, ou seja, o quanto o ganho do controlador $K(j\omega)$ pode ser aumentado até que o sistema torne-se marginalmente estável.

$$GM = -20\log\big(A(\omega_\pi)\big) \ \ [dB] \tag{3.32}$$

Adicionalmente, apresenta-se (3.33) a <u>margem de fase</u> do sistema, que pode ser interpretada como a máxima defasagem a que o sistema em malha aberta está sujeita, ou o máximo erro cometido na descrição do comportamento da fase de $L(j\omega)$, ou seja de $\phi(\omega)$, a

partir da frequência de cruzamento (ω_c), sem que o sistema se instabilize (BECHHOFER, 2005), (OGATA, 2002).

$$PM = \pi + \phi(\omega_c) \tag{3.33}$$

Portanto, os resultados (3.32) e (3.33) indicam uma maneira de se medir o quão próximo do ponto crítico[31] o sistema em malha aberta se encontra, sendo que desta forma os critérios de estabilidade podem ser definidos na etapa de projeto para o comportamento do sistema na região de altas frequências ($\omega \geq \omega_H$).

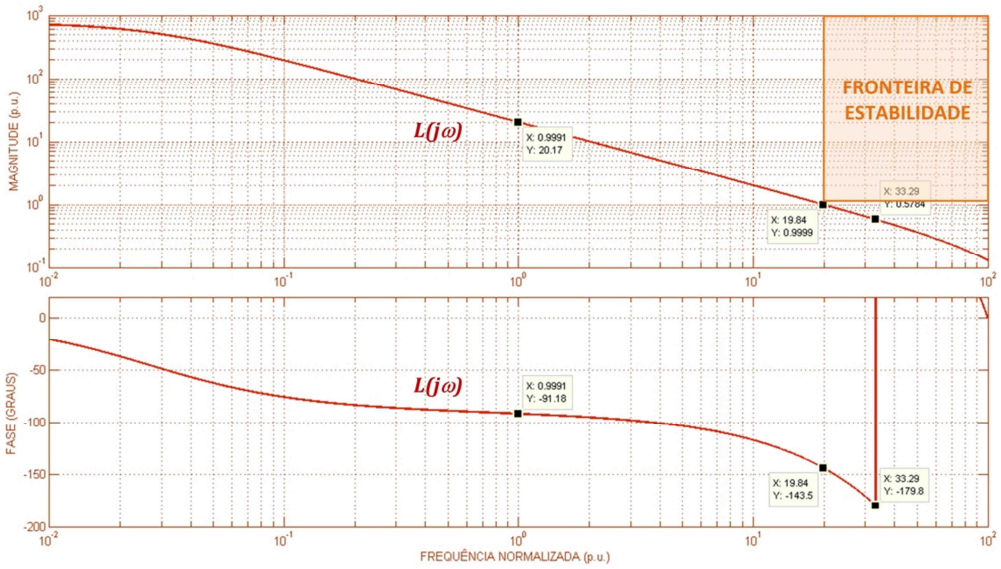

Figura 3-7. Diagrama de Bode da função de transferência do sistema em malha aberta com a representação das fronteiras de estabilidade:

Da figura 3-7 nota-se que o incremento do ganho proporcional é responsável pelo aumento no ganho de malha aberta do sistema, de maneira que uma vez definidos os limites máximos para o ganho em malha aberta, com base nos critérios adotados para as margens de ganho e de fase do sistema, assegura-se a estabilidade do sistema em malha fechada.

Os próximos passos destinam-se a definir os valores mínimos de $A(\omega)$, de maneira a descrever matematicamente o comportamento das funções da magnitude e fase do sistema em malha fechada em função do comportamento da magnitude e da fase do sistema em malha aberta.

[31] O ponto crítico $-1 + j \cdot 0$ indica a região do plano complexo em que o sistema se aproxima do limite da instabilidade.

Partindo-se do resultado (3.10), substituído em (3.13) e manipulando algebricamente, e considerando-se $A = A(\omega)$ e $\phi = \phi(\omega)$ como as funções algébricas apresentadas respectivamente em (3.11) e (3.12), utilizando-se notação simplificada, resulta em:

$$T(j\omega) = \frac{A \cdot e^{j\cdot\phi}}{1 + A \cdot e^{j\cdot\phi}} = \frac{A \cdot e^{j\cdot\phi}}{1 + A \cdot (cos\phi + j \cdot sen\phi)}$$

$$= \left(\sqrt{\frac{A^2}{A^2 + 2 \cdot A \cdot cos\phi + 1}}\right) \cdot e^{j\cdot\left(\phi - tan^{-1}\left(\frac{sen\phi}{A^{-1} + cos\phi}\right)\right)} \tag{3.34}$$

Obtém-se em (3.34) a representação polar para o comportamento da magnitude e da fase do sistema em malha fechada, apenas em função do comportamento em malha aberta.

De maneira que ao se comparar (3.34) com os resultados (3.15) e (3.16) anteriores, descreve-se o comportamento da magnitude e da fase de $T(j\omega)$, respectivamente em (3.35) e (3.36):

$$M(\omega) = \sqrt{\frac{A^2}{A^2 + 2 \cdot A \cdot cos\phi + 1}} \tag{3.35}$$

$$\psi(\omega) = \phi - tan^{-1}\left(\frac{sen\phi}{A^{-1} + cos\phi}\right) \tag{3.36}$$

Portanto, define-se em (3.37) o critério de desempenho para o sistema em malha fechada em função do máximo erro de amplitude admissível para o rastreamento da corrente, indicado pela função algébrica $\varepsilon = \varepsilon(\omega)$, definida na região de baixas frequências $(\omega \leq \omega_L)$:

$$M(\omega) \geq 1 - \varepsilon \tag{3.37}$$

Deste modo, se a condição (3.37) é satisfeita, o rastreamento da corrente em amplitude está assegurado. Assim, ao se substituir (3.35) em (3.37), é possível calcular o valor mínimo de $A = A(\omega)$ que satisfaz o critério de desempenho definido.

$$\frac{A^2}{A^2 + 2 \cdot A \cdot cos\phi + 1} \geq (1 - \varepsilon)^2 \tag{3.38}$$

Definindo-se $\delta = \delta(\omega) = (1 - \varepsilon)^2$ como um fator de desempenho relacionado ao erro de amplitude e substituindo-se no resultado (3.38) resulta em uma inequação de segundo grau na variável $A = A(\omega)$:

$$(1 - \delta) \cdot A^2 - 2\delta \cdot A \cdot \cos\phi - \delta \ \geq 0 \qquad (3.39)$$

De maneira que a <u>mínima raiz positiva da equação</u> (3.39) determina o <u>menor valor de ganho em malha aberta</u> $A_{min}(\omega)$ que atende o critério de desempenho definido.

$$A_{min}(\omega) = min\left(\frac{\delta \cdot \cos\phi \pm \sqrt{\delta \cdot (1 - \ \delta \cdot sen^2\phi)}}{1 - \delta}\right) \geq 0 \qquad (3.40)$$

Deste modo, a fronteira de desempenho é apresentada na figura 3-8, assegurando-se o rastreamento da corrente para o sistema na região de baixas frequências.

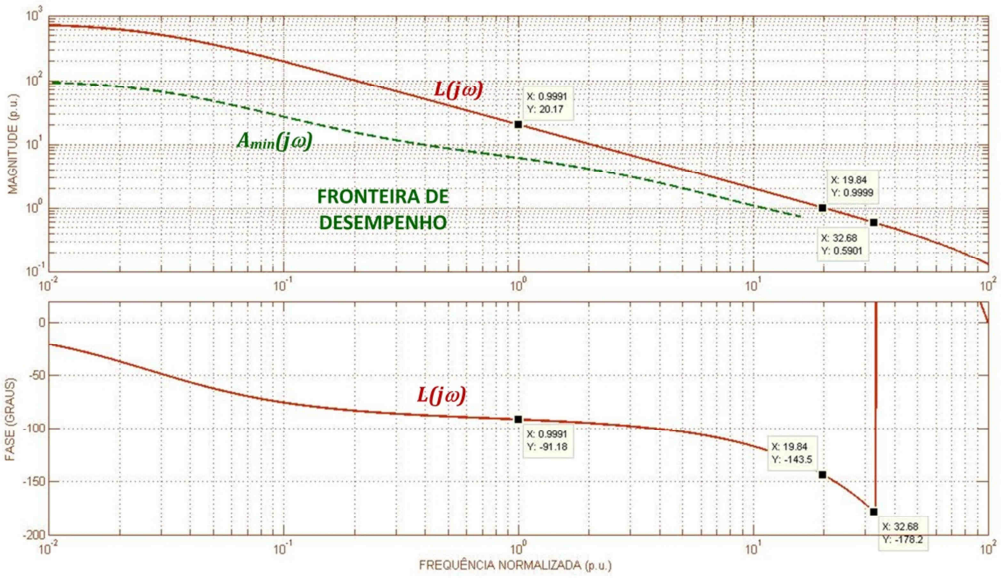

Figura 3-8. Representação das fronteiras de desempenho para a resposta em malha aberta do sistema

Assim como foi definido um critério para o rastreamento em amplitude para o sistema em malha fechada, é possível estipular um valor mínimo para o erro de fase, de maneira a complementar a análise das condições mínimas para assegurar o desempenho do sistema em malha fechada.

Portanto, define-se inicialmente a função $\psi_d = \psi_d(\omega)$ como a máximo erro de fase permitido no rastreamento da corrente, na região de baixas frequências $(\omega \leq \omega_L)$:

$$-\psi_d \leq \psi(\omega) \leq \psi_d \tag{3.41}$$

Deste modo, se a condição (3.41) for satisfeita, o desempenho desejado para o comportamento da fase é assegurado. Da substituição de (3.36) em (3.41), resulta:

$$-\psi_d \leq \phi - tan^{-1}\left(\frac{sen\phi}{A^{-1} + cos\phi}\right) \leq \psi_d \tag{3.42}$$

Solucionando a inequação trigonométrica para a variável $A = A(\omega)$ resulta em:

$$A_{min}(\omega) \leq A(\omega) \leq A_{max}(\omega) \tag{3.43}$$

Onde:

$$A_{min}(\omega) = \frac{tan\,(\phi - \psi_d)}{sen\,\phi - cos\phi \cdot tan\,(\phi - \psi_d)} \tag{3.44}$$

$$A_{max}(\omega) = \frac{tan\,(\phi + \psi_d)}{sen\,\phi - cos\phi \cdot tan\,(\phi + \psi_d)} \tag{3.45}$$

Então se os limites estabelecidos anteriormente forem respeitados, assegura-se o desempenho do rastreamento da corrente, com limitação do erro de fase, conforme indica a figura 3-9.

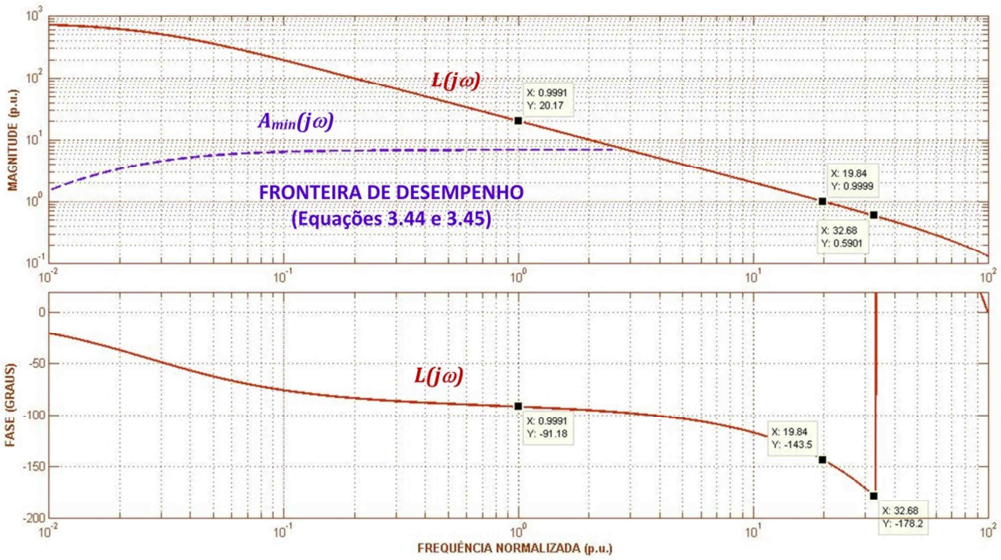

Figura 3-9. Fronteiras de desempenho para a resposta em malha aberta com limitação do erro de fase.

Adicionalmente, define-se o critério de limitação para o pico de ressonância (M_p) para o sistema em malha fechada, definido para o comportamento de $M(\omega)$ até a frequência de cruzamento do sistema ($\omega \leq \omega_c$):

$$M(\omega) \leq M_p \tag{3.46}$$

Deste modo, se a condição (3.46) for satisfeita, o pico de ressonância do sistema é limitado dentro dos valores desejados. Então, substituindo-se (3.36) em (3.47), calcula-se o valor mínimo de $A(\omega)$ que satisfaz o critério definido.

$$\frac{A^2}{A^2 + 2 \cdot A \cdot cos\phi + 1} \leq {M_p}^2 \tag{3.47}$$

A manipulação algébrica do resultado (3.47) resulta na inequação de segundo grau na variável $A = A(\omega)$:

$$\left({M_p}^2 - 1\right) \cdot A^2 + 2M_p \cdot A \cdot \cos\phi + {M_p}^2 \geq 0 \tag{3.48}$$

Da análise da inequação (3.48), deduz-se que a <u>mínima raiz positiva da equação</u> (3.40) <u>determina o maior valor de ganho em malha aberta</u> $A_{max}(\omega)$ que atende o critério de limitação do pico de ressonância definido.

$$A_{max}(\omega) = min\left(\frac{-{M_p}^2 \cdot \cos\phi \pm M_p \cdot \sqrt{1 + cos^2\phi - {M_p}^2}}{{M_p}^2 - 1}\right) \geq 0 \tag{3.49}$$

Desta forma, apresentam-se na figura 3-9 os limites obtidos a partir dos critérios definidos anteriormente de maneira a assegurar o desempenho do sistema em malha fechada, de acordo com as especificações adotadas.

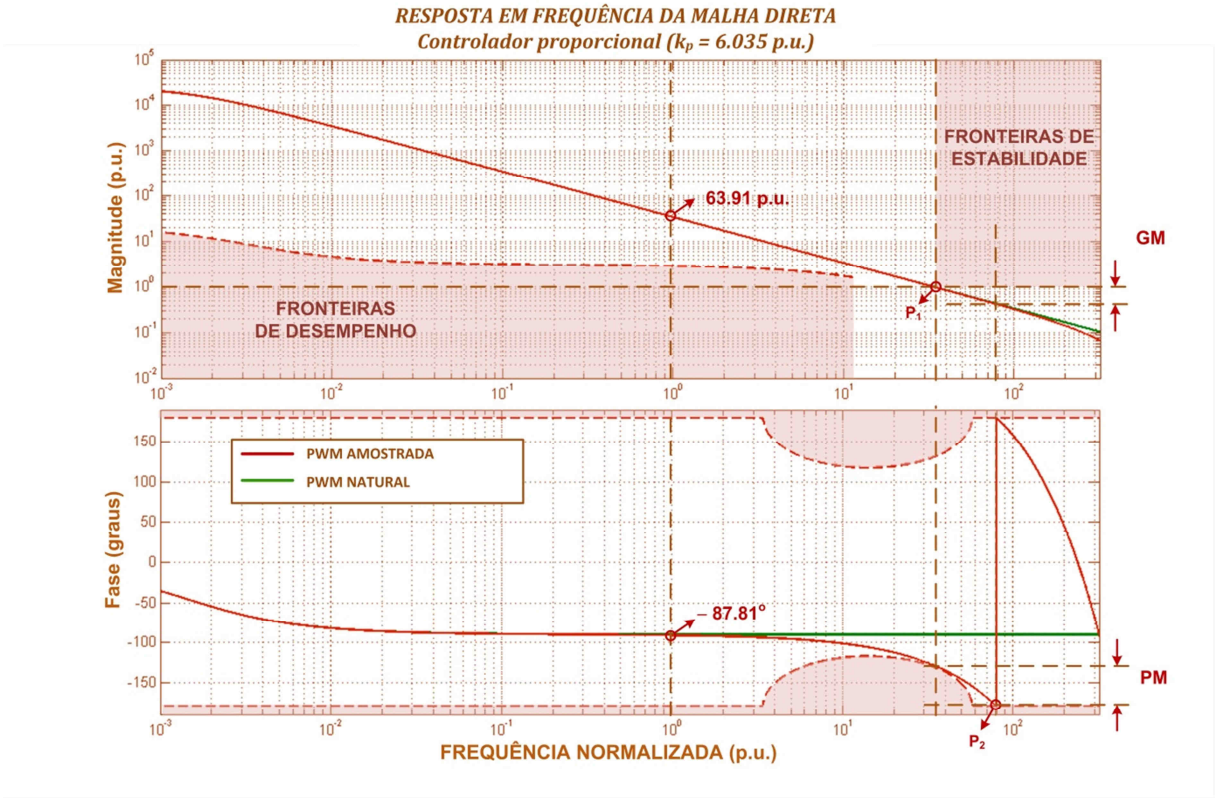

Figura 3-10. Resposta em frequência com a representação dos limites de desempenho e estabilidade

Vale observar que a adoção dos critérios de desempenho não considera as perturbações impostas à planta, as incertezas dos seus parâmetros, de maneira que rastreamento da malha de controle da corrente pode ser comprometido mesmo ao respeitar os critérios estabelecidos. Nas seções seguintes, são propostas algumas estratégias com o intuito de mitigar os efeitos destas imperfeições, assegurando o desempenho da malha de rastreamento da corrente.

3.3.3. *Cancelamento da perturbação através da pré-alimentação da tensão de saída*

Em (MARTINZ; MATAKAS; KOMATSU, 2009), (HOLMES et al., 2009) e (BUSO; MATTAVELLI, 2006) verifica-se que o desempenho do controle proporcional para a rejeição das perturbações é bastante limitado. Deste modo, uma maneira eficiente e relativamente simples de implementar a rejeição à perturbação imposta pela tensão na saída do filtro, consiste-se em realizar a medição desta grandeza por meio de transdutores de tensão, realizando-se a pré-alimentação desta perturbação da entrada da referência de tensão do conversor (sinal de controle). Com isto, projeta-se a malha de controle da corrente com foco somente no desempenho de rastreamento.

Em (MARTINZ; MATAKAS; KOMATSU, 2009) o comportamento do controlador PI é deduzido, onde se verifica a rejeição natural às perturbações, sendo que esta característica é

inerente a esta modalidade de controlador que, no entanto, apresenta desempenho transitório bastante inferior, se comparado à implementação da pré-alimentação.

Deste modo, apresenta-se na figura 3-10 o diagrama de blocos da malha de corrente com a implementação da pré-alimentação da tensão na carga.

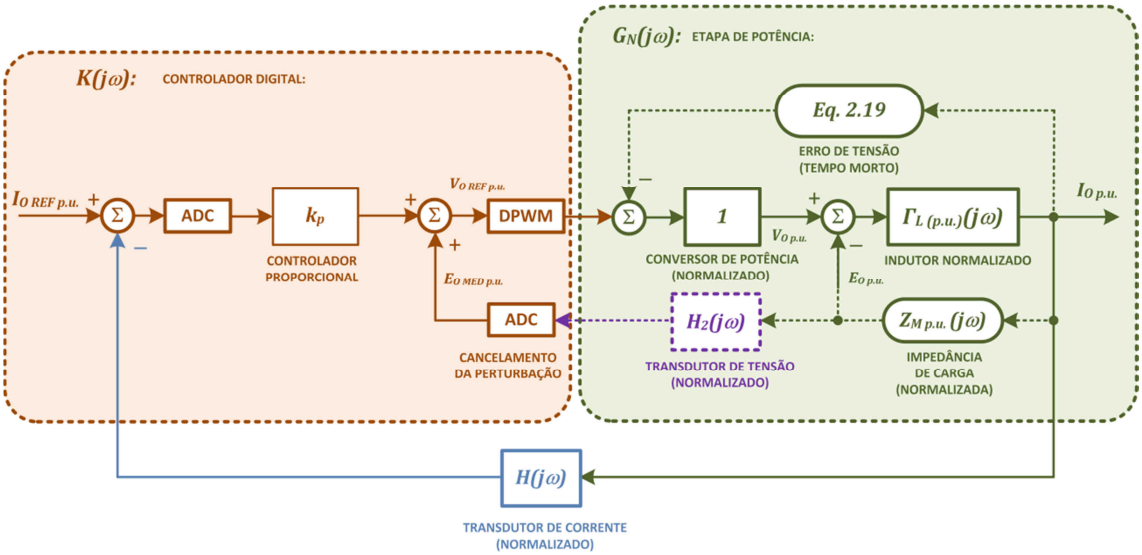

Figura 3-10. Diagrama de blocos do sistema empregando o controle proporcional com pré-alimentação da tensão na carga.

Com o auxílio do diagrama de blocos da figura 3-8, avalia-se o rastreamento da corrente através da comparação entre as funções de transferência com e sem o emprego da pré-alimentação da tensão da carga para o sistema em malha fechada.

Deste modo, o desempenho da malha de rastreamento normalizada é investigado, empregando-se o controlador proporcional, sem a implementação da pré-alimentação, considerando-se o sistema conectado a uma fonte de tensão independente em (3.50), e para uma impedância de carga em (3.51):

$$I_{O\ REF\ (p.u.)} = \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \cdot I_{O\ MED\ (p.u.)} - \frac{\Gamma_L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \cdot E_{O\ (p.u.)} \tag{3.50}$$

$$I_{O\ REF\ (p.u.)} = \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega) + \Gamma_L(j\omega) \cdot Z_{M\ (p.u.)}(j\omega)} \cdot I_{O\ MED\ (p.u.)} \tag{3.51}$$

Onde:

$$L(j\omega) = k_p \cdot ADC(j\omega) \cdot DPWM(j\omega) \cdot \Gamma_L(j\omega) \cdot H(j\omega) \tag{3.52}$$

Com a adição da malha de pré-alimentação, deduz-se novamente os resultados para o sistema conectado a uma fonte de tensão em (3.53) e para uma impedância de carga em (3.54):

$$I_{O\ REF\ (p.u.)} = \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \cdot I_{O\ MED\ (p.u.)} - \frac{\Gamma_L(j\omega) \cdot D(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \cdot E_{O\ (p.u.)} \qquad (3.53)$$

$$I_{O\ REF\ (p.u.)} = \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega) + \Gamma_L(j\omega) \cdot Z_{M\ (p.u.)}(j\omega) \cdot D(j\omega)} \cdot I_{O\ MED\ (p.u.)} \qquad (3.54)$$

Onde $D(j\omega)$ é o fator de cancelamento da perturbação:

$$D(j\omega) = 1 - ADC(j\omega) \cdot DPWM(j\omega) \cdot H_2(j\omega) \qquad (3.55)$$

Deste modo, o comportamento da malha de cancelamento da perturbação determina a qualidade do rastreamento da corrente para o sistema em malha fechada. Verifica-se que se a condição $D(j\omega) = 0$ for satisfeita, há o cancelamento da perturbação gerada pela dinâmica da carga.

