

ÁLVARO JORGE RODRIGUES

ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA
INVERSORES DE FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

São Paulo
2010

ÁLVARO JORGE RODRIGUES

ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA
INVERSORES DE FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

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

São Paulo
2010

ÁLVARO JORGE RODRIGUES

ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA
INVERSORES DE FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

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

Área de concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. WILSON KOMATSU

São Paulo
2010

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

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 dezembro de 2010.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Rodrigues, Álvaro Jorge

Estudo comparativo de estratégias de controle para inversores de fontes ininterruptas de energia / A.J. Rodrigues. -- ed.rev. -- São Paulo, 2010.

128 p.

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

1. Eletrônica de potência 2. Proteção de equipamentos elétricos 3. Fontes chaveadas I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t.

DEDICATÓRIA

À minha mãe,
meu pai (*in memoriam*) e
meu irmão André (*in memoriam*).

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Dr. Wilson Komatsu pela orientação.

Aos Professores Dr. Lourenço Matakas Junior, Dr. Walter Kaiser e Dr. Clóvis Goldemberg (*in memoriam*).

Aos colegas do LEP: Rubens, Maurício, Fernando, Thiago, Antonio e Marco.

À minha mãe, esposa, filhas e irmã.

Dizem que após ter sido condenado à morte pelo tribunal ateniense, Sócrates foi visitado no cárcere por seus discípulos, os quais o encontraram aprendendo uma melodia em sua flauta. “Por que te dás ao trabalho, mestre, se amanhã serás obrigado a beber a cicuta?”. E ele respondeu: “Para morrer sabendo interpretar essa canção”.

Vlady Kociancich reproduz em seu belo livro de ensaios “La Raza de los Nerviosos” (Seix Barral) (“A Raça dos Nervosos”), um poema que Jorge Luis Borges escreveu enquanto eles estudavam anglo-saxão:

Às vezes me pergunto que razões me movem a estudar sem esperança de precisão, enquanto minha noite avança, a língua dos ásperos saxões. Gasta pelos anos a memória deixa cair a em vão repetida palavra e é assim que a minha vida tece e destece sua cansada história. Será (me digo então) que de um modo secreto e suficiente a alma sabe que é imortal e que seu vasto e grave círculo abarca tudo e pode tudo. Mais além deste afã e deste verso aguarda-me inesgotável o universo.

Rosa Monteiro, escritora espanhola “Diário de los Andes”, Mendoza, Argentina, 11 de fevereiro de 2007.

Tradução de Geraldo Florsheim.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo reunir, registrar, estudar e comparar as estratégias de controle utilizadas em inversores para fontes ininterruptas de energia, efetuado através de levantamento bibliográfico, englobando estratégias antigas (implementadas muitas vezes na forma analógica) e recentes (com implementação digital).

É realizada comparação dos desempenhos, determinados analiticamente por modelamento e/ou por simulação computacional, entre algumas estratégias de controle.

É apresentado um método para a implementação digital de um inversor monofásico para fontes ininterruptas de energia com transformador na saída. O método utilizado consiste de:

- Análise e modelagem dos controladores e planta, adotando-se critérios para o ajuste dos respectivos parâmetros;
- Simulação no modo de tempo contínuo;
- Roteiro da discretização para possibilitar implementação digital;
- Simulação em tempo discreto;
- Implementação em protótipo experimental.

O controle é realizado com uma estratégia de múltiplas malhas, usando três malhas: uma malha interna de corrente usando controlador proporcional com compensação *feedforward* da perturbação da tensão de saída no controle da corrente e uma malha externa de tensão com um controlador proporcional + ressonante. Uma terceira malha de controle externa à malha de tensão é adicionada para prevenir a saturação do núcleo do transformador. O inversor é implementado através de um arranjo físico de baixa potência, possibilitando comparação dos resultados de simulação e experimentais.

ABSTRACT

This dissertation intends to collect, register, study and compare control strategies used in inverters for uninterrupted power supplies. Older control strategies, which use analogical control, as well as contemporary ones, which use digital control, were studied.

A performance comparison between some strategies is made using analytical modeling and computational simulation.

It is proposed a method for implementation of digital controller for a one-phase inverter with output transformer for uninterruptible power supplies applications. The method consists on:

- Analysis and modeling of plant and controllers, adopting criteria for parameters adjust;
- Continuous time computational simulation;
- Discretization guide for digital implementation;
- Discrete time computational simulation;
- Experimental prototype implementation.

Control uses a *multiloop* approach, with three control loops: An internal current loop with proportional controller and feed-forward output voltage disturbance compensation, an external voltage loop using a proportional + resonant controller, and a third external loop to prevent the saturation of the output transformer. A low power experimental setup of the inverter is implemented, allowing comparison of simulated and experimental results.