3.3.4. *Compensação do tempo-morto do conversor de potência:*

Conforme foi verificado na etapa de modelamento do conversor de potência, a inclusão do tempo-morto no acionamento dos interruptores provoca um erro na tensão sintetizada pelo conversor, sendo que este erro depende da polaridade da corrente na saída do conversor.

Em referências como (JEONG; PARK, 1991) e (CHEN; PENG, 2008) sugere-se a compensação do tempo-morto implementada em hardware enquanto (LEGGATE; KERKMAN, 1997) utiliza uma combinação entre hardware e software, (PARK; JAHNS, 2003) propõe alterações na topologia dos braços do conversor, evitando-se a condução simultânea e (AHMED et al., 2011) propõe um modelo que reproduz as não-linearidades causadas pelo tempo-morto.

(JEONG; PARK, 1991) e (OKA et al., 2009) propõem a mudança da referência de tensão sintetizada pelo conversor de potência através da injeção do sinal de erro, deduzido em (2.19), sendo que esta solução é adaptada em (OKA et al., 2009) para o controle de motores com um conversor trifásico.

Neste trabalho, adapta-se a solução proposta por (JEONG; PARK, 1991), para um conversor monofásico, injetando-se o sinal de erro na referência da tensão sintetizada pelo

conversor de potência, a partir da implementação de um algoritmo de detecção da polaridade da corrente de referência (ou da corrente medida) no indutor. Deste modo, apresenta-se na figura 3-9 a adição da solução proposta na malha de controle da corrente.

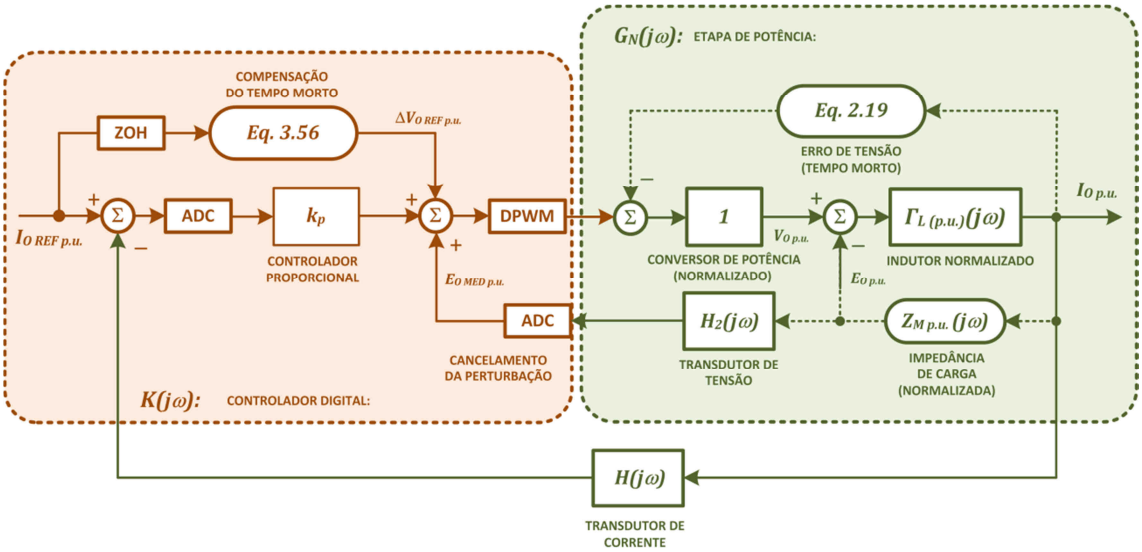

Figura 3-11. Diagrama de blocos do sistema empregando o controle proporcional com adição da malha de compensação do tempo morto.

O resultado apresentado em (3.56) mostra o equacionamento da tensão injetada na referência da tensão sintetizada pelo inversor em função da polaridade da corrente do indutor.

$$\Delta V_{O\ REF\ (p.u.)} = \frac{2 \cdot t_{bl}}{T_S} \cdot sinal\left(I_{O\ REF\ (p.u.)}\right) \tag{3.56}$$

Verifica-se que o módulo da tensão a ser injetada é dado pela duração do tempo-morto normalizado pelo período de modulação. Note que o valor da tensão do suprimento CC não aparece no resultado, uma vez que esta tensão foi utilizada como referência na normalização do sistema. No entanto, se a tensão no suprimento CC não for constante, o erro de tensão causado pelo tempo-morto não é totalmente compensado.

3.3.5. *Controle da malha de corrente com a pré-alimentação do modelo interno da planta:*

A implementação da malha de controle da corrente, respeitando os critérios de desempenho e estabilidade, geralmente são suficientes para assegurar o desempenho da malha interna com a adoção da pré-alimentação da tensão de perturbação e compensação do tempo-morto, considerando-se um projeto conservador.

No entanto, em aplicações em que se deseja atingir o rastreamento da corrente com erro nulo[32] e limitação do comportamento transitório, geralmente o método proposto falha na obtenção de um valor ótimo para o ganho do sistema em malha aberta, considerando-se a adoção de estruturas simples de controle, como o controlador proporcional adotado neste trabalho. Esta limitação decorre do compromisso existente entre desempenho e estabilidade para sistemas realimentados de controle (DOYLE; FRANCIS; TANNENBAUM, 1990), de modo que torna-se necessário a adoção de controladores de ordens superiores, aumentando-se a complexidade do projeto.

Contudo, com a implementação de uma pré-alimentação baseada no modelo inverso da dinâmica da planta, proposta por (BUEHNER, 2010), atinge-se resultados muito satisfatórios para o rastreamento da corrente, com a vantagem de se preservar a simplicidade das estruturas de controle empregadas na malha de realimentação.

No seu trabalho de doutorado, (BUEHNER, 2010) separa adequadamente as funções das pré-alimentações implementadas e da malha de realimentação. Ele defende a utilização do controle em malha fechada apenas com o intuito de corrigir as imperfeições presentes no processo real a ser controlado.

Adaptando-se a estrutura de controle proposta por (BUEHNER, 2010) a este trabalho, verifica-se que a função de pré-alimentação da perturbação tem o objetivo de antecipar a ação dos distúrbios externos ao sistema, implementadas para corrigir os efeitos da tensão na saída do filtro, além da implementação da malha de compensação do erro de tensão na saída do conversor devido ao tempo morto.

A adição da pré-alimentação baseada no modelo inverso da planta cumpre a função de realizar a geração da tensão de referência, com caráter idealmente antecipatório, necessária para produzir o comportamento desejado para a corrente do indutor. Deste modo, a estrutura da pré-alimentação proposta atenua o erro de rastreamento, presente na entrada do controle realimentado (proporcional), com aumento significativo no desempenho de rastreamento do sistema.

Portanto, com o intuito de analisar o princípio de funcionamento do modelo proposto, considera-se inicialmente a dinâmica da planta normalizada composta pelo conversor de potência e pelo filtro indutivo de saída, desprezando-se inicialmente os efeitos de amostragem e do atraso do modulador DPWM, de forma a originar o modelo inverso da planta normalizada em (3.57):

[32] Em inglês, utiliza-se o termo *perfect tracking*.

$$\frac{1}{G_N(j\omega)} = \frac{1}{\Gamma_L(j\omega)} = \frac{I_{O\ (p.u.)}}{V_{O\ REF\ (p.u.)}} = \frac{1}{j\omega \cdot L_{S\ (p.u.)} + r_{L\ (p.u.)}} \tag{3.57}$$

O resultado anterior mostra que o modelo dinâmico da planta $G_m(j\omega) = G_N(j\omega)$ expressa a relação entrada-saída entre a tensão de referência do conversor $V_{O\ REF\ (p.u.)}$ e a corrente do indutor $I_{O\ (p.u.)}$, de maneira que a inversão desta função de transferência fornece idealmente a geração da referência de tensão para atingir o comportamento desejado para a corrente.

Deste modo, utiliza-se a corrente de referência $I_{O\ REF\ (p.u.)}$ (ao invés da corrente medida no indutor $- I_{O\ (p.u.)}$) na entrada do modelo inverso da planta $G_m^{-1}(j\omega)$ com o intuito de se obter a tensão $V_{O\ M\ (p.u.)}$ adicionada à tensão de referência do conversor $V_{O\ REF\ (p.u.)}$ complementando-se a estrutura da malha interna de controle da corrente, conforme indicado na figura (3-12):

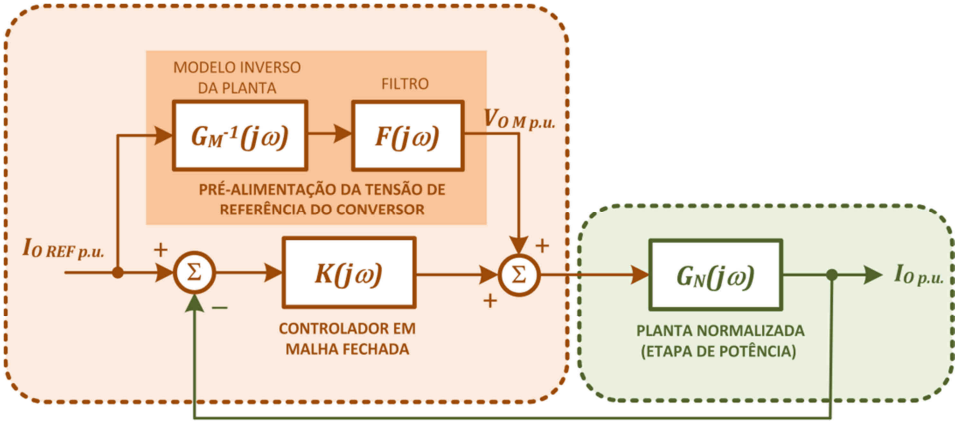

Figura 3-12. Diagrama de blocos (simplificado) para o sistema em malha fechada com pré-alimentação da dinâmica inversa da planta.

No entanto, com a implementação do modelo inverso da planta, surge um problema de natureza prática, uma vez que os processos de controle são representados por funções de transferência próprias, ou seja, apresentam um número maior de pólos do que zeros.

Como consequência da inversão direta da planta, o processo dá origem a funções de transferência, cuja implementação física não é realizável. Portanto, associa-se um filtro passa-baixas, com ordem superior à da planta, em cascata com o modelo inverso da planta, com o objetivo de se obter uma função fisicamente implementável para a dinâmica inversa, assegurando-se o aumento da robustez, com desempenho transitório satisfatório.

Apresenta-se em (3.58) a dinâmica do modelo inverso da planta normalizada associada ao filtro $F(j\omega)$ de segunda ordem com frequência de corte ω_n e fator de amortecimento ξ, de maneira que a função de transferência resultante é própria, ou seja, $F(j\omega) \cdot G_m^{-1}(j\omega)$ possui mais pólos do que zeros.

$$F(s) \cdot G_m^{-1}(s) = {\omega_n}^2 \cdot \frac{s \cdot L_{S\,(p.u.)} + r_{L\,(p.u.)}}{s^2 + 2\xi \cdot \omega_n \cdot s + {\omega_n}^2} \tag{3.58}$$

O aumento na desempenho do rastreamento da malha de corrente pode ser comprovada, escrevendo-se a função de transferência resultante da adição do modelo inverso da planta proposto, representada por $T_m(j\omega)$. Utilizando-se a figura 3-12 como referência, resulta em:

$$T_m(j\omega) = \frac{F(j\omega) \cdot G_m^{-1}(j\omega) \cdot G_N(j\omega) + G_N(j\omega) \cdot K(j\omega)}{1 + G_N(j\omega) \cdot K(j\omega)} \tag{3.59}$$

Nota-se que a anulação da pré-alimentação ($F(j\omega) = 0$), resulta em $T_m(j\omega) = T(j\omega)$, confirmando-se a validade de resultado. Considerando, como hipótese, que o modelo utilizado reproduz fielmente o comportamento da planta, tem-se $G_m^{-1}(j\omega) \cdot G_N(j\omega) \rightarrow 1$, de modo que o incremento no desempenho do rastreamento do sistema é determinado basicamente pela banda do filtro $F(j\omega)$ escolhido e pelo nível de exatidão do modelamento de $G_m(s)$.

Constata-se adicionalmente que os pólos de $T_m(j\omega)$ coincidem com os pólos de $T(j\omega)$, ou seja, com a adoção da estratégia proposta, o reajuste dos ganhos do controlador em malha fechada não se torna necessário.

Deste modo, considerando-se como hipóteses, o modelamento idealizado da planta a operação do sistema na faixa de frequências em que o comportamento do filtro pode ser considerado unitário, ou seja, para $F(j\omega) \rightarrow 1$, o resultado (3.59) converge para o valor unitário de maneira que o incremento no desempenho de rastreamento é assegurado.

$$T_m(j\omega) \cong \frac{1 + G_N(j\omega) \cdot K(j\omega)}{1 + G_N(j\omega) \cdot K(j\omega)} = 1 \tag{3.60}$$

Deste modo, apresenta-se na figura 3-13, a estrutura completa para a implementação da malha interna de controle da corrente.

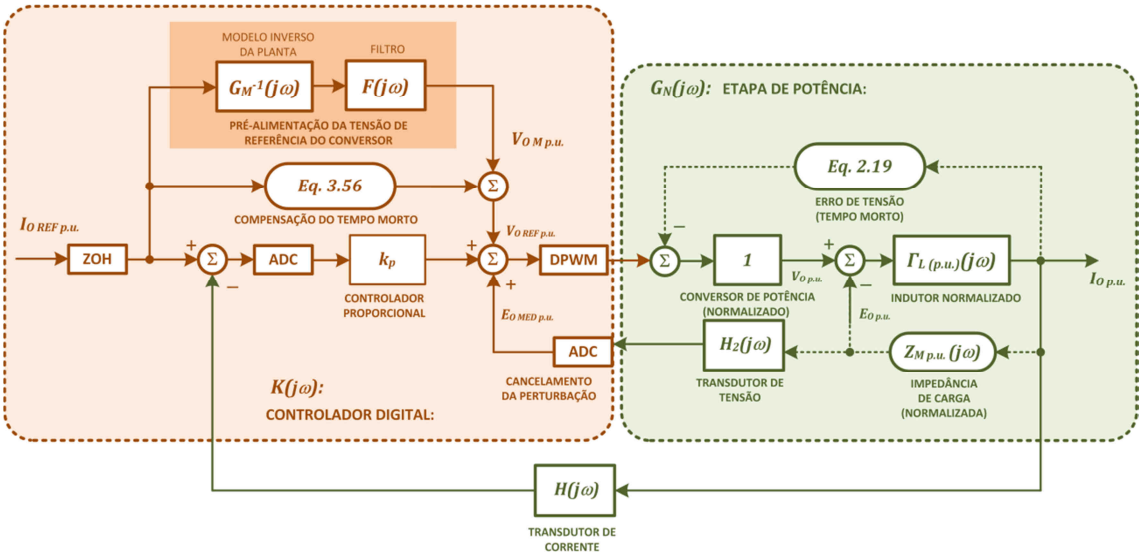

Figura 3-13. Diagrama de blocos do sistema empregando o controle em malha fechada com pré-alimentação da tensão de referência a partir do modelo inverso da planta.

No trabalho realizado por (BUEHNER, 2010), considera-se a implementação da pré-alimentação através do modelo da planta inversa inclusive para sistemas de fase não-mínima[33] e para sistemas instáveis em malha aberta, investigando-se as limitações impostas ao método para esta classe de sistemas.

No escopo deste trabalho, atenta-se somente ao modelamento da planta através de funções de transferência de fase mínima, ao considerar o modelamento da planta formada apenas pelo indutor de filtro.

Verifica-se que ao se considerar os atrasos do modulador e do processo da amostragem no modelamento da dinâmica inversa da planta, certamente resulta em um modelo inverso instável, além da necessidade de se implementar o filtro com ordens elevadas para a obtenção de uma função de transferência implementável.

Deste modo, explora-se no capítulo seguinte a efetividade do método, mesmo para o modelamento simplificado da planta inversa, comparando-se os resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos.

[33] Trata-se de sistemas com zeros localizados no semi-plano direito, cuja inversão produz pólos instáveis em malha aberta.

Capítulo 4:

Validação da metodologia proposta e análise dos resultados experimentais e de simulação

Neste capítulo, realiza-se a aplicação da metodologia de projeto proposta, comparando-se os resultados de simulação aos experimentalmente obtidos.

4.1. Introdução:

Neste capítulo são apresentados os resultados simulados, definidos a partir da aplicação da metodologia de projeto proposta, comparando-os aos resultados experimentais obtidos na implementação da malha de controle da corrente do conversor de potência.

Na obtenção dos resultados experimentais, adota-se o conversor de potência em ponte completa, utilizando modulação por largura de pulso (PWM) em três níveis, com filtragem indutiva pura (topologia 1, apresentada no capítulo 2, figura 2-1).

As cargas utilizadas na saída do filtro são natureza resistiva pura, resistivo-indutiva (carga R-L) e do tipo fonte de tensão independente, sendo que nesta última modalidade de carga, a conexão do conversor de potência à rede elétrica é realizada utilizando-se um variador de tensão associado a um transformador isolado.

A simulação da etapa de potência e dos algoritmos de controle implementados foi realizada, utilizando-se de uma versão de demonstração do software de simulação *PLECS Standalone*, empregado no modelamento da etapa de potência e para a implementação e teste dos algoritmos de controle da malha interna de corrente.

Os resultados práticos foram obtidos através de uma plataforma experimental (descrita posteriormente no item 4.2) e os valores de tensão e corrente medidos foram adquiridos utilizando-se o osciloscópio digital Tektronix, modelo TDS2024C, de modo que os resultados experimentais obtidos a partir das imagens da tela do equipamento são armazenados em um dispositivo de memória USB. As tensões obtidas foram medidas através de pontas diferenciais de tensão Tektronix P5200, e as correntes foram medidas através de um amplificador de ponta de corrente Tektronix AM503 e uma ponta de corrente Tektronix A6312.

O desempenho da malha interna de controle da corrente é avaliado através do monitoramento das correntes de referência e medida, no interior do algoritmo, cujos

comportamentos são dispostos na tela do osciloscópio através de pontas de prova conectadas às saídas de conversão digital-analógica (DAC), presentes na interface de condicionamento de sinais do arranjo experimental.

4.2. Simulação do modelo da planta:

Nesta seção, apresenta-se o processo de implementação e simulação do modelo de planta adotado, cujas etapas são apresentadas sequencialmente nas seções posteriores.

Realiza-se inicialmente a descrição do software utilizado na simulação, expondo-se as suas principais características e apresentam-se algumas considerações referentes ao modelamento e a simulação da planta modelada.

Nesta etapa, compara-se a aderência entre os modelos linearizado e nominal[34], verificando-se a influência dos atrasos presentes na malha de controle sobre o comportamento do sistema em malha fechada.

Entre as vantagens inerentes à utilização da simulação computacional da planta, destaca-se neste trabalho a utilização deste recurso no ajuste inicial de offset dos sensores e do amostrador (ADC), auxiliando o processo de obtenção das constantes de normalização da planta para o sistema real.

Adicionalmente, explora-se uma característica específica do simulador adotado, o qual permite a implementação do algoritmo de controle diretamente em linguagem de programação (C/C++). Este recurso permite a simulação e teste de rotinas semelhante àquelas implementadas no controlador DSP do arranjo experimental (planta real), exigindo poucas alterações no código fonte, o que acelera a etapa de implementação do sistema real.

4.2.1. *Descrição do software de simulação utilizado:*

O aplicativo PLECS, da empresa alemã Plexim[35], é um programa empregado na simulação dinâmica de circuitos elétricos e blocos de controle, empregados nas aplicações de eletrônica de potência.

A principal característica do programa é a utilização de passo variável na simulação dos elementos da planta, aproximando o comportamento de eventuais não-linearidades através de funções lineares por trechos, facilitando-se a convergência na resolução das equações integro-diferenciais dos modelos.

---

[34] O modelo nominal considera os efeitos de chaveamento presentes na modulação PWM.

[35] http://www.plexim.com, visitado em 30 de junho de 2012.

O *software* utilizado disponibiliza os modelos dos elementos comumente utilizados em eletrônica de potência, facilitando a construção e a análise do sistema simulado. Adicionalmente, esta ferramenta permite a utilização de blocos de simulação discreta, facilitando a elaboração dos algoritmos comumente empregados nas estratégias de controle digital.

Neste trabalho, a versão de demonstração do software foi utilizada para a simulação da planta do conversor de potência, do conjunto formado pelo filtro indutivo e carga, bem como para a implementação das estratégias de controle da malha de corrente (utilizando-se os blocos de controle disponíveis, ou através da programação em linguagem C/C++). Os modelos linearizados foram testados através de blocos de funções de transferência parametrizáveis no domínio contínuo e no domínio discreto, acelerando o processo de modelamento do sistema.

As janelas gráficas de monitoramento, chamadas de *"scopes"* são disponibilizadas para acompanhamento do comportamento dinâmico de qualquer variável desejada, para o modelo simulado. Na simulação da planta, foram utilizados os valores normalizados, de maneira que os resultados obtidos podem ser facilmente adaptados para plantas com topologia similar, apenas adequando-se os parâmetros em cada caso.

4.2.2. *Modelamento da planta normalizada utilizando o simulador PLECS:*

Utilizando-se o simulador, o comportamento dinâmico do conversor monofásico modulado em PWM é comparado com a sua representação idealizada através de uma fonte de tensão controlada.

Na simulação do conversor, utiliza-se inicialmente a modulação PWM unipolar (com três níveis) com amostragem natural, empregando-se o controlador proporcional na malha de corrente e utilizando-se os valores normalizados para os parâmetros do modelo, apresentados a seguir na tabela 4-1.

Nos exemplos de projeto que se seguem nesta seção, adotam-se valores menores para a frequência de chaveamento e para o valor do ganho proporcional, respectivamente, com o intuito de facilitar a visualização das formas de onda obtidas na comparação entre os modelos e verificar, de maneira efetiva, o impacto da estratégia de controle proposta sobre o desempenho de rastreamento para a malha de corrente.

Tabela 4-1. Parâmetros de simulação da planta

Parâmetros:	***valores normalizados:***
Tensão do suprimento CC	$1{,}00\ p.u.$
Reatância do indutor	$0{,}0754\ p.u.$
Resistência de perdas do indutor	$0{,}002\ p.u.$
Resistências de carga (Z_M)	$0{,}35 - 0{,}70\ p.u.$
Tensões da fonte independente (E_O)	$0{,}35 - 0{,}70\ p.u.$
Ganho proporcional (k_p)	$1{,}52\ p.u.$
Frequência de amostragem	$100\ p.u.$
Pulsos por ciclo (p)	$50\ p.u.$

Deste modo, calcula-se a frequência de cruzamento do sistema para o ganho proporcional $k_p = 1{,}52\ p.u.$, considerando-se que o comportamento da magnitude de $L(j\omega)$ é pouco afetado pelo atraso de atuação do sistema e pela amostragem da corrente do indutor (KONG; HOLMES; MCGRATH, 2009), (HOLMES et al., 2009).

$$módulo\big(L(j \cdot h_c)\big) \cong \left| \frac{k_p}{j \cdot h_c \cdot X_{L\ (p.u.)} + r_{L\ (p.u.)}} \right| = 1 \qquad (4.1)$$

Onde h_c é a frequência de cruzamento normalizada para o sistema em análise, de maneira que uma vez que se $h_c \cdot X_{L\ (p.u.)} >> r_{L\ (p.u.)}$, o resultado (4.1) pode ser simplificado em:

$$h_c = \frac{k_p}{X_{L\ (p.u.)}} = \frac{1{,}52}{0{,}0754} = 20{,}16\ p.u. \qquad (4.2)$$

Os resultados (4.1) e (4.2) apresentados anteriormente são válidos para a planta com o modelo do indutor, desconsiderando-se o efeito da carga na saída do filtro. No entanto, considerando-se a incorporação do modelo de carga (resistiva pura), tomando-se como base o modelamento apresentado no capítulo 2 (equação 2.5), tem-se:

$$módulo\big(L(j \cdot h_c)\big) \cong \sqrt{\frac{{k_p}^2}{\left(h_c \cdot X_{L\ (p.u.)}\right)^2 + \left(Z_{M\ (p.u.)}\right)^2}} = 1 \qquad (4.3)$$

Note que ao anular o valor da resistência de carga no resultado (4.3), obtém-se o resultado (4.2). Então, resolvendo (4.3) para $Z_{M\ (p.u.)} = 0{,}35\ p.u.$, resulta em:

$$h_c = \sqrt{\frac{{k_p}^2 - \left(Z_{M\ (p.u.)}\right)^2}{\left(X_{L\ (p.u.)}\right)^2}} = \sqrt{\frac{1{,}52^{\,2} - 0{,}35^{\,2}}{0{,}0754^{\,2}}} \cong 19{,}617\ p.u \qquad (4.4)$$

Igualmente para $Z_{M\ (p.u.)} = 0{,}7\ p.u.$:

$$h_c = \sqrt{\frac{{k_p}^2 - \left(Z_{M\ (p.u.)}\right)^2}{\left(X_{L\ (p.u.)}\right)^2}} = \sqrt{\frac{1{,}52^{\,2} - 0{,}7^{\,2}}{0{,}0754^{\,2}}} \cong 17{,}894\ p.u \qquad (4.5)$$

Analisando-se os resultados (4.4) e (4.5), constata-se que o aumento da resistência de carga provoca a diminuição da frequência de cruzamento do sistema. Portanto, na figura 4-1, são mostrados os comportamentos da magnitude e da fase para os modelos de planta (indutor de filtro com incorporação do modelo de carga resistiva pura) para as condições verificadas.

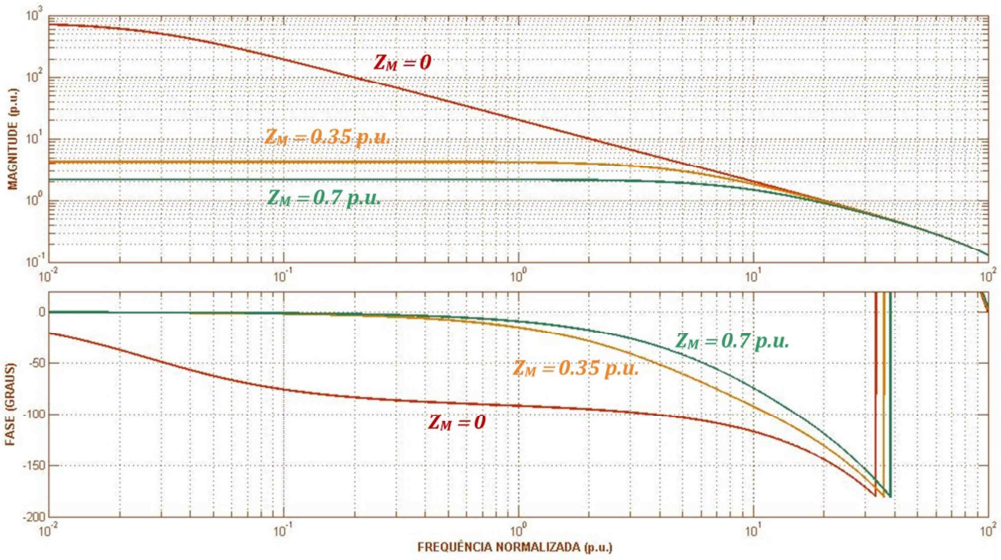

Figura 4-1. Comportamento da planta normalizada para diferentes valores de carga resistiva.

Deste modo, apresenta-se na figura 4-2, uma captura de tela do simulador PLECS em que o modelamento da planta com o conversor modulado em PWM e o seu modelo linearizado equivalente são visualizados. Na figura 4-2, avalia-se o desempenho da malha de corrente do indutor, através do comportamento do erro de rastreamento onde se constata que a

adoção modelo linearizado do conversor elimina naturalmente as componentes em alta frequência, produzidas no processo de modulação PWM.

Nos exemplos posteriores, na aplicação do simulador PLECS, utilizam-se frequências de chaveamento menores do que os valores empregados no projeto real, com o intuito de facilitar a visualização das formas de onda, como ocorre na figura 4-3.

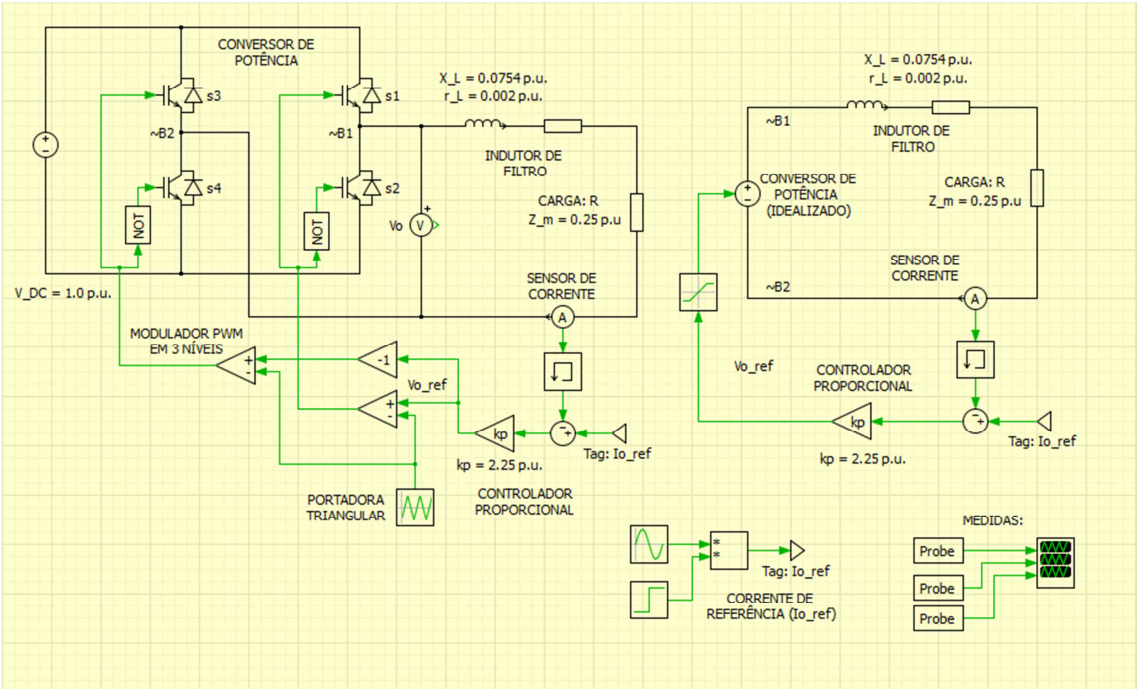

Figura 4-2. Modelamento da planta no simulador PLECS, empregando-se o controlador proporcional, simulação dos conversores modulados por PWM e emulado por uma fonte de tensão controlada.

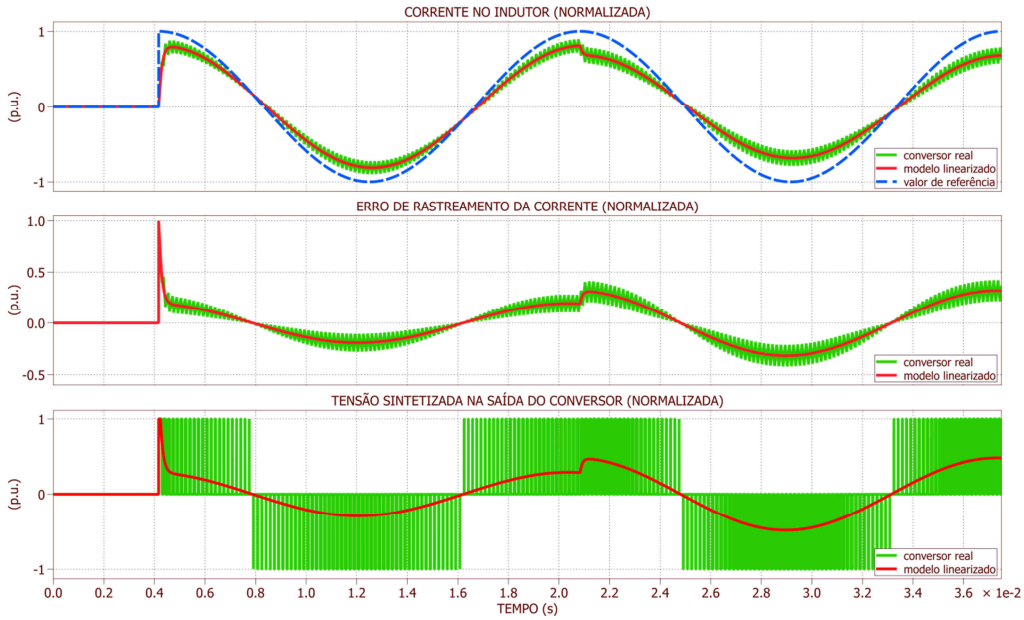

Figura 4-3. Resultados obtidos na simulação dos conversores de potência nominal e linearizado. (Exemplo 1 – Alimentação de carga resistiva pura).

Verifica-se na simulação do exemplo 1, que o emprego do controle proporcional puro não é capaz de eliminar o erro em regime no rastreamento da corrente. Com o aumento do ganho deste controlador melhora-se o desempenho do rastreamento da corrente, no entanto o ganho não pode ser aumentado indefinidamente sob a pena da ocorrência de múltiplos chaveamentos no emprego da modulação PWM natural, ou oscilações sustentadas para o emprego da PWM amostrada (MARTINZ; MATAKAS; KOMATSU, 2009).

Constata-se na figura 4-3 que a aplicação do degrau de carga (de $Z_{M\ (p.u.)} = 0{,}35\ p.u.$ para $Z_{M\ (p.u.)} = 0{,}7\ p.u.$) aumenta o erro de rastreamento da corrente, sendo que este resultado era esperado, ao se comparar os resultados (4.4) e (4.5).

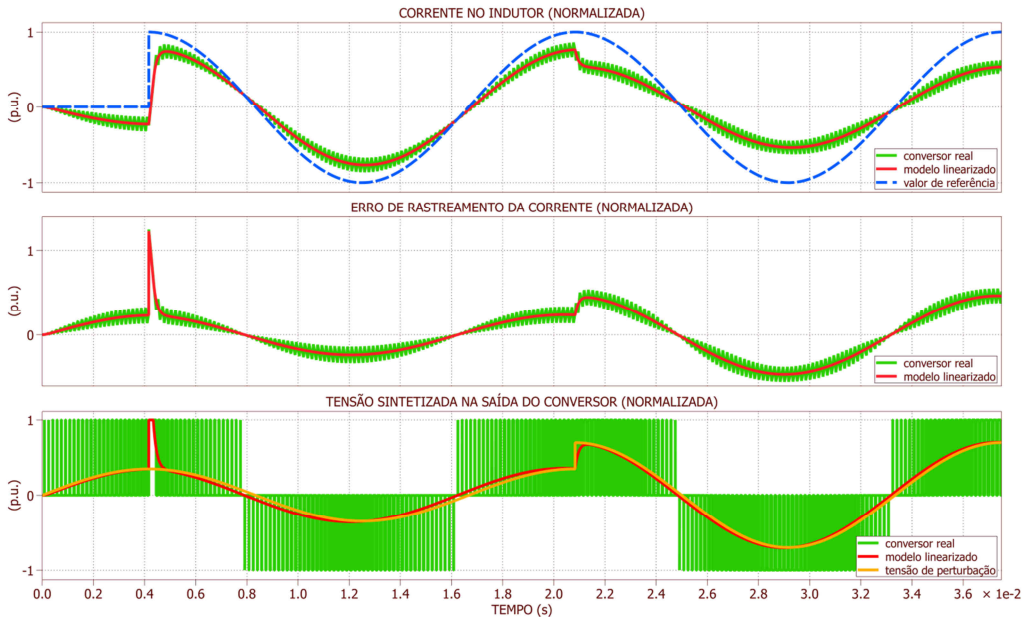

Figura 4-4. Resultados obtidos na simulação dos conversores de potência nominal e linearizado. (Exemplo 2 – Conversor de potência conectado a uma fonte de tensão independente).

Apresentam-se na figura 4-4 (exemplo 2) os resultados de simulação, substituindo-se a carga resistiva por uma fonte de tensão independente, de maneira que o aumento na amplitude da tensão de perturbação (de $E_{O\ (p.u.)} = 0{,}35e^{j0}\ p.u.$ para $E_{O\ (p.u.)} = 0{,}7e^{j0}\ p.u.$) aumenta o erro de rastreamento da corrente. Adicionalmente, verifica-se que embora os exemplos 1 e 2 produzam a mesma tensão de perturbação na saída do filtro, ambos apresentam comportamentos dinâmicos distintos, uma vez que a carga resistiva altera a dinâmica do modelo de planta (conforme mostra o capítulo 2).

No exemplo 3, implementa-se a operação sincronizada, entre os blocos do amostrador e do modulador PWM digital, empregado na malha de corrente, alimentando-se uma carga resistiva nas mesmas condições do exemplo 1.

Com o intuito de verificar o impacto da amostragem sobre o desempenho do rastreamento, emprega-se amostragem dupla na malha de controle da corrente. Desta maneira, os resultados obtidos são apresentados na figura 4-5.

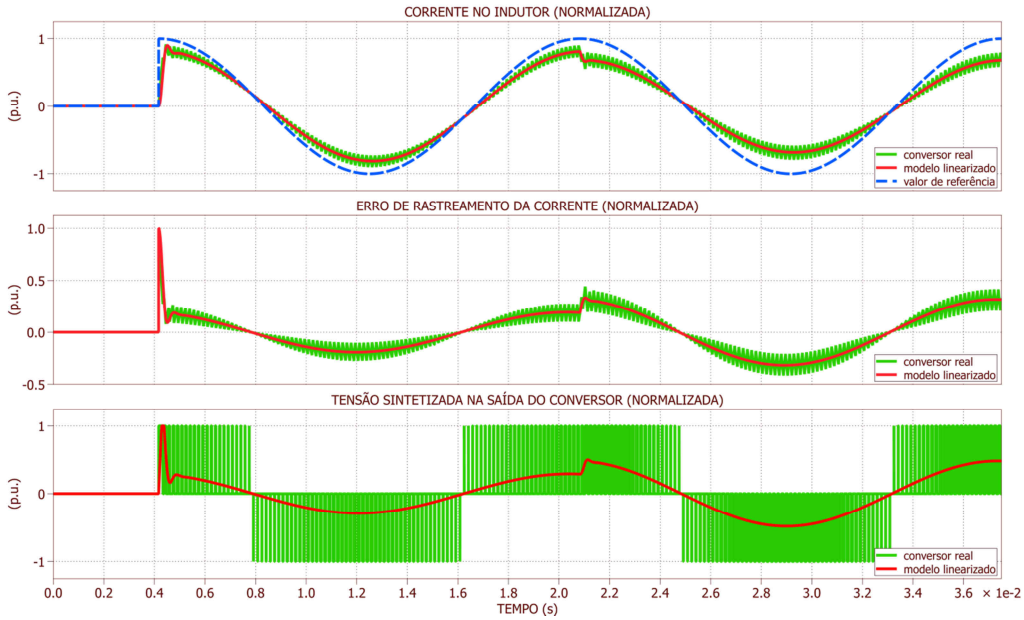

Figura 4-5. Resultados obtidos na simulação dos conversores de potência nominal e linearizado. (Exemplo 3 – Emprego da amostragem dupla na malha de corrente).

Verifica-se a partir do comportamento transitório mostrado na figura 4-5, que a adição do atraso da amostragem provoca uma pequena diminuição do amortecimento para o sistema em malha fechada.

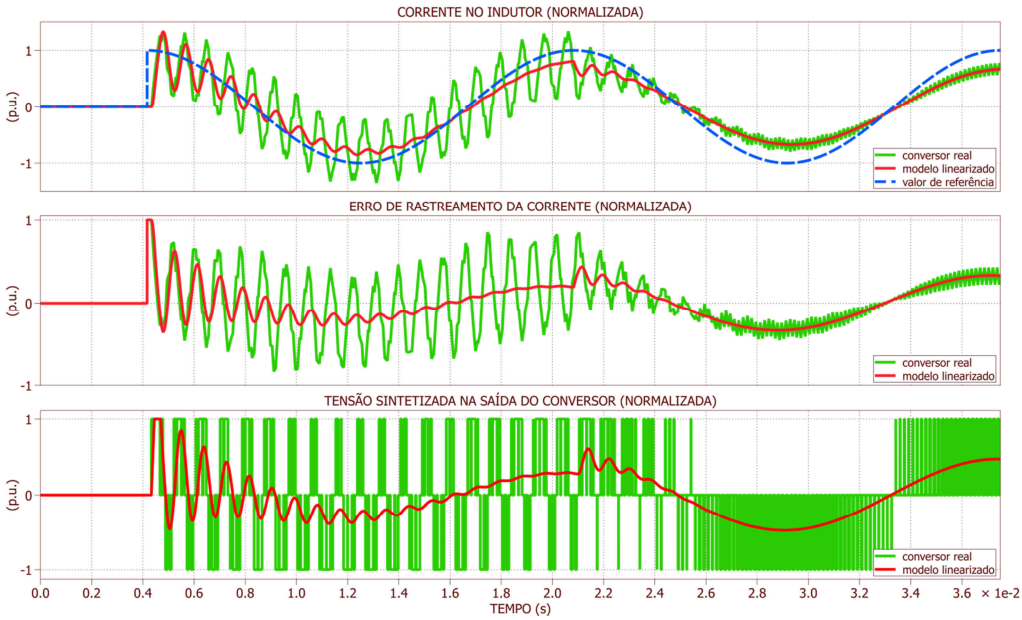

Figura 4-6. Resultados obtidos na simulação dos conversores de potência nominal e linearizado. (Exemplo 4 – Adição do atraso de atuação na malha de corrente).

Para o exemplo 4 (figura 4-6), investiga-se o efeito da adição do atraso de atuação na malha de controle, onde se verifica o aumento significativo das oscilações na resposta transitória do sistema, devido à inserção de pólos pouco amortecidos, causando a redução da margem de fase do sistema. Adicionalmente, constata-se a perda de aderência do modelo linearizado.

Deste modo, no exemplo 5, opta-se pelo aumento da frequência de modulação de $p = 50\,p.u.$ para $p = 100\,p.u.$ (dobrando-se igualmente a frequência de amostragem) mantendo-se o ganho proporcional em $k_p = 1{,}52\,p.u.$ Os resultados obtidos são apresentados na figura 4-7.

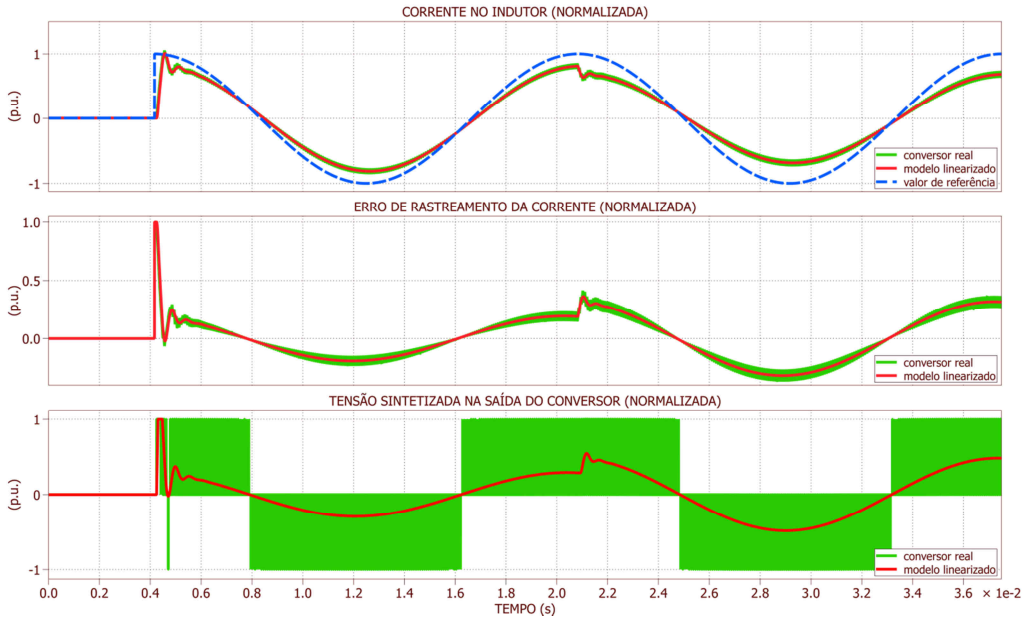

Figura 4-7. Resultados obtidos na simulação dos conversores de potência nominal e linearizado. (Exemplo 5 – Aumento da frequência de modulação para aumento no amortecimento).