SUMÁRIO

RESUMO.....	viii
ABSTRACT	ix
SUMÁRIO.....	x
LISTA DE ABREVIATURAS.....	xiii
LISTA DE SÍMBOLOS.....	xiv
LISTA DE FIGURAS	xvi
LISTA DE TABELAS	xxi
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Motivação e assunto do trabalho.....	1
1.2 Estruturação dos capítulos.....	3
2 ANÁLISE BIBLIOGRÁFICA.....	5
2.1 Sistema de controle com malhas em cascata	5
2.2 Inversor com a planta controlada pelas duas malhas, interna e externa, de tensão.....	6
2.2.1 Malha externa de controle	7
2.2.2 Bloco gerador da senóide de referência sincronizada.....	8
2.2.3 Malha de controle interna	9
2.3 Inversor com a planta controlada pelas malhas externa de tensão e interna de corrente.....	9
2.3.1 Malha interna de corrente.....	9
2.3.2 Malha externa de tensão	10
2.4 Outras estratégias de controle utilizadas em inversores para fontes ininterruptas de energia.....	12
2.4.1 Controlador PI	12
2.4.1.1 Ação <i>anti-windup</i>	13
2.4.1.2 Método de ajuste do controlador PI.....	13
2.4.2 Controle por Histerese.....	13
2.4.3 <i>Sliding Mode Control (SMC)</i>	15
2.4.4 Controle <i>Deadbeat</i>	15
2.4.5 Controlador PIS.....	16
2.4.6 Controle Repetitivo.....	16
2.4.7 Redução da influência da impedância de saída da planta do inversor.....	18
3 MODELAGEM DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE INVERSORES	19
3.1 Modelagem da planta.....	19
3.1.1 Em tempo contínuo.....	19

3.1.2 No domínio da frequência..	20
3.2 Modelagem da planta controlada por malha única de tensão	22
3.2.1 Função de transferência de malha aberta	23
3.2.2 Função de transferência de malha fechada ($T_v(s)$)	24
3.3 Análise como um sistema de 2ª ordem, da planta controlada por malha única de tensão	24
3.4 Desempenho em regime transitório do sistema de controle com malha única de tensão: Análise do erro de estado estacionário para uma entrada em degrau unitário	27
3.5 Análise pelo lugar geométrico das raízes (LGR)	27
3.6 Modelagem da planta controlada por malha única de corrente	28
3.6.1 Regulador da malha interna de corrente	30
4 SIMULAÇÕES E METODOLOGIA DE PROJETO	31
4.1 Dimensionamento do filtro LC da planta do inversor	31
4.2 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada somente por uma malha de tensão	33
4.2.1 Inversor em malha aberta	33
4.2.2 Inversor em malha fechada	35
4.3 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada somente por uma malha de corrente	38
4.3.1 Determinação do ganho proporcional do regulador de corrente e cálculo dos erros de amplitude e fase no rastreamento da corrente do indutor do filtro	38
4.3.2 Simulação sem compensação <i>feedforward</i>	39
4.3.3 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada somente por uma malha de corrente, com compensação <i>feedforward</i>	41
4.4 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada por duas malhas, interna e externa, de tensão	43
4.4.1 Com carga resistiva	43
4.4.1.1 Com carga resistiva e com controlador PI na malha interna	48
4.4.1.2 DHT (Distorção Harmônica Total)	51
4.4.1.3 DHT da tensão de saída filtrada do inversor com carga resistiva nominal	52
4.4.2 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada por duas malhas, interna e externa, de tensão com carga não linear	54
4.4.2.1 Carga não linear	54
4.4.2.2 DHT da tensão de saída do inversor com a planta controlada por duas malhas, interna e externa, de tensão com carga não linear	55
4.5 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada por duas malhas, externa de tensão e interna de corrente com compensação <i>feedforward</i>	57
4.5.1 Roteiro para a determinação dos ganhos K_p e K_i do regulador P+Ressonante da malha de tensão	57
4.5.2 Simulação com carga resistiva em tempo contínuo do inversor com planta controlada por duas malhas, externa de tensão e interna de corrente com compensação <i>feedforward</i>	60
4.5.3 DHT da tensão de saída filtrada do inversor com carga resistiva nominal	66
4.5.4 DHT da tensão de saída filtrada do inversor com carga não linear	68