As estratégias utilizadas para aumentar o amortecimento do sistema consistem em reduzir o ganho proporcional (consequentemente piorando desempenho de rastreamento da corrente), ou aumentar a frequência de amostragem, aumentando-se a frequência de modulação da PWM e a margem de fase do sistema. No entanto, obviamente o tempo de execução do algoritmo de controle deve ser menor que o novo valor adotado para o período de amostragem.

Na figura 4-8, o comportamento da malha de controle em função da frequência para a adição dos atrasos de amostragem e de atuação na malha de controle é apresentado.

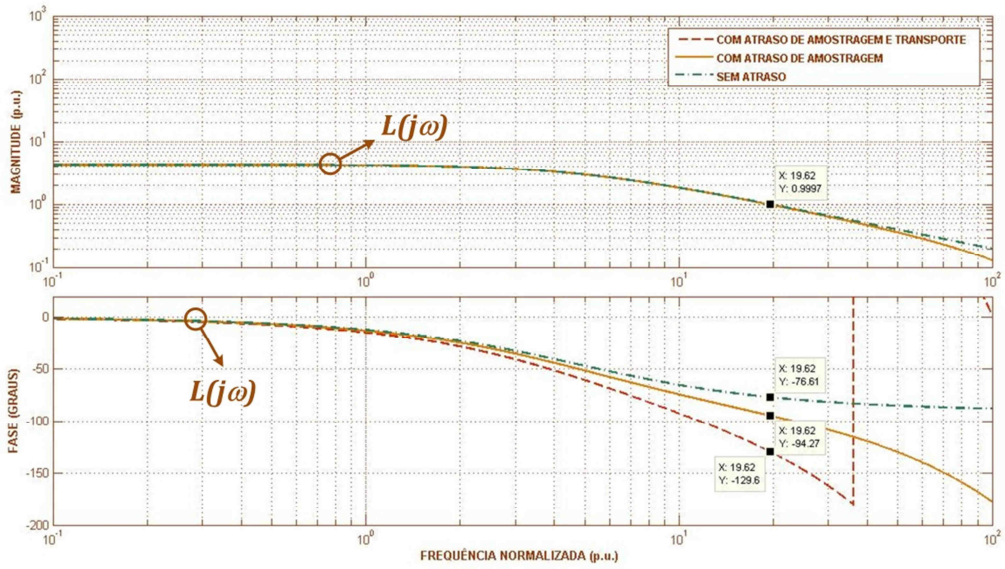

Figura 4-8. Comportamento da planta normalizada em função dos atrasos de amostragem e de atuação.

Outro fator que afeta significativamente o desempenho do rastreamento da corrente está relacionado com a implementação do tempo-morto no acionamento dos interruptores, conforme foi visto no capítulo 2, no modelamento do conversor de potência.

Na figura 4-9 (Exemplo 6), o impacto sobre o rastreamento da corrente é simulado, adicionando-se o efeito do tempo morto (com $t_{bl} = 0{,}036\, p.u.$) para o modelo simulado anteriormente, onde nota-se a distorção inserida na forma de onda da corrente, principalmente nas regiões de cruzamento por zero da senóide.

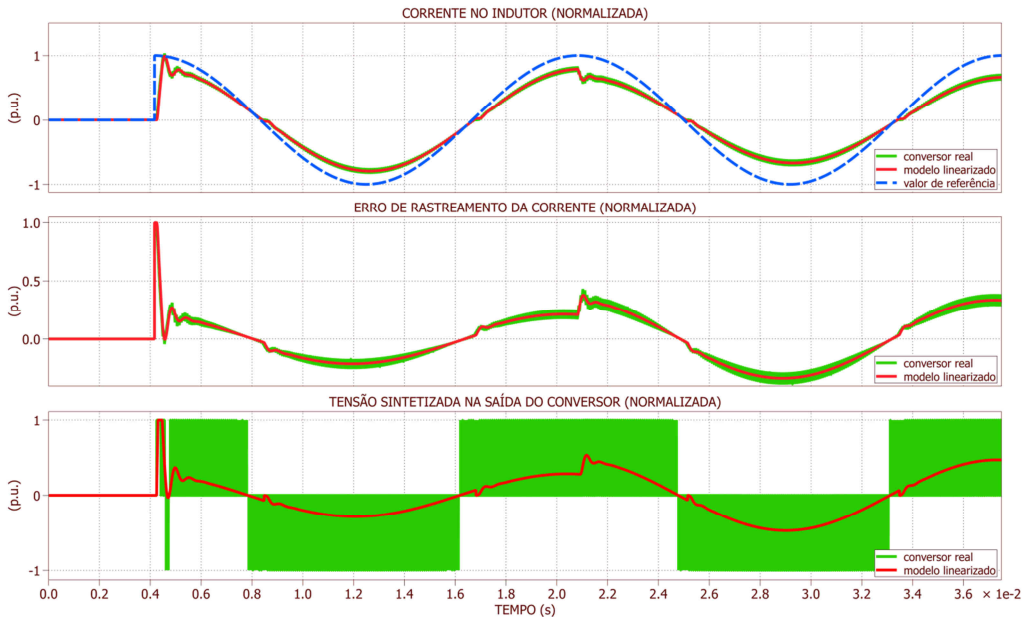

Figura 4-9. Resultados obtidos na simulação dos conversores de potência nominal e linearizado. (Exemplo 6 – Adição do tempo morto na operação do conversor de potência).

Na figura anterior, constata-se que a distorção introduzida pelo efeito do tempo morto não altera o comportamento transitório do sistema, no entanto, o controlador proporcional não é capaz de compensar o erro de rastreamento causado por este efeito.

Deste modo, nesta seção foram mostrados os resultados de simulação da planta com base no modelamento dos elementos do sistema, realizados nos capítulos anteriores. Foi constatado que o modelo do conversor linearizado pode ser utilizado no projeto do controle em malha fechada, mesmo com as imperfeições inerentes ao modelo discretizado (digital).

Estes modelos foram reproduzidos analogicamente de modo satisfatório, aumentando significativamente a velocidade de simulação, uma vez que o modelo analógico do sistema permite a utilização de passos maiores de simulação, além de reduzir a ocorrência dos problemas de convergência (comum na simulação de sistemas comutados).

4.2.3. *Aperfeiçoamento da malha de controle da corrente:*

Nesta seção, as estratégias de compensação propostas no capítulo 3 são adicionadas, com o intuito de aperfeiçoar o desempenho da malha interna de controle da corrente. Para tanto, considera-se inicialmente o modelo de simulação com as mesmas configurações do último exemplo da seção anterior (exemplo 6).

Deste modo, apresenta-se na figura 4-10 (exemplo 7), o desempenho do rastreamento após a implementação da pré-alimentação da tensão aplicada na carga (compensação da perturbação).

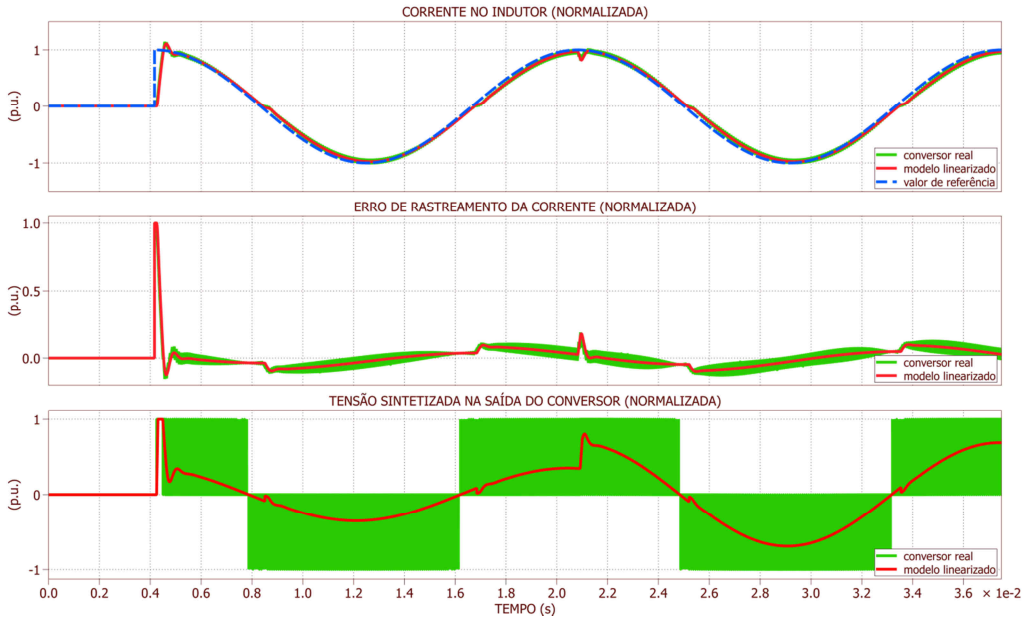

Figura 4-10. Resultados obtidos na simulação dos conversores de potência nominal e linearizado. (Exemplo 7 – Pré-alimentação da tensão de perturbação).

Na figura 4-10, nota-se um aumento significativo no desempenho do rastreamento da corrente, com o cancelamento da perturbação através da pré-alimentação da tensão da carga, cujo desempenho dinâmico foi equacionado no capítulo 3, nos resultados (3.53) e (3.54).

No entanto, a tensão de erro induzida pelo efeito do tempo morto não é totalmente eliminada com a implementação da malha de cancelamento da tensão de perturbação.

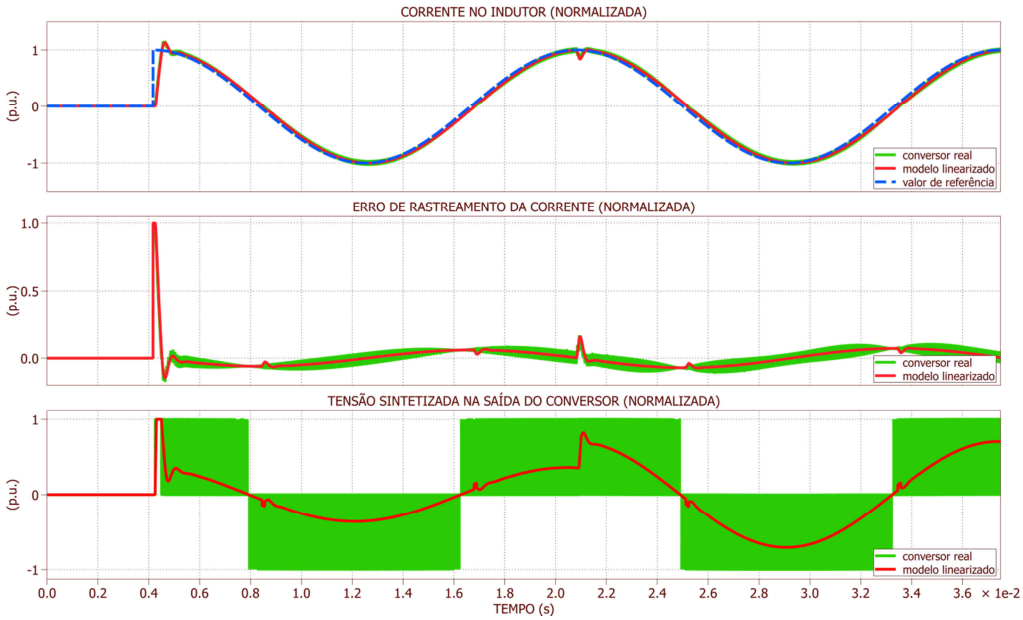

Figura 4-11. Resultados obtidos na simulação dos conversores de potência nominal e linearizado. (Exemplo 8 – Compensação do tempo morto).

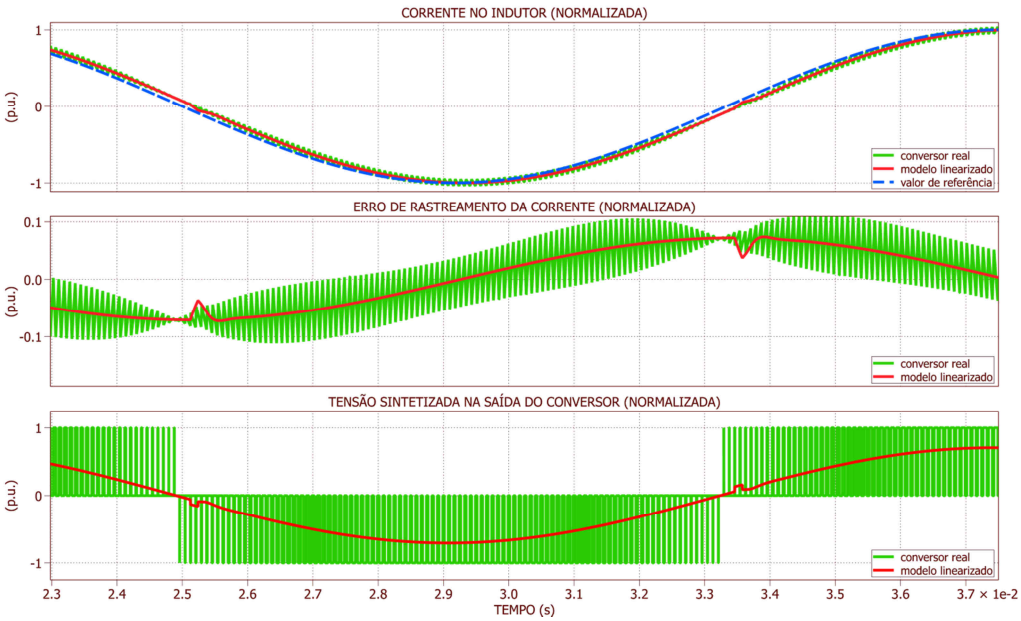

Figura 4-12. Exemplo 8 – Malha de compensação do tempo morto (resultado ampliado)

Na figura 4-11 (exemplo 8), são apresentados os resultados para a implementação da malha de cancelamento do efeito do tempo morto, sendo que a estratégia de compensação proposta consiste-se em injetar o sinal de erro através da detecção da polaridade da corrente.de referência.

Verifica-se que a distorção originada na região de mudança de polaridade da corrente é praticamente eliminada se há uma boa estimação do tempo de duração do tempo morto. Nota-se neste caso, somente a presença de um pequeno erro de rastreamento em regime (vide ampliação na figura 4-12), relacionado ao ganho proporcional adotado para o controlador realimentado.

Então, encerra-se a etapa de projeto da malha interna de rastreamento da corrente, através da implementação do controle por pré-alimentação proposto por (BUEHNER, 2010), que antecipa o comportamento da tensão de referência a ser sintetizada pelo conversor de potência através do processo de inversão da planta a ser controlada.

Neste caso, a associação entre o filtro e o modelo inverso da planta (apresentado no resultado (3.58), é modelada como uma função de transferência $F(s) \cdot G_m^{-1}(s)$ a ser utilizada na planta com o modelo idealizado do conversor. Com o intuito de se avaliar o efeito da discretização sobre o controle da planta, utiliza-se a transformada bilinear apresentada no resultado (3.19), para a obtenção da função de transferência discretizada $F(z^{-1}) \cdot G_m^{-1}(z^{-1})$, implementada no modelo da planta com o conversor modulado.

Deste modo, com a substituição de (3.19) em (3.58) e dispondo-se do resultado da discretização no formato apresentado em (3.20), obtém-se a relação entre os coeficientes de $F(z^{-1}) \cdot G_m^{-1}(z^{-1})$ e os parâmetros de $F(s) \cdot G_m^{-1}(s)$:

$$F(z^{-1}) \cdot G_m^{-1}(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}} \tag{4.6}$$

Apresenta-se nos resultados de (4.7) a (4.11) os coeficientes da função de transferência discretizada em (4.1), em função dos parâmetros da planta e do período de amostragem do sistema:

$$b_0 = {\omega_n}^2 \cdot \frac{\left(\frac{2L_{S\,(p.u.)}}{T_a} + r_{L\,(p.u.)}\right)}{\left(\frac{4}{{T_a}^2} + \frac{4\xi \cdot \omega_n}{T_a} + {\omega_n}^2\right)} \tag{4.7}$$

$$b_1 = {\omega_n}^2 \cdot \frac{2r_{L\,(p.u.)}}{\left(\frac{4}{{T_a}^2} + \frac{4\xi \cdot \omega_n}{T_a} + {\omega_n}^2\right)} \tag{4.8}$$

$$b_2 = {\omega_n}^2 \cdot \frac{\left(r_{L\,(p.u.)} - \frac{2L_{S\,(p.u.)}}{T_a}\right)}{\left(\frac{4}{{T_a}^2} + \frac{4\xi \cdot \omega_n}{T_a} + {\omega_n}^2\right)} \tag{4.9}$$

$$a_1 = \frac{\left(2{\omega_n}^2 - \frac{8}{{T_a}^2}\right)}{\left(\frac{4}{{T_a}^2} + \frac{4\xi \cdot \omega_n}{T_a} + {\omega_n}^2\right)} \tag{4.10}$$

$$a_2 = \frac{\left(\frac{4}{{T_a}^2} - \frac{4\xi \cdot \omega_n}{T_a} + {\omega_n}^2\right)}{\left(\frac{4}{{T_a}^2} + \frac{4\xi \cdot \omega_n}{T_a} + {\omega_n}^2\right)} \tag{4.11}$$

Dispondo-se o valor numérico dos coeficientes na tabela 4-3, obtidos no processo de discretização em função dos parâmetros de projeto do filtro (tabela 4-2), apresenta-se na figura 4-13 os resultados de simulação para a implementação da estratégia proposta.

Tabela 4-2. Parâmetros adotados no modelamento de $F(s) \cdot G_m^{-1}(s)$:

Parâmetros:	***valores normalizados:***
Frequência de corte do filtro (ω_n)	$50\ p.u.$
Fator de amortecimento do filtro (ξ)	0,7
Indutância modelada ($L_{S\,(p.u.)}$)	$2{,}0 \cdot 10^{-4}\ p.u.$
Resistência modelada de perdas ($r_{L\,(p.u.)}$)	$0{,}002\ p.u.$
Período de amostragem (T_a)	$100\ p.u.$

Tabela 4-3. Coeficientes obtidos no processo de discretização para a obtenção de $F(z^{-1}) \cdot G_m^{-1}(z^{-1})$:

Coeficientes:	***valores normalizados (p.u.):***
b_0	0,002958
b_1	0,000000
b_2	0,002958
a_1	$-1{,}997801$
a_2	0,997803

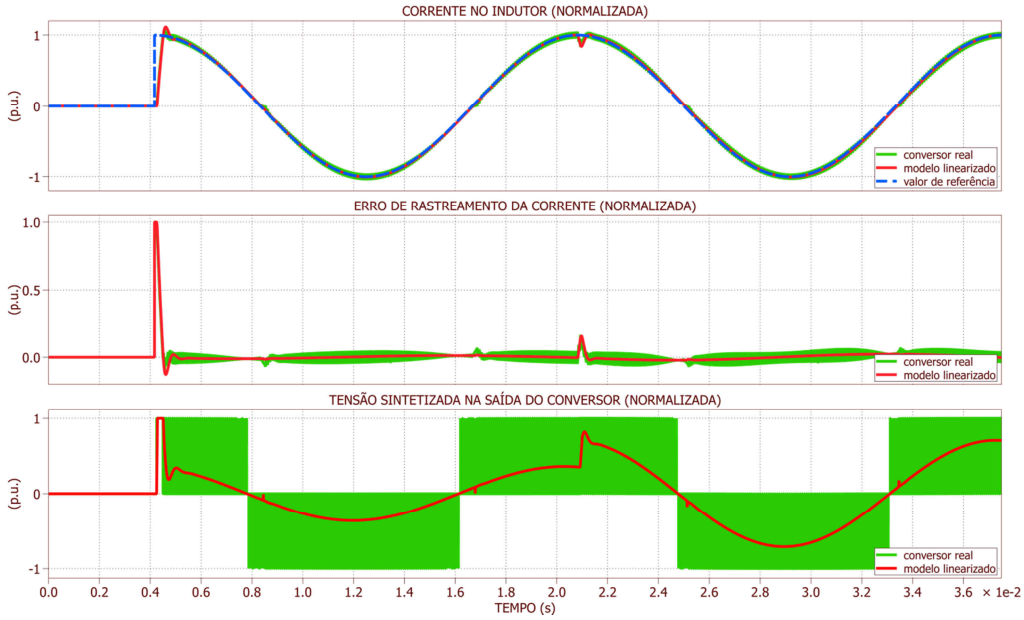

Figura 4-13. Resultados obtidos na simulação dos conversores de potência nominal e linearizado. (Exemplo 9 – Implementação do modelo inverso da planta).

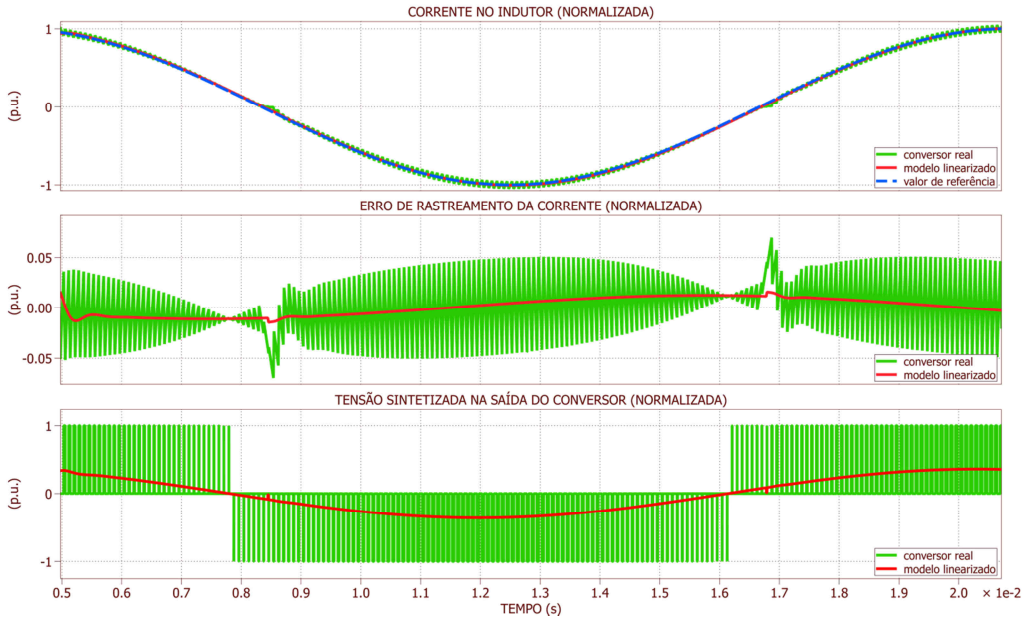

Figura 4-14. Exemplo 9 – Implementação do modelo inverso da planta (resultado ampliado)

Analisando-se a figura 4-13, para avaliar o desempenho do rastreamento para a malha interna de corrente, verifica-se que a inserção da pré-alimentação baseada na dinâmica inversa da planta praticamente elimina o erro em regime, de modo a rastrear a corrente de referência desejada.

Da análise da figura 4-14 (ampliada), nota-se que o modelo linearizado perde a aderência apenas nas regiões de cruzamento por zero da corrente, sendo que estes efeitos são causados pela diferença entre a resposta em frequência do filtro dinâmico e de seu equivalente discretizado.

Na região de cruzamento por zero da corrente, nota-se a influência da pré-alimentação do modelo inverso da planta sobre o comportamento da malha de cancelamento do tempo morto (nestas condições, há um compromisso entre o desempenho de ambas as malhas).

No entanto, salienta-se que na etapa de simulação foi propositalmente adotado um valor elevado para a duração de tempo morto, com o intuito de facilitar a visualização do efeito do erro na tensão sintetizada pelo inversor, e mesmo nestas condições, os resultados obtidos nas simulações comprovam que a solução adotada é efetiva.

4.3. Descrição do arranjo experimental:

Para validação dos resultados apresentados na etapa de simulação, foi construída uma plataforma experimental, cuja disposição é apresentada na figura 4-15. O diagrama de blocos, com a representação das configurações e ligações elétricas da montagem realizada é apresentado na figura 4-16. A montagem implementada apresenta configuração muito similar à plataforma utilizada por (GIARETTA, 2009) para a associação série-paralela de conversores monofásicos.

O arranjo é composto de dois conversores em ponte completa monofásica, utilizando transistores IGBT discretos da *International Rectifier*, modelo IRG4PC50UD, com capacidade de corrente eficaz de cerca de 20A e tensão máxima entre coletor-emissor de 600V. O suprimento CC em cada conversor possui um banco de capacitores, com capacitância total de 400uF por 450V. Os transistores são disparados através de opto acopladores Avago HCPL-316J, com alimentação isolada através de conversores CC/CC isolados Texas Instruments DCP010515DBP.

Cada um dos conversores apresenta uma lógica digital de entrada, de maneira a compatibilizar os níveis de tensão do controlador digital (+3.3V) e disparador (+5V). O conversor é comandado através de um único pulso de comando que aciona diretamente o transistor superior, sendo que o pulso complementar é gerado automaticamente com a implementação em hardware do tempo-morto, com duração de aproximadamente $1{,}0\ \mu s$.

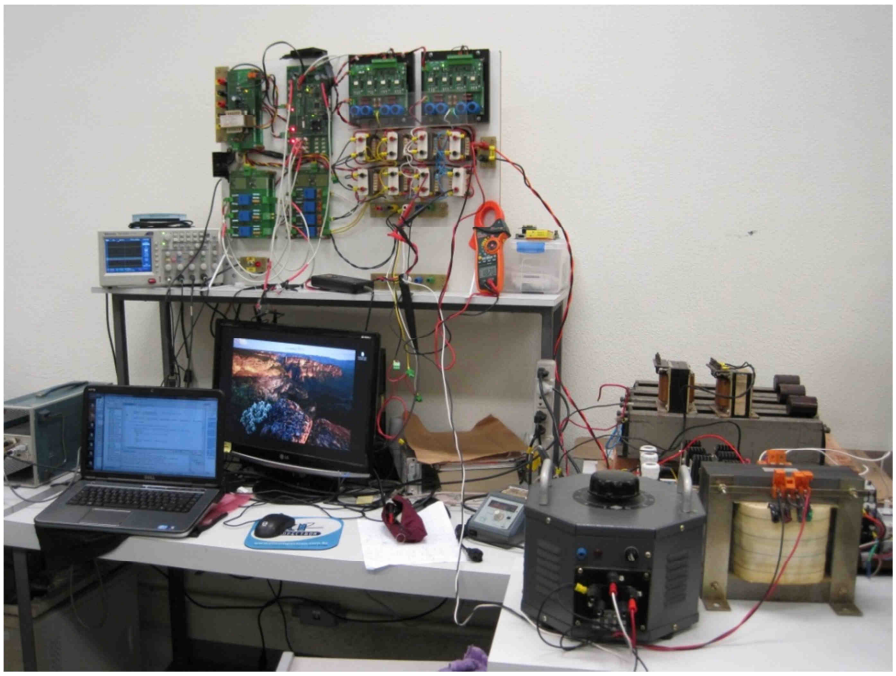

Figura 4-15. Plataforma configurada para a geração dos resultados experimentais.

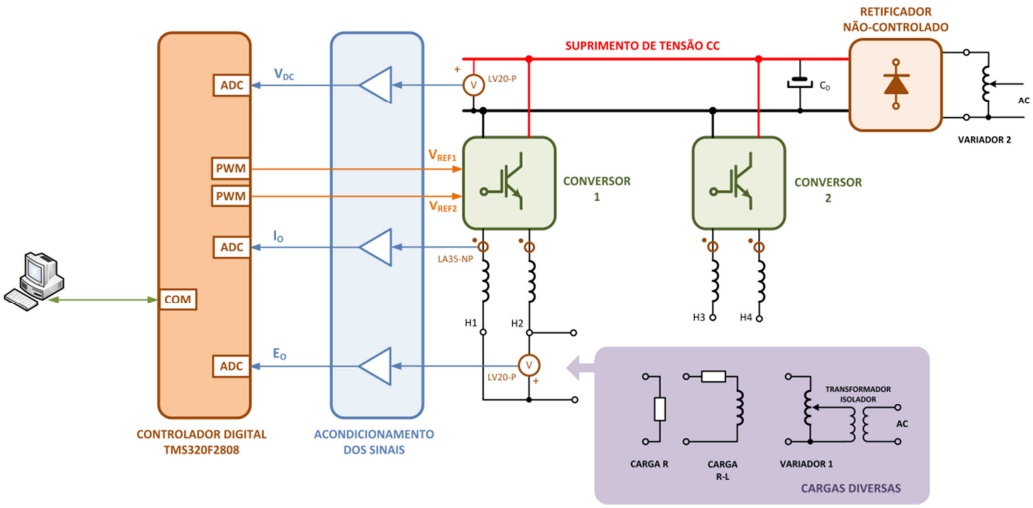

Figura 4-16. Diagrama elétrico das conexões da plataforma experimental

Para a implementação dos algoritmos de controle, bem como para a geração dos pulsos de comando modulados em PWM para o controle dos conversores, foi utilizado um controlador com processador digital de sinais (DSP) eZdsp TMS320F2808 da *Texas Instruments*, sinalizado na figura 4-12. Este controlador digital possui 16 canais para conversão analógica-digital, 16 canais de modulação em PWM, permitindo-se a implementação do controle dos conversores, a aquisição sincronizada das medidas de tensão e corrente realizadas.

Adicionalmente, utilizam-se três canais de PWM, combinados com filtros passivos R-C de segunda ordem, localizados na interface de condicionamento de sinais, para "emular" portas de conversão digital-analógica, utilizadas para depuração e monitoramento das variáveis internas nos algoritmos de controle. O controlador digital possui uma interface de conexão JTAG / USB permitindo-se a programação do controlador e o controle em tempo real do comportamento das variáveis do algoritmo.

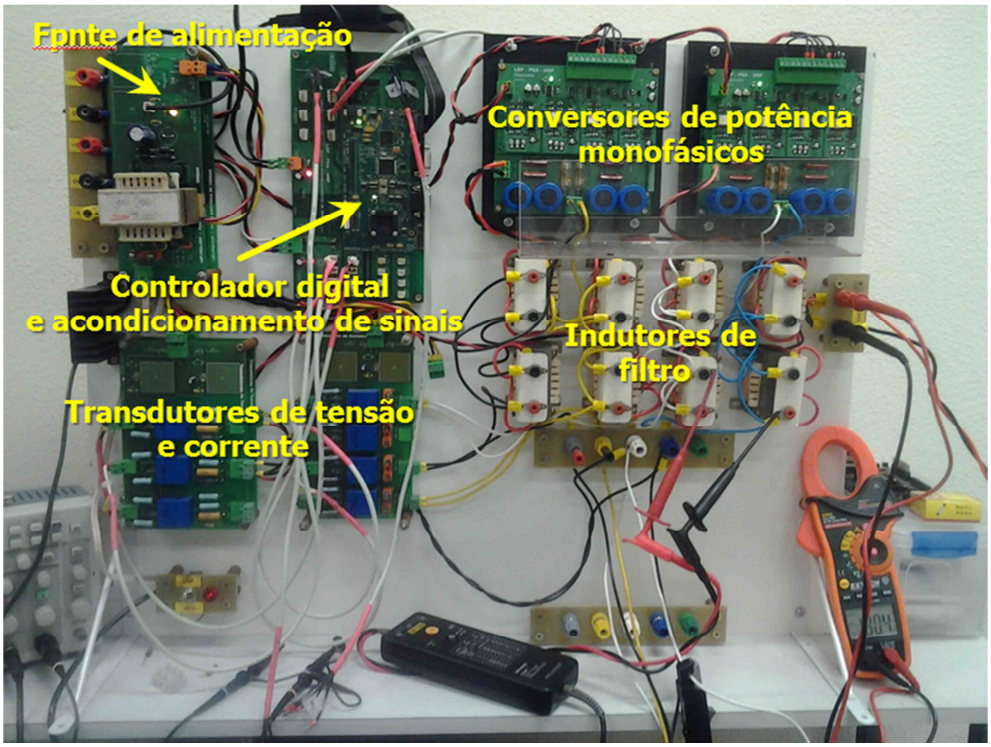

Figura 4-17. Conversores monofásicos, controlador digital e transdutores de tensão e corrente presentes na plataforma experimental.

Para a medição das tensões e correntes no conversor e/ou nas cargas, foram utilizados transdutores da fabricante LEM. Estes transdutores foram fixados nas placas de circuito impresso para acondicionamento do sinal e alimentação com as tensões recomendadas. Foram utilizados os modelos LV-20P (transdutor de tensão) com capacidade máxima de tensão de $600V$ e o modelo LA-35NP com *taps* de medição ajustáveis de 7,0 a 35,0A.

A disposição das cargas utilizadas para a aquisição dos resultados experimentais é apresentada na figura 4-18. São utilizados dois variadores de tensão, sendo um para emular comportamento da fonte de tensão independente, para reprodução das aplicações do conversor de potência conectado à rede elétrica. Neste caso, a conexão entre a rede elétrica e o variador é realizada através de um transformador isolador.

O segundo variador de tensão é utilizado em conjunto com um retificador trifásico não controlado para realizar o suprimento da tensão CC dos conversores. A capacitância do suprimento CC é aumentada através de dois capacitores externos de $4700\mu F$ por $450V$, para obtenção da tensão de suprimento aproximadamente constante.

As cargas resistivas são implementadas através de dois reostatos com resistência máxima de 33Ω e potência máxima de $100W$ em cada elemento. Para a implementação da carga R-L, dispõe-se de indutores com tap ajustáveis e indutância máxima de $50{,}0mH$, com capacidade máxima de corrente de aproximadamente $5{,}0A$.

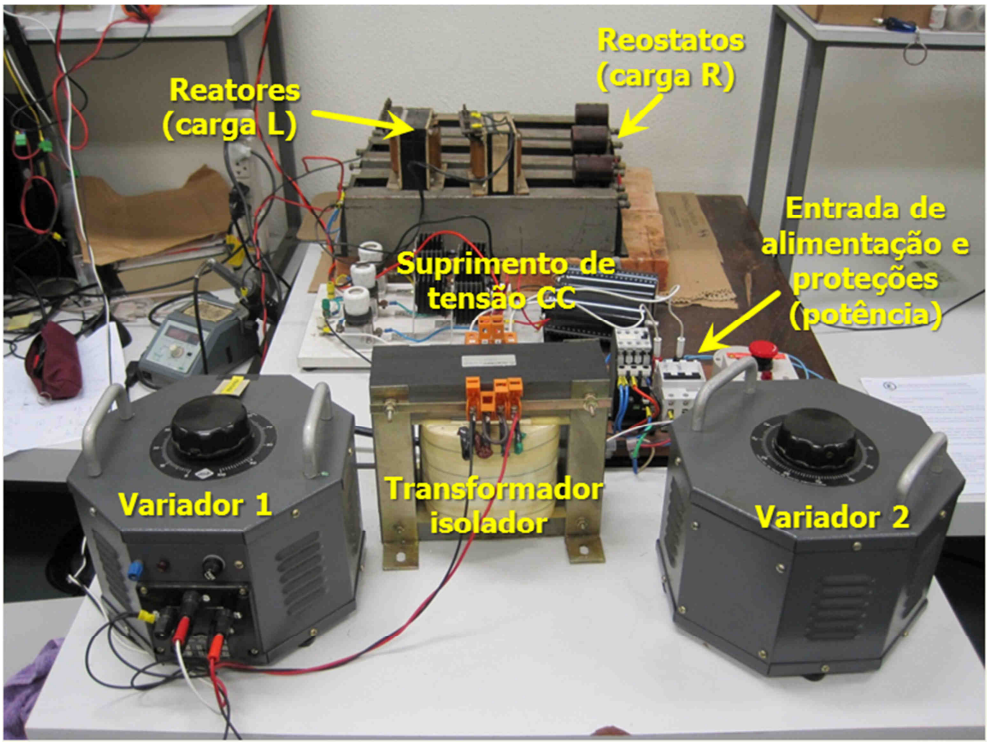

Figura 4-18. Disposição das cargas empregadas na saída do conversor de potência.

4.4. Comparação entre os resultados experimentais e de simulação:

Nesta seção, os resultados simulados e experimentais são comparados validando-se a metodologia adotada para o projeto da malha interna de corrente. Adicionalmente, esta seção comprova a eficiência da estrutura proposta para a obtenção de rastreamento da corrente de referência, minimizando-se o erro em regime.

4.4.1. *Emprego do controlador proporcional com a pré-alimentação da tensão de carga:*

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação e experimentais para a implementação da malha de corrente com utilização do controlador proporcional com pré-alimentação da perturbação (tensão na saída do filtro).

Tabela 4-4. Parâmetros de simulação e experimentais para a seção 4.4.1

parâmetros:	***valores nominais:***	***valores normalizados:***
Tensão do suprimento CC ($V_D = V_{PK}$)	$250\ V$	$1{,}0\ p.u.$
Corrente normalizada (I_{PK})	$5{,}0\ A$	$1{,}0\ p.u.$
Reatância do indutor (X_L)	$3{,}77\Omega$	$0{,}0754\ p.u.$
Resistência de perdas do indutor (r_L)	$0{,}1\Omega$	$0{,}002\ p.u.$
Resistência de carga 1	33Ω	$0{,}66\ p.u.$
Resistência de carga 2	$67{,}5\Omega$	$1{,}35\ p.u.$
Frequência de modulação (f_S)	$19{,}2\ kHz$	$320\ p.u.$
Frequência nominal (f_0)	$60\ Hz$	$1{,}0\ p.u.$

Nesta etapa, aplica-se uma transição na amplitude da corrente de referência de 0 para $0{,}5\ p.u.$ (degrau de referência). Adota-se o ganho proporcional $k_p = 4{,}8256\ p.u.$ e considera a carga resistiva 1 ($0{,}66\ p.u.$) conectada à saída do filtro.

As correntes de referência (em verde) e medida (em azul) são monitoradas nos canais dos conversores digital-analógicos (DAC), configurados para apresentarem uma variação da tensão de 0 a $+5{,}0V$ para a excursão da corrente de -0.6 a $+0{,}6\ p.u.$ No osciloscópio, as respectivas pontas de prova estão ajustadas em $1{,}0V/div$.

A tensão medida na carga (em amarelo) é medida através das pontas diferenciais, ajustadas em $100V/div$, enquanto que a corrente medida através da ponta de corrente (em magenta) está ajustada em $1{,}0A/div$.

Verifica-se na figura 4-19 o desempenho do controlador proporcional com pré-alimentação da perturbação, comparando-se os resultados de simulação e os experimentalmente obtidos. Adiante, no final desta seção, os valores de projeto são apresentados.

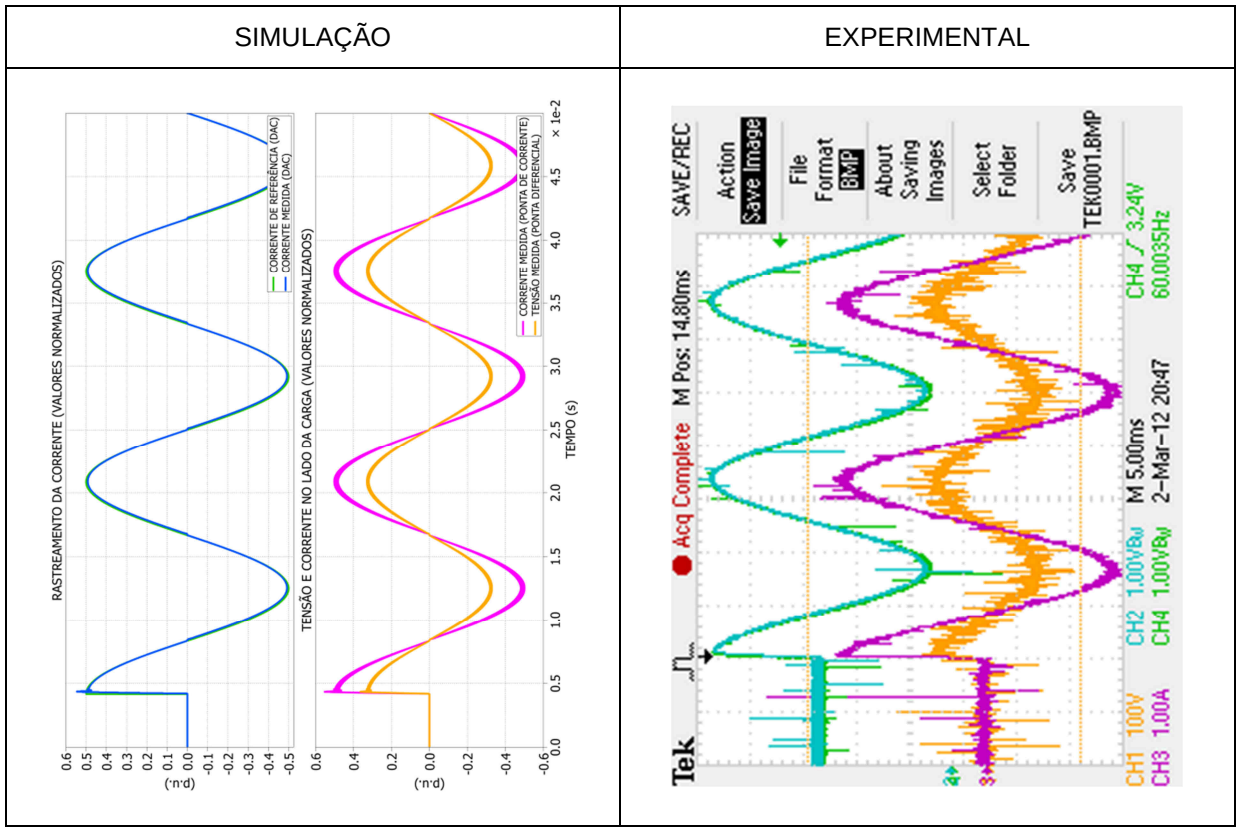

Figura 4-19. Resultados obtido na simulação (à esquerda) e experimental (à direita)
Comparação entre a corrente de referência e medida (respectivamente em verde e azul)
Medidas da tensão e corrente na carga (respectivamente em azul e magenta)

Neste teste, aplica-se um degrau de carga resistiva, para o sistema operando com a amplitude da corrente de referência constante em $0{,}5\,p.u.$ Adota-se o ganho proporcional $k_p = 6{,}032\,p.u.$ e transição da carga resistiva 1 ($0{,}66\,p.u.$) para a carga resistiva 2 ($1{,}35\,p.u.$).

Os resultados são apresentados na figura 4-20, utilizando-se as mesmas configurações das pontas de prova do ensaio anterior.

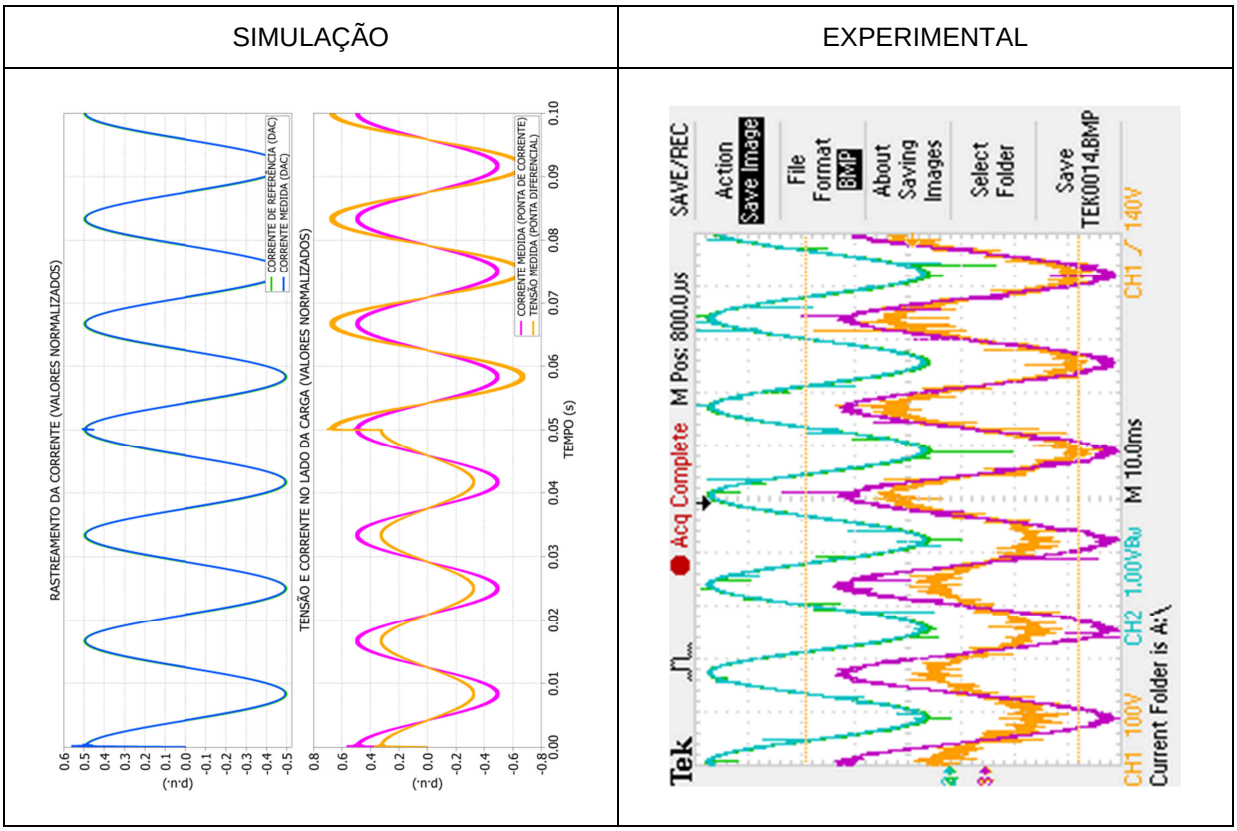

Figura 4-20. Resultados obtidos na simulação (à esquerda) e experimental (à direita). Verificação do comportamento da malha de corrente para degrau de carga.

Verifica-se que a malha de controle mantém o rastreamento da corrente, mesmo para alteração na carga conectada à saída do filtro. A malha de pré-alimentação da perturbação opera em conjunto com o controle proporcional (em malha fechada) compensando o aumento da resistência de carga com o aumento da tensão de saída do conversor de potência.

Neste teste, verifica-se o comportamento do sistema ao aumentar excessivamente o ganho do controlador realimentado. Deste modo, aplica-se uma transição na amplitude da corrente de referência de 0 para $0{,}5\ p.u.$ Adota-se o ganho proporcional $k_p = 12{,}064\ p.u.$ verificando-se a ocorrência de oscilações sustentadas na operação do conversor de potência, devido ao aumento do ganho proporcional acima do limite máximos (MARTINZ et al., 2010), (MIRANDA; KOMATSU, 2011) comprometendo-se o desempenho do rastreamento da corrente.

Em (MARTINZ et al., 2010), estabelece o limite máximo para o ganho proporcional dado por:

$$K_{P\,max} = 4 \cdot f_S \cdot L_S = 4 \cdot 19200 \cdot 0{,}005 = \\ = 384\ \Omega\ (7{,}68\ p.u.) \tag{4.12}$$

Considerando-se a frequência de cruzamento desejada para o sistema em malha fechada igual a um terço da frequência de chaveamento ($n_F = 3$), em (MIRANDA; KOMATSU, 2011) o limite máximo para o ganho proporcional é determinado por:

$$k_{p\,max} = \frac{p \cdot X_{L\,(p.u.)}}{n_F} = \frac{320 \cdot 0{,}0754}{3} = 8{,}043\ p.u. \qquad (4.13)$$

Os resultados são apresentados na figura 4-21, utilizando-se as mesmas configurações das pontas de prova dos itens anteriores.

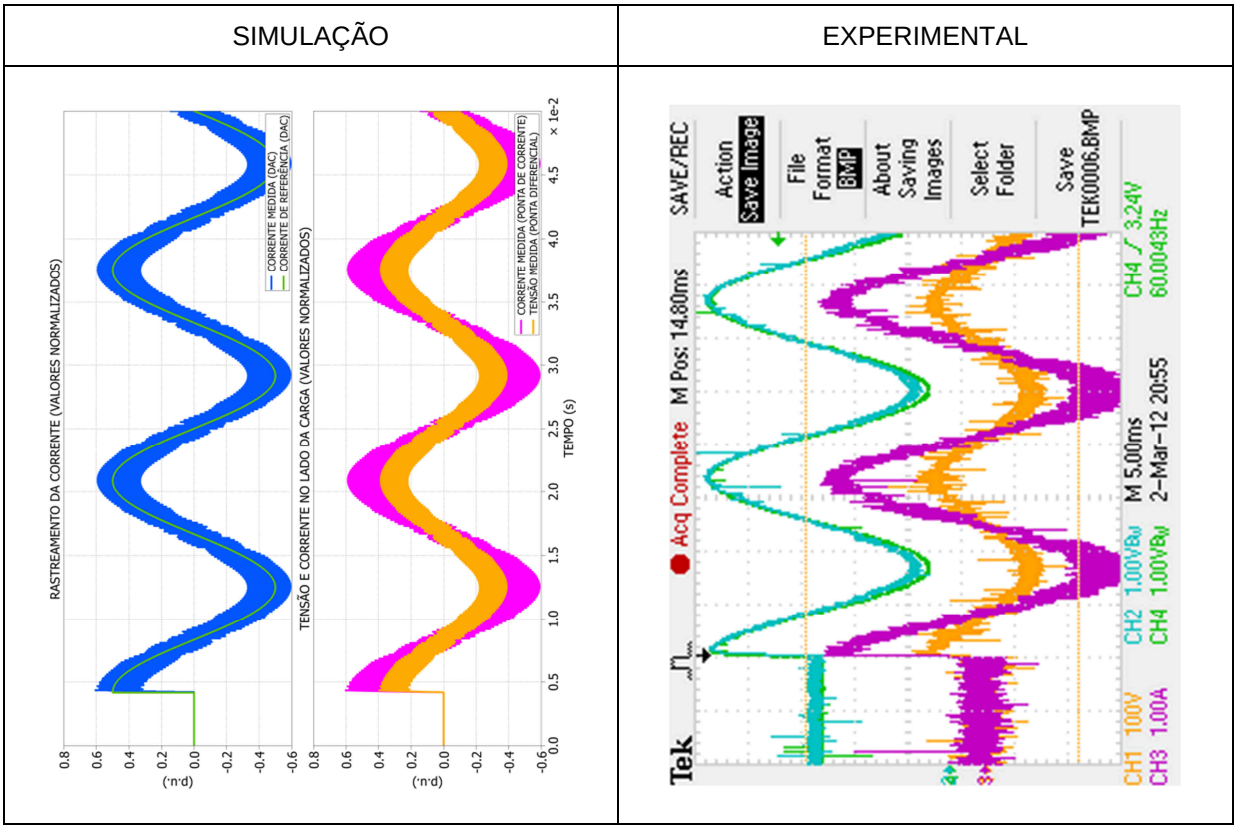

Figura 4-21. Resultados obtidos na simulação (à esquerda) e experimental (à direita)
Oscilações sustentadas devido ao aumento do ganho acima do limite.

Constata-se que o emprego do controlador proporcional com cancelamento da perturbação apresenta bom resultados para o rastreamento da corrente. No entanto este desempenho é alcançado às custas da elevação do ganho do controlador, o que em contrapartida pode apresentar transitórios para o sistema em malha fechada.

Verifica-se que embora o erro de regime seja minimizado com o aumento do ganho proporcional, este erro não pode ser totalmente eliminado apenas empregando este tipo de controlador.

Na tabela 4-5 abaixo, são calculados os parâmetros de projeto para os ganhos adotados para o controlador, e na figura 4-22, a resposta em frequência é esboçada para estes mesmos valores de ganho, utilizando-se a metodologia de determinação dos ganhos, analisada no capítulo 3.

Tabela 4-5. Indicadores de desempenho e estabilidade da malha de controle em função do ganho proporcional adotado

Ganho proporcional (k_p):	$4{,}8256\ p.u.$	$6{,}032\ p.u.$	$12{,}064\ p.u.$
Margem de ganho (GM)	$8{,}22\ dB$	$6{,}35\ dB$	$-2{,}58\ dB$
Margem de fase (PM)	$62{,}3°$	$49{,}7°$	$-10{,}4°$
Erro em regime ($\omega = \omega_0$)	$0{,}06e^{-j\cdot 2{,}78°}\ p.u.$	$0{,}048e^{-j\cdot 1{,}17°}\ p.u.$	$-$
Pico de ressonância (M_p)	$1{,}057\ p.u.$	$1{,}227\ p.u.$	$-$
Frequência de ressonância (h_p)	$42{,}32p.u.$	$57{,}14p.u.$	$-$
Frequência de corte (h_c)	$64\ p.u.$	$80\ p.u.$	$160\ p.u.$

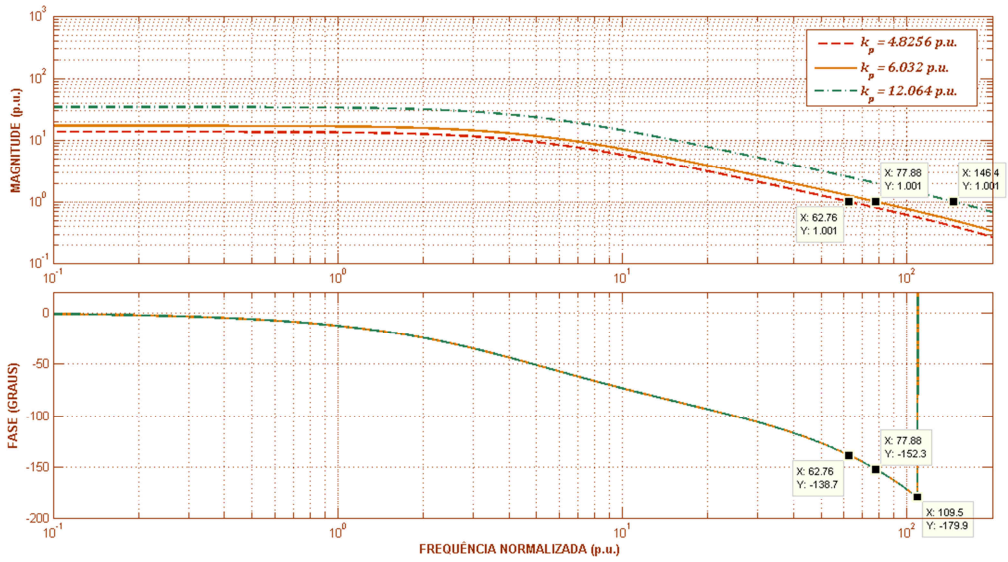

Figura 4-22. Comportamento da planta normalizada para diferentes valores de ganho proporcional.

4.4.2. *Implementação do modelo da planta inversa:*

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação e experimentais para a implementação da malha de corrente com utilização do controlador proporcional com o modelo da planta inversa, com as demais pré-alimentações. Para verificar a efetividade do controle proposto, trabalha-se com valores reduzidos para o ganho proporcional nos resultados seguintes, sendo esta uma das principais vantagens da estrutura de controle proposta.

Tabela 4-6. Parâmetros de simulação e experimentais para a seção 4.4.2

parâmetros:	***valores nominais:***	***valores normalizados:***
Tensão do suprimento CC ($V_D = V_{PK}$)	$250\ V$	$1{,}0\ p.u.$
Corrente normalizada (I_{PK})	$5{,}0\ A$	$1{,}0\ p.u.$
Reatância do indutor (X_L)	$3{,}77\Omega$	$0{,}0754\ p.u.$
Resistência de perdas do indutor (r_L)	$0{,}1\Omega$	$0{,}002\ p.u.$
Resistência de carga 1	33Ω	$0{,}66\ p.u.$
Resistência de carga 2	$67{,}5\Omega$	$1{,}35\ p.u.$
Frequência de modulação (f_S)	$12{,}0\ kHz$	$200\ p.u.$
Frequência nominal (f_0)	$60\ Hz$	$1{,}0\ p.u.$

Tabela 4-7. Parâmetros adotados no modelamento de $F(s) \cdot G_m^{-1}(s)$:

Parâmetros:	***valores normalizados:***
Frequência de corte do filtro (ω_n)	$250\ p.u.$
Fator de amortecimento do filtro (ξ)	0,7
Indutância modelada ($L_{S\ (p.u.)}$)	$0{,}0002\ p.u.$
Resistência modelada de perdas ($r_{L\ (p.u.)}$)	$0{,}002\ p.u.$
Período de amostragem (T_a)	$400\ p.u.$

Tabela 4-8. Coeficientes obtidos no processo de discretização para a obtenção de $F(z^{-1}) \cdot G_m^{-1}(z^{-1})$:

Coeficientes:	***valores normalizados (p.u.):***
b_0	4,868190
b_1	0,002028
b_2	$-4{,}866162$
a_1	0,750983
a_2	0,277007

Aplica-se uma transição na amplitude da corrente de referência de 0 para 0,5 $p.u.$ para o controlador com o ganho proporcional baixo em $k_p = 0{,}552\ p.u.$, adotando-se a mesma configuração das pontas de prova da seção 4.4.1.

Os resultados apresentados da figura 4-23 até a figura 4-26 são obtidos a partir da adição passo-a-passo das pré-alimentações estudadas, mantendo-se o ganho do controlador fixo. Na figura 4-27, verifica-se que com o aumento do valor ganho proporcional para $k_p = 4{,}855\ p.u.$ atinge-se o rastreamento da corrente com erro em regime praticamente nulo sem a adoção da malha de compensação do tempo-morto, no entanto com resposta transitória menos amortecida.

Este processo é similar ao adotado na etapa de simulação, na seção 4.1.3. Verifica-se, desta forma o impacto das realimentações acrescentadas sobre o desempenho do rastreamento para a malha de controle da corrente, confirmando-se a efetividade da estrutura de controlador proposta. A vantagem da aplicação da pré-alimentação do modelo inverso da planta é a possibilidade de se obter controladores com elevado desempenho de rastreamento, porém com comportamento transitório controlado uma vez que não há a necessidade de se elevar excessivamente o(s) ganho(s) do controlador da malha de realimentação.

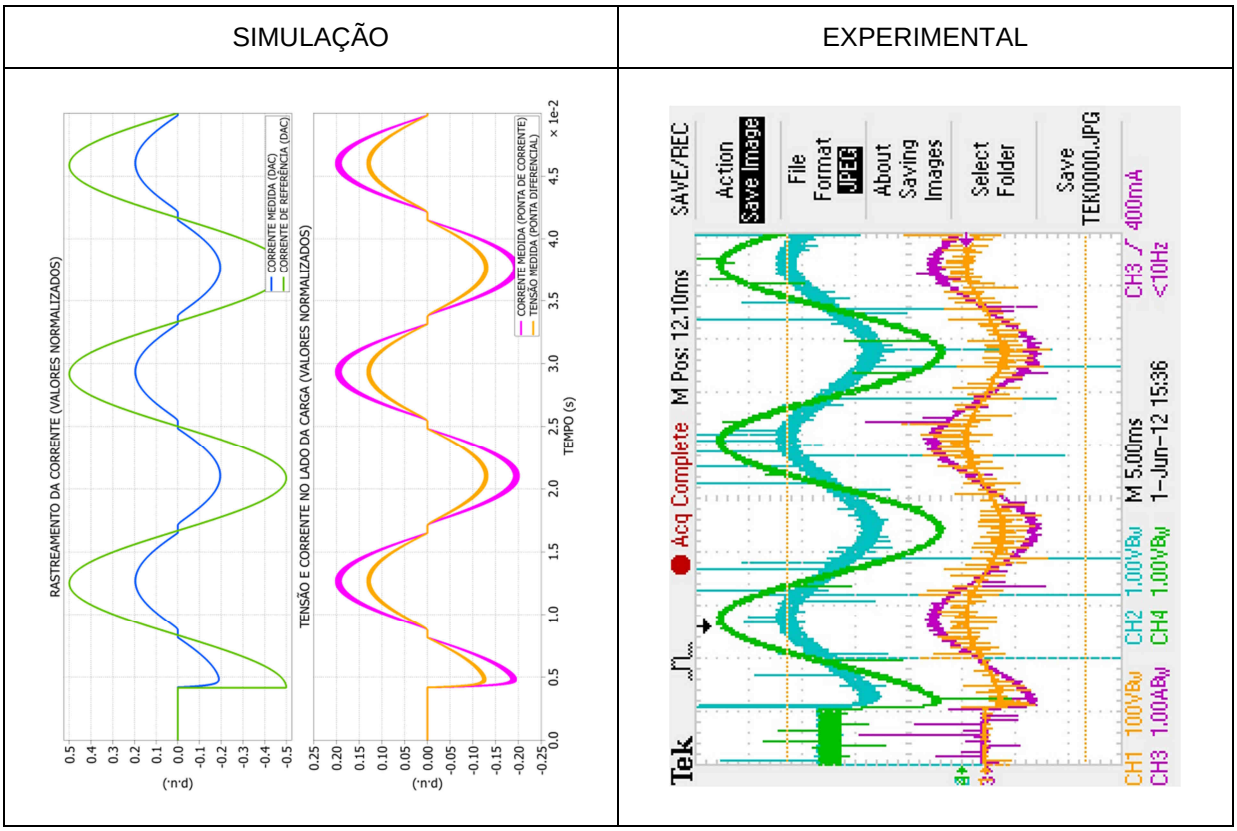

Figura 4-23. Resultados obtidos na simulação (à esquerda) e experimental (à direita);
Malha de corrente com controlador proporcional puro (sem pré-alimentações).

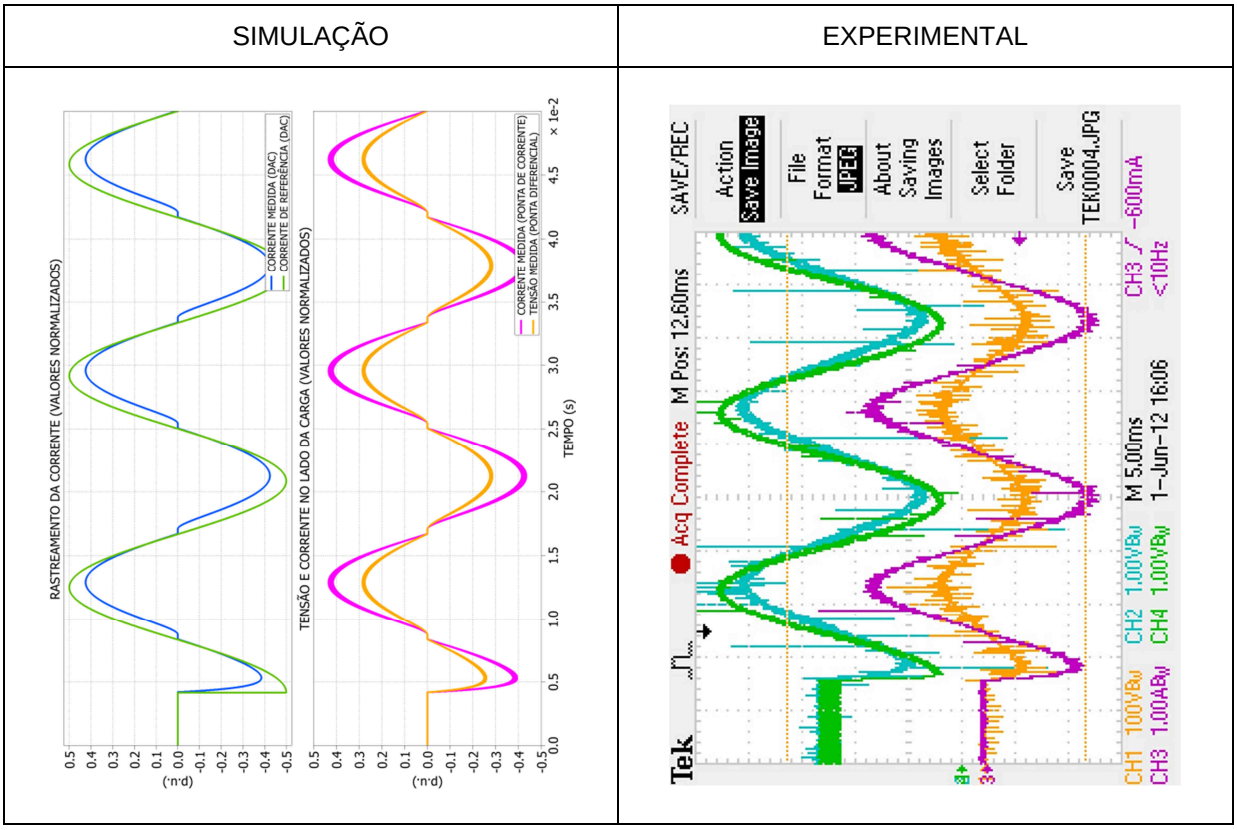

Figura 4-24. Resultados obtidos na simulação (à esquerda) e experimental (à direita)
Adição da pré-alimentação da tensão na carga (perturbação).

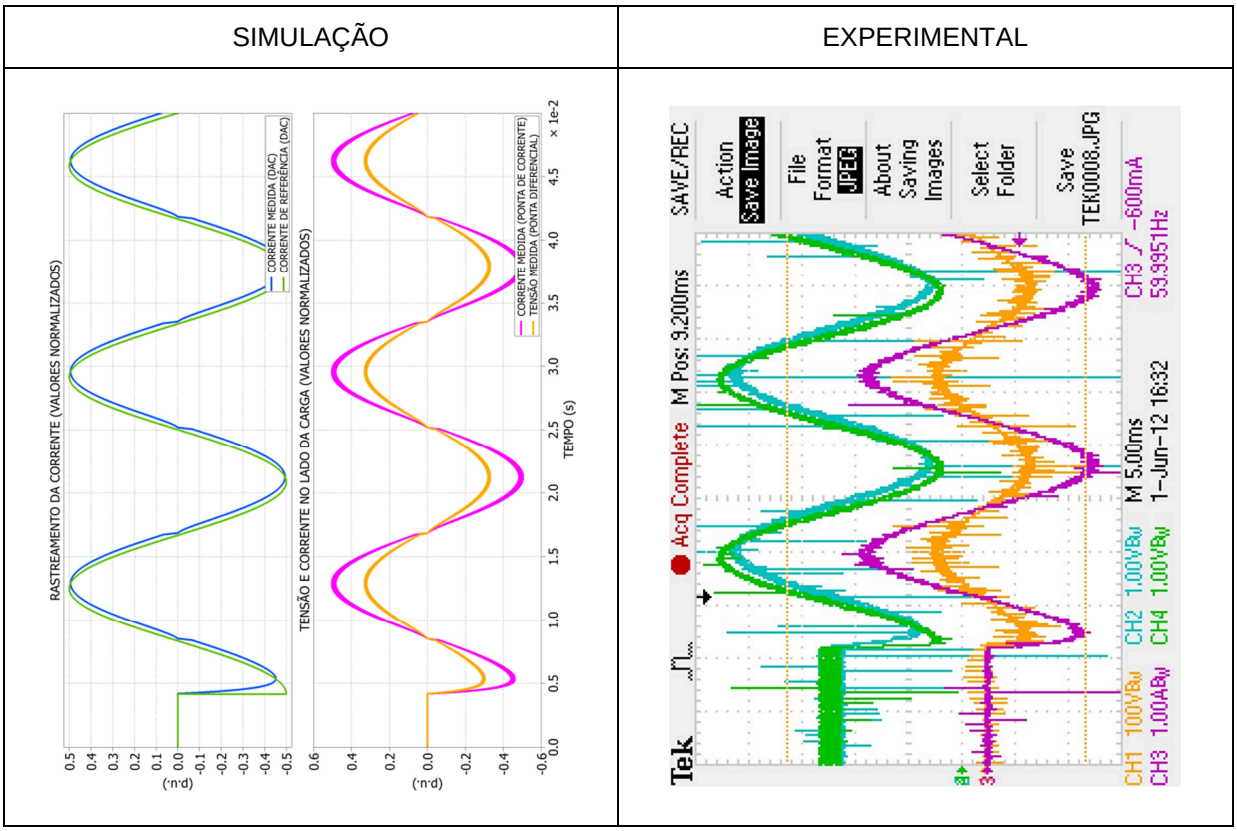

Figura 4-25. Resultados obtidos na simulação (à esquerda) e experimental (à direita); Implementação da compensação do tempo-morto.

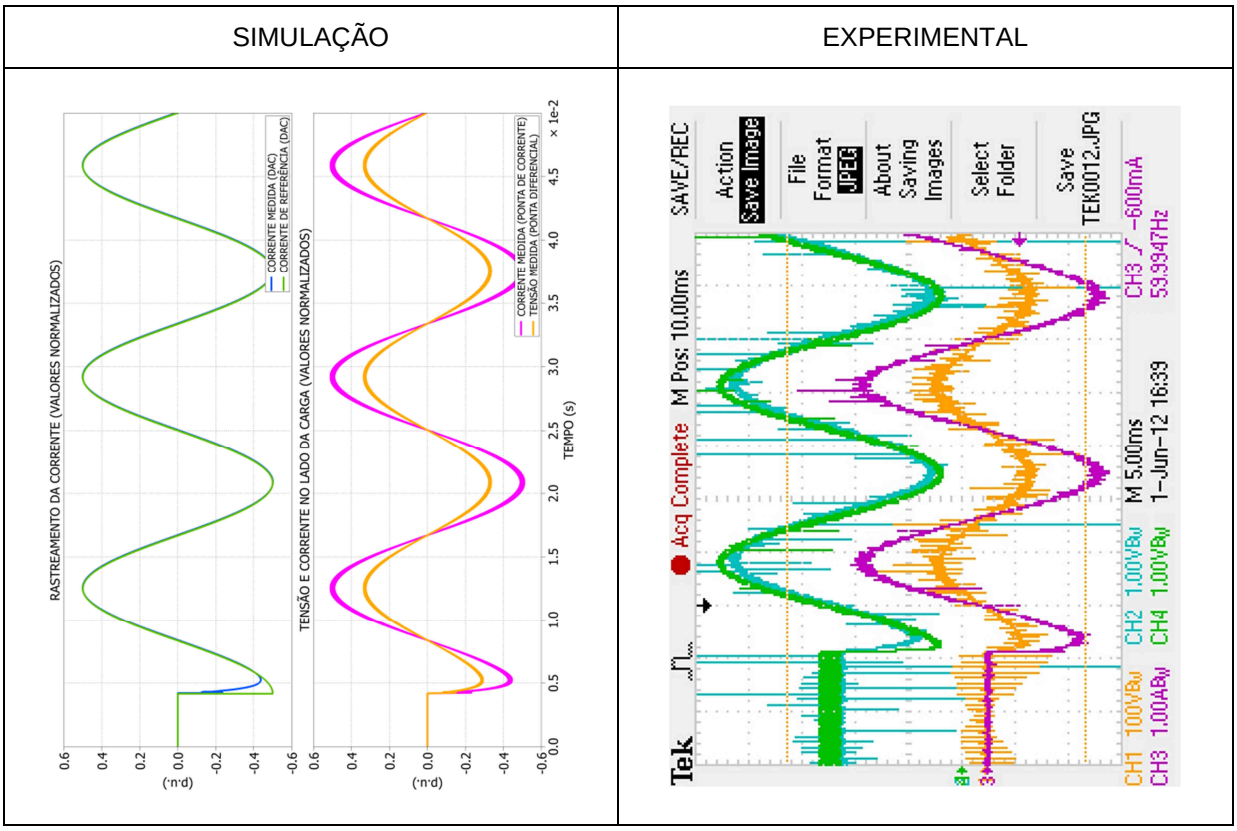

Figura 4-26. Resultados obtidos na simulação (à esquerda) e experimental (à direita); Implementação do modelo inverso da planta.

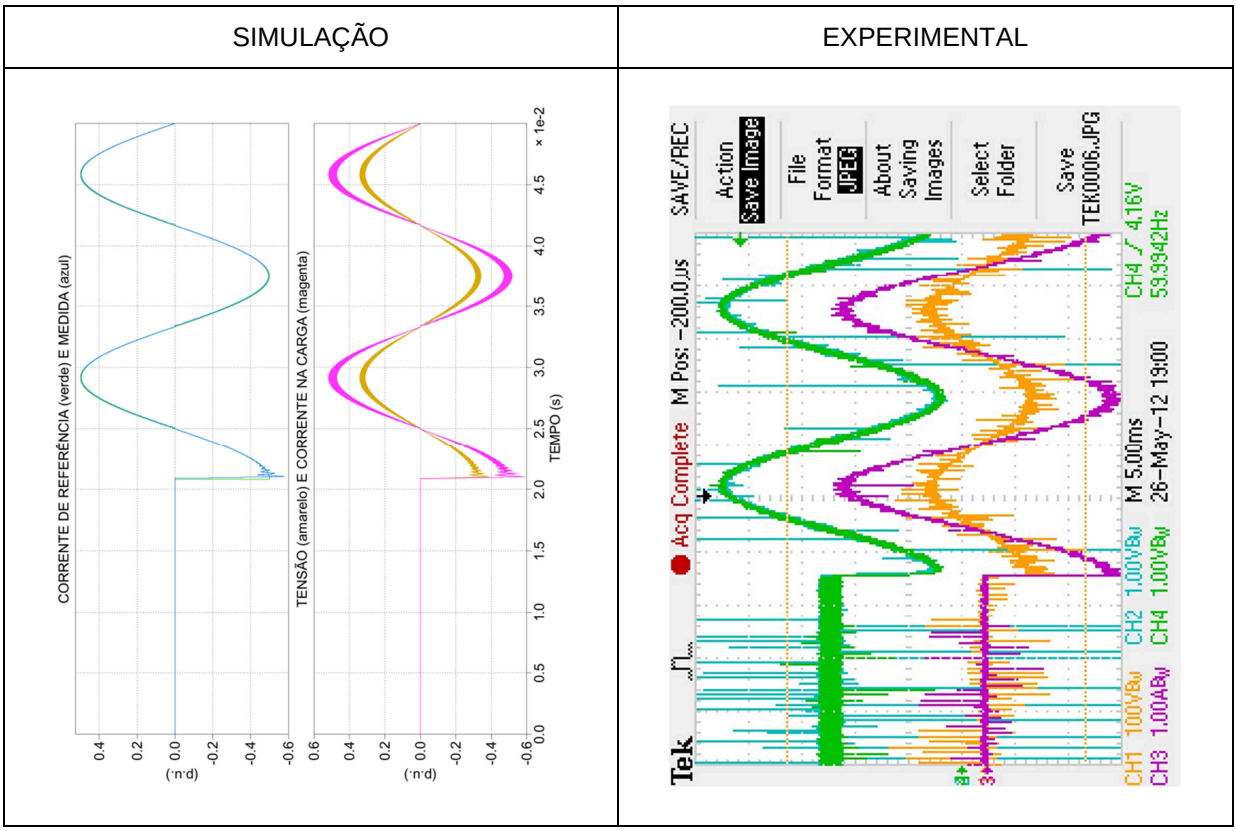

Figura 4-27. Resultados obtidos na simulação (à esquerda) e experimental (à direita); Implementação do modelo inverso da planta (com aumento do ganho proporcional).

Alimenta-se uma carga com características indutivas, com valor de impedância normalizada de $0{,}6 + j0{,}15\ p.u.$ e referência de corrente com amplitude de $0.5\ p.u.$ Na figura 4-28, verifica-se que o desempenho do rastreamento da corrente fica comprometido para a alimentação deste tipo de cargas, de maneira que na implementação da malha de rastreamento com todas as pré-alimentações ainda há a necessidade de aumento no valor do ganho proporcional para $k_p = 6{,}032\ p.u.$ Nestas condições, o sistema apresenta erro em regime de $0{,}072e^{-j\cdot 8{,}11°}\ p.u.$ ao rastrear uma corrente de referência de $1{,}0e^{-j\cdot 0°}\ p.u.$

O desempenho do rastreamento da corrente é afetado pelas altas frequências presentes na tensão de saída do filtro, devido à presença do indutor da carga R-L, prejudicando-se o processo de amostragem desta tensão, o que provoca a redução significativa no desempenho da malha de cancelamento da perturbação.

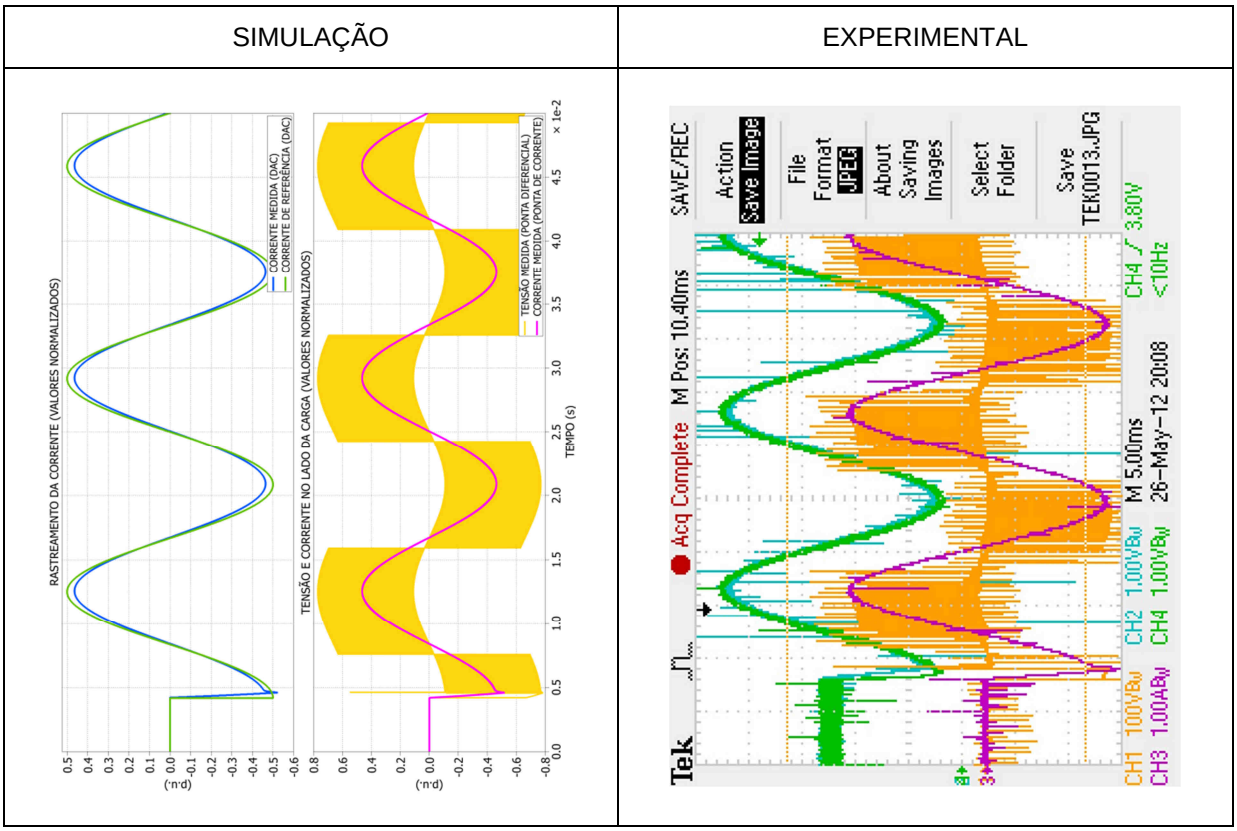

Figura 4-28. Resultados obtidos na simulação (à esquerda) e experimental (à direita); Operação da malha de rastreamento para alimentação de cargas indutivas.

Na figura 4-29, testa-se o desempenho do rastreamento da corrente para uma aplicação do conversor de potência conectado a rede elétrica através de um variador de tensão e de um transformador isolador. Implementa-se a malha de rastreamento com todas as pré-alimentações e adota-se ganho proporcional de $k_p = 3{,}552\ p.u.$, de modo a minimizar o erro em regime, com comportamento transitório aceitável, ou seja, com limitação do sobressinal durante as mudanças bruscas na corrente de referência. Impõe-se uma corrente em fase com a tensão da rede, sendo que as amplitudes da corrente de referência e da tensão da rede são iguais a $0{,}6\ p.u.$

Nestas condições, o sistema apresenta erro em regime de $0{,}047e^{-j\cdot 5{,}62^\circ}\ p.u.$ ao rastrear uma corrente de referência de $1{,}0e^{-j\cdot 0^\circ}\ p.u.$, de maneira que os resultados apresentados para o desempenho do rastreamento da corrente são satisfatórios.

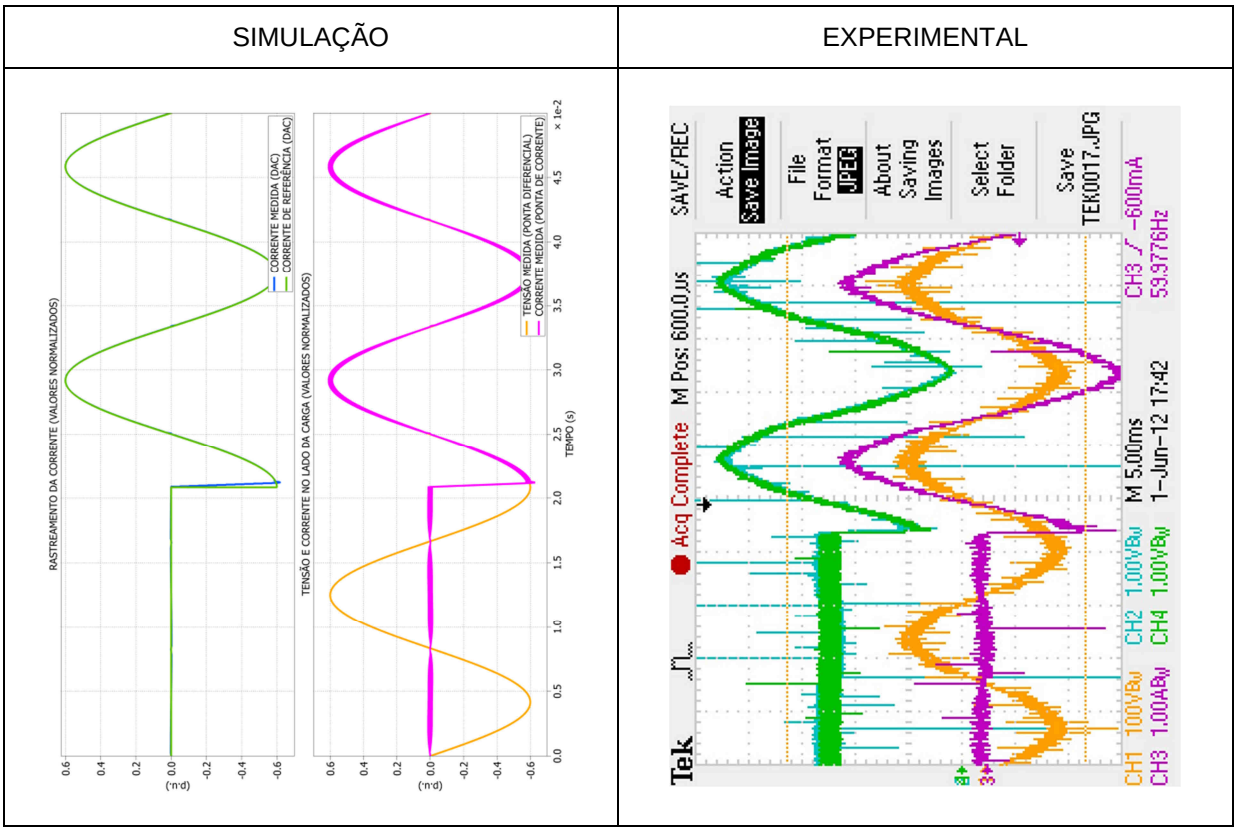

Figura 4-29. Resultados obtidos na simulação (à esquerda) e experimental (à direita);
Operação da malha de rastreamento para o conversor conectado a uma fonte independente.

4.4.3. *Considerações finais:*

Com esta seção finaliza-se a verificação do desempenho da estrutura de controle proposta, através da comparação entre os resultados experimentais e de simulação para diferentes configurações das pré-alimentações e para algumas modalidades de carga.

Foram investigados os efeitos de cada solução proposta sobre o desempenho do rastreamento da corrente, apresentando-se as suas principais características e limitações.

Entre as demais estratégias de pré-alimentações empregadas, destaca-se a implementação da malha de cancelamento dos efeitos do tempo morto sobre o rastreamento da corrente, utilizando-se a polaridade da corrente de referência para a compensação da tensão de erro.

Verificou-se a validade das estratégia de controle proposta, que consiste em obter uma pré-alimentação da tensão de referência do conversor através do modelo inverso da planta, atingindo-se o objetivo da redução do erro em regime, aperfeiçoando o desempenho de rastreamento da corrente do indutor para o conversor de potência.

Capítulo 5:

Discussão e considerações finais

Neste capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

5.1. Conclusões do trabalho

Este trabalho propôs uma estrutura de controle, com base no tese de doutorado de (BUEHNER, 2010), que utiliza um modelo que inverte a dinâmica da planta a ser controlada, de maneira a prover a pré-alimentação do sinal de referência ao atuador presente no processo.

Deste modo, esta estratégia é adaptada para o controle de um conversor de potência monofásico, modulado por largura de pulso (PWM), obtendo-se bons resultados para o rastreamento da corrente do indutor de filtro conectado à saída deste conversor de potência.

No trabalho, além da implementação da pré-alimentação através do modelo inverso da planta, são apresentados duas estruturas de controle por pré-alimentação, responsáveis respectivamente pelo cancelamento da perturbação gerada pela tensão na saída do filtro indutivo e pelo cancelamento do erro de tensão gerado pelo tempo morto (empregado para proteção dos interruptores do conversor de potência).

A compensação da perturbação é implementada pela medição através de um transdutor de tensão, com posterior amostragem deste sinal através das entradas A/D do controlador digital. Por outro lado, a compensação do erro de tensão gerado pelo tempo morto é realizada através da detecção da polaridade da corrente no indutor, no entanto, propõe-se a malha de compensação empregando-se a polaridade da corrente de referência do conversor.

Com o intuito de assegurar o desempenho de rastreamento da corrente, face às variações de parâmetros do processo e as imperfeições existentes no modelamento da planta real, emprega-se a estrutura de controle proporcional, realimentado, assegurando a robustez da estrutura de controle, por tratar-se um controlador em malha fechada, com estrutura muito simples, facilitando o processo de ajuste da malha de controle. No capítulo 3, são apresentadas algumas ferramentas para determinação dos valores máximos e mínimos do ganho do sistema em malha aberta, de maneira a assegurar a operação do sistema em malha fechada, respeitando-se os critérios de estabilidade e desempenho. Deste modo, o ganho do controlador proporcional pode ser facilmente determinado com o uso desta ferramenta.

No capítulo 4, o emprego da estrutura de controle proposta foi devidamente validada, com embasamento teórico e através dos resultados de simulação e experimentalmente obtidos. Neste capítulo, a influência de cada uma das pré-alimentações foi devidamente investigada através de simulações computacionais e posteriormente confirmadas por meio de um arranjo experimental, facilitando-se a compreensão das funções de cada uma das pré-alimentações implementadas. Foram verificadas as limitações existentes para a estrutura de controle, principalmente no emprego de cargas fortemente indutivas.

Entre as vantagens apresentadas pela estrutura proposta, destacam-se a versatilidade da estrutura proposta com base na estrutura de controle proporcional (em malha fechada) e em ferramentas com baixo nível de complexidade (teoria de filtros e estruturas de controle por pré-alimentação) e a minimização dos erros de rastreamento da corrente. Adicionalmente, cita-se a limitação do comportamento transitório do sistema, uma vez que a implementação de modelo inverso da planta dispensa a adoção de ganhos elevados no controlador em malha fechada (controle proporcional);

5.2. Sugestões para trabalhos futuros

Embora utilize ferramentas de controle bastante conhecidas, a abordagem apresentada neste trabalho ainda é pouco explorada, uma vez que o tese de doutorado que originou a proposta de controle apresentada (BUEHNER, 2010) foi submetida à avaliação há apenas dois anos. Portanto, por tratar-se de uma estrutura de controle recentemente explorada, há diversas linhas a serem exploradas futuramente.

Uma primeira linha de pesquisa seria a investigação da possibilidade de extensão da estrutura de controle proposta para o controle da malha de tensão, principalmente para o controle multi-malha apresentado no capítulo 2 deste trabalho. Assim como este trabalho originou um modelo inverso da planta, com base na dinâmica do indutor para o controle da corrente, será que existe dualidade, ou seja, há um modelo interno do capacitor para o controle da tensão?

Outra possibilidade de pesquisa seria a extensão da estrutura de controle proposta para o controle da malha de corrente nas aplicações de conversores trifásicos sem neutro, ou seja, com interação ou acoplamento as entre fases. Como seria o desempenho deste sistema para cargas ou tensões de linha desequilibradas?

Outro tópico que não foi aprofundado neste trabalho, refere-se à análise de robustez quanto à variação dos parâmetros da planta, e do filtro em cascata utilizado para obtenção do

modelo inverso da planta, embora (BUEHNER, 2010) afirme em seu trabalho que esta estrutura apresenta níveis aceitáveis de robustez quanto à variação paramétrica.

Outras possibilidades de pesquisa interessantes seriam a investigação do comportamento desta estrutura de controle com a adoção de outros tipos de controladores na malha de realimentação, a inclusão do modelo de impedância de carga ao modelo interno para aumento da robustez face às variações da carga na saída do conversor de potência e o comportamento da metodologia proposta na alimentação de cargas não lineares.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABDEL-RAHIM, N.M.; QUAICOE, J.E. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics,** Piscataway, v.11, n.4, p.532-541, July 1996. doi: 10.1109/63.506118.

AHMED, S. et al. J. Small-signal model of a voltage source inverter (VSI) considering the dead-time effect and space vector modulation types. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 26. Long Beach, 2011. **APEC 2011**. Piscataway: IEEE, 2011, p.685-690. doi: 10.1109/APEC.2011.5744670.

ASTROM, K.J.; MURRAY, R,M. **Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers**. 1st ed. Princeton, Princeton University Press, 2008. 424p. ISBN 9780691135762.

BECHHOEFER, J. Feedback for physicists: A tutorial essay on control. **Reviews of Modern Physics**, Ridge, v.77, n.3, p.783-836, July 2005. doi: 10.1103/RevModPhys.77.783.

BOJOI, R.I. et al. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. **IEEE Transactions on Power Electronics,** Piscataway, v.20, n.6, p.1402-1412, Nov. 2005. doi: 10.1109/TPEL.2005.857558.

BOJOI, R.; LIMONGI, L.R.; ROIU, D.; TENCONI, A. Frequency-domain analysis of resonant current controllers for active power conditioners. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY ANNUAL CONFERENCE, 34, Orlando, 2008. **CONFERENCE RECORD,** Piscataway: IEEE, 2008, v.1, p.3141-3148. doi: 10.1109/IECON.2008.4758463.

BOJOI, R.I.; LIMONGI, L.R.; ROIU, D.; TENCONI, A. Enhanced Power Quality Control Strategy for Single-Phase Inverters in Distributed Generation Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics,** Piscataway, v.26, n.3, p.798-806, Mar. 2011. doi: 10.1109/TPEL.2010.2103572.

BOWES, S.R.; MOUNT, M.J. Microprocessor control of PWM inverters. **IEE Proceedings B: Electric Power Applications**, London v.128, n.6, p.293-305, Nov. 1981. doi: 10.1049/ip-b:19810053.

BRADSHAW, J.B.B.; MADAWALA, U.; PATEL, N. Techniques for Conditioning Bit-Stream Signals for Single-Phase Power Electronics Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics,** Piscataway, v.27, n.3, p.1414-1423, Mar. 2012. doi: 10.1109/TPEL.2010.2090901.

BUEHNER, M.R. **Perfect tracking for non-minimum phase systems with applications to biofuels from microalgae**. 2010. 258p. Dissertation (Doctor of Philosophy) - Department of Electrical and Computer Engineering, Colorado State University, Fort Collins, 2010. Disponível em*:* http://digitool.library.colostate.edu///exlibris/dtl/d3_1/apache_media/L2V4bGlicmlzL2R0bC9kM18xL2FwYWNoZV9tZWRpYS84ODY0Ng==.pdf. Acesso em 03 junho 2012.

BURGOS, R.P.; WIECHMANN, E.P.; HOLTZ, J. Complex state-space modeling and nonlinear control of active front-end converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.52, n.2, p.363-377, April 2005. doi: 10.1109/TIE.2005.843919.

BUSO, S.; FASOLO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. A dead-beat adaptive hysteresis current control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.36, n.4, p. 1174 - 1180, July/Aug. 2000. doi: 10.1109/28.855976.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. 1st ed. San Rafael: Morgan & Claypool, 2006, 151p. ISBN 978-1598291124.

BUSO, S.; SPIAZZI, G. Digital control of power electronics (Short Course). In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 10. Bonito, 2009. **COBEP 2009**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2009.

CHEN, C.-T. **Linear System Theory and Design**. 3rd ed. New York, Oxford University Press, 1999. 334p. ISBN 0195117778.

CHEN, L.; PENG, F.Z. Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters**. IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.23, n.2, p. 574-580, Mar. 2008. doi: 10.1109/TPEL.2007.915766.

DANNEHL, J. et al. Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters. **IEEE**

Transactions on Industry Applications, Piscataway, v.46, n.4, p. 1509-1517, July/Aug. 2010. doi: 10.1109/TIA.2010.2049974.

DEMIRKUTLU, E.; HAVA, A.M. A Scalar Resonant-Filter-Bank-Based Output-Voltage Control Method and a Scalar Minimum-Switching-Loss Discontinuous PWM Method for the Four-Leg-Inverter-Based Three-Phase Four-Wire Power Supply. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.45, n.3, p. 982-991, May/June 2009. doi: 10.1109/TIA.2009.2018980.

DENG, H.; ORUGANTI, R.; SRINIVASAN, D. Analysis and Design of Iterative Learning Control Strategies for UPS Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.54, n.3, p. 1739-1751, June 2007. doi: 10.1109/TIE.2007.894701.

DORF, R.C.; BISHOP, R.H. **Modern Control Systems**. 12th ed. New York, Prentice Hall, 2010, 1104p. ISBN 0136024580.

DOYLE, J.; FRANCIS, B.; TANNENBAUM, A. **Feedback Control Theory**. 1st ed. New York, Macmillan Publishing Co., 1990, 240p. ISBN 0023300116.

EMADI, A.; NASIRI, A.; BEKIAROV, S.B. **Uninterruptible Power Supplies and Active Filters**. 1st ed. Boca Raton, CRC Press, 2004, 296p. ISBN 0849330351.

ERICKSON, R.W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**, 2nd ed. New York, Springer, 2001, 912p. ISBN 0792372700.

FADALI, M.S.; VISIOLI, A. **Digital Control Engineering: Analysis and Design**. 1st ed. Walthan, Academic Press, 2009, 552p. ISBN 0123744989.

FRANCIS, B.A.; WONHAM, W.M. The internal model principle of control theory. **Automatica**, Amsterdam, v.12 n.5, p. 457-465, Sept. 1976. doi: 10.1016/0005-1098(76)90006-6.

FUKUDA, S.; IMAMURA, R. Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.52, n.2, p. 420-426, Apr. 2005. doi: 10.1109/TIE.2005.843914.

FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.37, n.3, p. 888-895, May/June 2001. doi: 10.1109/28.924772.

GABE, I.J. **Contribuição ao controle de inversores PWM alimentados em tensão conectados à rede através de filtro-LCL**. 2008. 114f + apêndices. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008. Disponível em*:* *h*ttp://www.dominiopublico.gov.br/pesquisa/DetalheObraForm.do?select_action=&co_obra=95361. Acesso em 03 Junho 2012.

GABE, I.J.; MONTAGNER, V.F.; PINHEIRO, H. Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.24, n.6, p.1444-1456, June 2009. doi: 10.1109/TPEL.2009.2016097.

GAO, J.; ZHENG, T.Q.; LIN, F. Improved Deadbeat Current Controller with a Repetitive-Control-Based Observer for PWM Rectifiers. **Journal of Power Electronics**, Piscataway, v.11, n.1, p.64-73, Jan. 2011.

GIARETTA, A.R. **Análise de Propostas de Estratégias de Controle para Algumas Topologias de Multiconversores Monofásicos**. 2009. 99f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009. Disponível em*:* http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-26032009-172100/pt-br.php. Acesso em 03 junho 2012.

GRUNDLING, H.A.; CARATI, E.G.; PINHEIRO, J.R. A robust model reference adaptive controller for UPS applications. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY ANNUAL CONFERENCE, 23, New Orleans, 1997, **CONFERENCE RECORD**, Piscataway: IEEE, 1997, v.2, p.901-905. doi: 10.1109/IECON.1997.672109.

HANSELMANN, H. Implementation of digital controllers - A survey. **Automatica**, Amsterdam, v.23 n.1, p. 7-32, Jan. 1987. doi: 10.1016/0005-1098(87)90115-4.

HOLMES, D.G.; LIPO, T.A.; MCGRATH, B.P.; KONG, W.Y. Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators. **IEEE Transactions on Power**

Electronics, Piscataway, v.24, n.11, p.2417-2426, Nov. 2009. doi: 10.1109/TPEL.2009.2029548.

HOLMES, D.G.; LIPO, T.A. **Pulse Width Modulation For Power Converters – Principles and Practice**. 1st ed., Piscataway, IEEE Press, 2003, 724p. ISBN 0471208140.

HOUPIS, C.; LAMONT, G.B. **Digital Control Systems – Theory, Hardware, Software**. 2nd ed. Columbus, McGraw-Hill, 1991, 736p. ISBN 0070305005.

IBRAHIM, D. **Microcontroller Based Applied Digital Control**. 1st ed., New York, Wiley, 2006, 324p. ISBN 0470863358.

JEONG, S.G.; PARK, M.H. The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.38, n.2, p. 108-114, Apr. 1991. doi: 10.1109/41.88903.

KAILATH, T. **Linear Systems**. 1st ed. New York, Prentice Hall, 1980, 682p. ISBN 0135369614.

KASSAKIAN, J.G.; SCHLECHT, M.F.; VERGHESE, G.C. **Principles of Power Electronics**. 1st ed. New York, Prentice Hall, 1991, 740p. ISBN 0201096897.

KAWABATA, T.; MIYASHITA, T.; YAMAMOTO, Y. Dead beat control of three phase PWM inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.5, n.1, p.21-28, Jan. 1990. doi: 10.1109/63.45996.

KAWABATA, T.; MIYASHITA, T.; YAMAMOTO, Y. Digital control of three-phase PWM inverter with LC filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.6, n.1, p.62-72, Jan. 1991. doi: 10.1109/63.65004.

KAWAMURA, A.; CHUARAYAPRATIP, R.; HANEYOSHI, T. Deadbeat control of PWM inverter with modified pulse patterns for uninterruptible power supply. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.35, n.2, p.295-300, May 1988. doi: 10.1109/41.192662.

KAZMIERKOWSKI, M;P.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, F. **Control in Power Electronics: Selected Problems**. 1st ed. Walthan, Academic Press, 2002, 544p. ISBN 0124027725.

KAZMIERKOWSKI, M.P.; DZIENIAKOWSKI, M.A. Review of current regulation techniques for three-phase PWM inverters. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY ANNUAL CONFERENCE, 20, Bologna, 1994. **CONFERENCE RECORD,** Piscataway: IEEE, 1994, v.1, p.567-575. doi: 10.1109/IECON.1994.397839.

KAZMIERKOWSKI, M.P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.45, n.5, p.691-703, Oct. 1998. doi: 10.1109/41.720325.

KONG, W.Y.; HOLMES, D.G.; MCGRATH, B.P. Enhanced three phase ac stationary frame PI current regulators**.** In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, San Jose, 2009. **ECCE 2009**, Piscataway, IEEE, 2009, v.1, p.91-98, Sep. 2009. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316117.

KUKRER, O.; KOMURCUGIL, H. Deadbeat control method for single-phase UPS inverters with compensation of computation delay**. IEE Proceedings B: Electric Power Applications**, London v.146, n.1, p.123-128, Jan. 1999. doi: 10.1049/ip-epa:19990215.

LEE, T.S.; CHIANG, S.J.; CHANG, J.M. H∞ loop-shaping controller designs for the single-phase UPS inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.16, n.4, p.473-481, July 2001. doi: 10.1109/63.931050.

LEGGATE, D.; KERKMAN, R.J. Pulse-based dead-time compensator for PWM voltage inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.44, n.2, p.191-197, Apr. 1997. doi: 10.1109/41.564157.

LEI, Q.; PENG, F.Z.; YANG, S. Multiloop Control Method for High-Performance Microgrid Inverter Through Load Voltage and Current Decoupling With Only Output Voltage Feedback. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.26, n.3, p.953-960, Mar. 2011. doi: 10.1109/TPEL.2010.2096992.

LEVINE, W.S. **The Control Handbook**. 1st ed. Boca Raton, CRC Press, 1996, 1566p. ISBN 0849385709.

LIU, F.; MASWOOD, A.I. A Novel Variable Hysteresis Band Current Control of Three-Phase Three-Level Unity PF Rectifier With Constant Switching Frequency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.21, n.6, p.1727-1734, Nov. 2006. doi: 10.1109/TPEL.2006.882926.

LOH, P.C. et al. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.18, n.5, p.1176-1185, Sept. 2003. doi: 10.1109/TPEL.2003.816199.

LOH, P.C.; HOLMES, D.G. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.41, n.2, p.644-654, Mar./Apr. 2005. doi: 10.1109/TIA.2005.844860.

LUO, F.L.; YE, H.; RASHID, M.H. **Digital Power Electronics and Applications**. 1st ed. Walthan, Academic Press, 2005, 464p. ISBN 0120887576.

MAKSIMOVIC, D. et al. Modeling and simulation of power electronic converters. **Proceedings of the IEEE**, Piscataway, v.89, n.6, p.898-912, June 2001. doi: 10.1109/5.931486.

MALESANI, L.; MATTAVELLI, P.; TOMASIN, P. High-performance hysteresis modulation technique for active filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.12, n.5, p.876-884, Sept. 1997. doi: 10.1109/63.623006.

MAO, H. et al. A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.27, n.7, p.3330-3339, July 2012. doi: 10.1109/TPEL.2011.2181419.

MARTINZ, F.O. et al. Gain limits for current loop controllers of single and three-phase PWM converters. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Sapporo, 2010. **Proceedings...** Tokyo: The Institute of Electrical Engineers of Japan, 2010, p. 201-208. doi: 10.1109/IPEC.2010.5543860.

MARTINZ, F.O. **Estudo das Estratégias de Rastreamento da Corrente e da Tensão da Saída CA de um Conversor Tipo fonte de Tensão**. 2007. 136f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007. Disponível em*:* http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-08012008-142647/pt-br.php. Acesso em 03 junho 2012.

MARTINZ, F.O.; MATAKAS, L. Design criteria for current loop controllers — Continuous time analysis**.** In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 10., Bonito, 2009. **COBEP 2009**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2009. v.1. p.93-106. doi: 10.1109/COBEP.2009.5347687.

MATAKAS JR, L; BURLACU, C. MASADA, E. The Connection of Converters Instead of Semiconductor Power Device - A High Performance Solution for the MVA Range of Power Converters. **Journal of Circuits, Systems and Computers**, Hackensack, v.5,n.3, p.503-521, 1995. doi: 10.1142/S021812669500031X.

MATTAVELLI, P. An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.52, n.1, p.206-212, Feb. 2005. doi: 10.1109/TIE.2004.837912.

MATTAVELLI, P.; MARAFAO, F.P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.51, n.5, p.1018-1024, Oct. 2004. doi: 10.1109/TIE.2004.834961.

MCFARLANE, D.; GLOVER, K. A loop-shaping design procedure using H∞ synthesis. **IEEE Transactions on Automatic Control**, Piscataway, v.37, n.6, p.759-769, June 1992. doi: 10.1109/9.256330.

MENG, F. et al. Digital repetitive controller design for periodic disturbance attenuation in high performance inverters. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION AND AUTOMATION, Harbin, 2010. **ICIA 2010**. Piscataway: IEEE, 2010, p.1891-1895. doi: 10.1109/ICINFA.2010.5512022.

MICHELS, L. **Metodologia de projeto de fontes ininterruptas de energia monofásicas empregando controladores de ação repetitiva auxiliar no estágio de saída**. 2006. 114f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa

Maria, 2006. Disponível em*:* http://www.dominiopublico.gov.br/pesquisa/DetalheObraForm.do?select_action=&co_obra=85656. Acesso em 03 Junho 2012.

MIDDLEBROOK, R.D. Predicting modulator phase lag in PWM converter feedback loops. In: ADVANCES IN SWITCHED-MODE POWER CONVERSION, 8., Dallas, 1981. **POWERCON 8**. Dallas, v.1, p. 245-250, 1981.

MIRANDA, R.D.; KOMATSU, W. Tracking performance and transient response for current control of PWM power converters based on open-loop gain and phase limits**. .** In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 11., Natal, 2011. **COBEP 2011 - Anais**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2011. v.1. p.428-435. doi: 10.1109/COBEP.2011.6085311.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3rd ed. Hoboken, John Wiley & Sons, 2003, 802p. ISBN 0471226939.

MOUDGALYA, K.M. **Digital Control**. 1st ed. Chichester, John Wiley & Sons, 2007, 568p. ISBN 0470031438.

NISHIDA, K.; RUKONUZZMAN, M.; NAKAOKA, M. Advanced current control implementation with robust deadbeat algorithm for shunt single-phase voltage-source type active power filter**. IEE Proceedings B: Electric Power Applications**, London v.151, n.3, p.283-288, May 2004. doi: 10.1049/ip-epa:20040317.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 4th ed. Upper Saddle River, Prentice Hall, 2002, 964p. ISBN 0130609072.

OHNO, K. et al. A Practical Loop Shaping Design Procedure with Classical Control Criteria and Its Application to Hard Disk Drives, In: IFAC WORLD CONGRESS,17., Seoul, 2008. **Proceedings…** Laxenburg: International Federation of Automatic Control, 2008, p.2002-2007. doi: 10.3182/20080706-5-KR-1001.1673.

OKA, K. et al. Analysis and compensation method of voltage error by dead-time with five-leg inverter for two-AC motor independent drives. In: ENERGY CONVERSION CONGRESS

AND EXPOSITION, San Jose, 2009. **ECCE 2009**. Piscataway, IEEE, p.869-876. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316218.

PARK, S.; JAHNS, T.M. A novel dead-time elimination method using single-input enhanced phase-leg configuration. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 38., Salt Lake City, 2003. **Conference Record**. Piscataway, IEEE, v.3, p.2033-2040. doi: 10.1109/IAS.2003.1257846.

PENG, H. et al. Modeling of Quantization Effects in Digitally Controlled DC–DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.22, n.1, p.208-215, Jan. 2007. doi: 10.1109/TPEL.2006.886602.

PETERCHEV, A.V.; SANDERS, S.R. Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.18, n.1, p.301-308, Jan. 2003. doi: 10.1109/TPEL.2002.807092.

PHILLIPS, C.L.; NAGLE, H.T. **Digital Control System Analysis and Design**. 3rd ed., Upper Saddle River, Prentice Hall, 1994, 704p. ISBN 013309832X.

PIPELEERS, G.; DEMEULENAERE, B.; SWEVERS, J. **Optimal Linear Controller Design for Periodic Inputs**. 1st ed., New York, Springer, 2009, 164p. ISBN 9781848829749

RASHID, M.H. **Power Electronics Handbook**. 2nd ed. Walthan, Academic Press, 2006, 1192p. ISBN 0120884798.

RODRIGUES, A.J. **Estudo comparativo de estratégias de controle para inversores de fontes ininterruptas de energia**. 2010. 128f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011. Edição revisada. Disponível em: http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-20012011-102638/pt-br.php. Acesso em 03 junho 2012.

RYAN, M.J.; BRUMSICKLE, W.E.; LORENZ, R.D. Control topology options for single-phase UPS inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.33, n.2, p.493-501, Mar/Apr. 1997. doi: 10.1109/28.568015.

SALMON, J.; ZHANG, H. A hybrid current controller for a 1-phase PWM rectifier combining hysteresis and carrier-based schemes to achieve a zero current error and unipolar

PWM waveforms. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 35., Aachen, 2004. **PESC'04 Record**. Piscataway: IEEE, 2004, v.2, p.1239-1245. doi: 10.1109/PESC.2004.1355599.

SANDERS, S.R.; VERGHESE, G.C. Synthesis of averaged circuit models for switched power converters**.** . **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, Piscataway, v.38, n.8, p.905-915, Aug. 1991. doi: 10.1109/31.85632.

SATO, Y. et al**.** A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current**. IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.34, n.3, p.480-486, May/June 1998. doi: 10.1109/28.673717.

SEMIKRON INTERNATIONAL GMBH, **Application Manual Power Semiconductors**. Ilmenau, Isle, 2011, 464p. ISBN 9783938843666. Disponível em*:* http://www.semikron.com/download/assets/pdf/application_handbook/application_manual_complete.pdf. Acesso em 03 junho 2012.

SIPAHI, R.; NICULESCU, S.I.; ABDALLAH, W.M.; GU, K. Stability and Stabilization of Systems with Time Delay - Limitations and Opportunities**. IEEE Control Systems Magazine**, n.1, p.38-65, Feb. 2011. doi: 10.1109/MCS.2010.939135.

TRIPATHI, A.; SEN, P.C. Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters**. IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.39, n.1, p.63-73, Feb. 1992. doi: 10.1109/41.121913.

TZOU, Y.Y. et al. High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.12, n.4, p.715-725, July 1997. doi: 10.1109/63.602567.

VAN DE SYPE, D.M. et al. Small-signal Laplace-domain analysis of uniformly-sampled pulse-width modulators. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 35., Aachen, 2004. **PESC'04 Record**. Piscataway: IEEE, 2004, v.6, p.4292-4298. doi: 10.1109/PESC.2004.1354760.

VAN DE SYPE, D.M. et al. Small-Signal z -Domain Analysis of Digitally Controlled Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.21, n.2, p.470-478, Mar. 2006. doi: 10.1109/TPEL.2005.869758.

VERGHESE, G.C.; ELBULUK, M.E.; KASSAKIAN, J.G. A General Approach to Sampled-Data Modeling for Power Electronic Circuits. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.1, n.2, p.76-89, Apr. 1986. doi: 10.1109/TPEL.1986.4766286.

VORPÉRIAN, V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode. **IEEE Transactions on Aerospace and electronic Systems**, Piscataway, v.26, n.3, p.490-496, May 1990. doi: 10.1109/7.106127.

WALKER, G.R. Digitally-implemented naturally sampled PWM suitable for multilevel converter control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.18, n.6, p.1322-1329, Nov. 2003. doi: 10.1109/TPEL.2003.818831.

YAMADA, R.H. **Proposta de Malha de Controle de Corrente do Capacitor para Inversor de Tensão Senoidal para Unidade de Alimentação Ininterrupta Alimentando Cargas não Lineares**. 2010. 70p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2010.

YAO, Q.; HOLMES, D.G. A simple, novel method for variable-hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 28., Toronto, 1993. **Conference Record**. Piscataway: IEEE, v.2, p.1122-1129. doi: 10.1109/IAS.1993.299038.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-Sourced Converters in Power Systems**. 1st Ed., New York, John Wiley & Sons, 2010, 451p. ISBN 9780470521564.

YEPES, A.G. et al. On the discrete-time implementation of resonant controllers for active power filters. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY ANNUAL CONFERENCE, 35, Porto, 2009. **Conference Record**. Piscataway: IEEE, 2009, v.1, p.3686-3691. doi: 10.1109/IECON.2009.5415136.

YEPES, A.G. et al. Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.25, n.7, p.1692-1712, July 2010. doi: 10.1109/TPEL.2010.2041256.

ZMOOD, D.N. **A Systematic Development of Improved Linear Regulators for Sinusoidal Power Converters**. 2002. 276p. Thesis (Doctor of Philosophy) - Department of Electrical and Computer Systems Engineering, Monash University, Victoria, 2002.

ZMOOD, D.N.; HOLMES, D.G.; BODE, G.H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.37, n.2, p.601-610, Mar./Apr. 2001. doi: 10.1109/28.913727.