4.6 Comparação dos critérios de desempenho avaliados nas duas estratégias de controle simuladas	70
4.7 Inversor com a estratégia de controle escolhida e metodologia de projeto	71
4.7.1 Sistema de controle.....	71
4.7.2 Procedimento na simulação	72
4.7.3 Roteiro para simulação em tempo discreto	76
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	80
5.1 Teste de degrau de carga	81
5.2 Teste da malha anti saturação	84
5.3 Teste de variação em degrau da tensão de referência da malha de tensão.....	86
6 CONCLUSÕES	92
7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	93
APÊNDICE A FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA (UPS): DEFINIÇÃO DE TOPOLOGIAS, DESEMPENHO E DESCRIÇÃO	98
APA1 Definição de topologias	98
APA2 Normas de segurança e desempenho de UPS	99
APA3 Desempenho.....	99
APA4 Descrição e modos de operação do UPS	99
APÊNDICE B: PROGRAMA DE SIMULAÇÃO.....	102

LISTA DE ABREVIATURAS

C - Capacitor
CA - Corrente Alternada
CC - Corrente Contínua
D - Diferencial
DHT - Distorção Harmônica Total
DSP - *Digital Signal Processor* (processador digital de sinais)
EMI - *Electromagnetic Interference* (interferência eletromagnética)
EPUSP - Escola Politécnica da USP
FC - Fator de Cresta
FFT - *Fast Fourier Transform* (transformada rápida de Fourier)
FPB - Filtro Passa Baixas
Gi - Representação do regulador de corrente
IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor* (Transistor bipolar com porta isolada)
L - Indutor
LEP - Laboratório de Eletrônica de Potência da EPUSP
LGR - Lugar Geométrico das Raízes
P - Proporcional
PI - Proporcional e Integral
P+Res - regulador Proporcional+Ressonante
PIS - Proporcional – Integral – Senoidal
PLL – *Phase Lock Loop* (malha fechada em fase)
pu - *per-unit* (por unidade)
PWM - *Pulse Width Modulation* (modulação em largura de pulso)
RFI - *Radio Frequency Interference* (interferência em rádio frequência)
UPS - *Uninterruptible Power Supply* (fonte ininterrupta de energia)
USP - Universidade de São Paulo
VSI - *Voltage Source Inverter* (inversor tipo fonte de tensão)

LISTA DE SÍMBOLOS

a	relação de espiras entre o primário e secundário do transformador
C	valor da capacitância ou capacitor do filtro do inversor
$C(s)$	saída
$erro(\infty)$	erro de estado estacionário
f_{ch}	freqüência de chaveamento
f_o	freqüência nominal de saída
f_{tri}	freqüência da portadora triangular
G_i	ganho do regulador de corrente
$G_{c_v}(s)$	controlador da malha interna de tensão
G_v	ganho proporcional de tensão da malha interna
$G_v(s)$	função de transferência em malha aberta de $v_o(s)/v_{oerro}(s)$, com malha interna de tensão
i_{Lpu}	corrente no indutor do filtro de saída do inversor em pu
$i_{Lref}(t)$	corrente instantânea de referência do indutor de filtro
$i_L(s)$	corrente no indutor do filtro de saída do inversor
$i_L(t)$	corrente instantânea do indutor de filtro
$imag_{FPB}(t)$	corrente de magnetização do transformador após passar por FPB
$imag_{pu}$	corrente de magnetização do transformador em pu
$imag(t)$	corrente instantânea de magnetização do transformador
$i_o(s)$	corrente na carga do inversor
$i_o(t)$	corrente instantânea da carga
$i_p(t)$	corrente instantânea no primário do transformador
$i_s(t)$	corrente instantânea no secundário do transformador
$i_s'(t)$	corrente instantânea no secundário do transformador refletida ao primário
K_c	máxima corrente percentual admitida no capacitor de filtro
K_i	ganho da parte ressonante do regulador P+Ressonante
K_L	máxima queda de tensão percentual admitida no indutor de filtro
K_p	ganho proporcional do regulador P+Ressonante
K_{piL}	ganho proporcional do regulador de corrente
L	valor da indutância ou indutor do filtro do inversor
M_p	sobre sinal máximo de um sistema de 2ª ordem
$P_{c\ arg a}$	potência nominal da carga
P_{inv}	potência nominal de saída do inversor
pu	<i>per unit</i> (por unidade)
$R(s)$	entrada
t_s	tempo de acomodação de um sistema de 2ª ordem
$T_v(s)$	função de transferência em malha fechada de $v_o(s)/v_{oref}(s)$, com malha interna de tensão
$v_{c\ arg a}$	tensão na carga no secundário do transformador
V_{cc}	tensão nominal do barramento CC

$v_c(t)$	tensão instantânea sobre o capacitor ou no primário do transformador quando for o caso
$v_{imagPI}(t)$	tensão referente a corrente de magnetização do transformador após passar por FPB e PI
$v_{inv}(s)$	tensão na saída do conversor CC/CA do inversor
$v_{inv}(t)$	tensão instantânea de saída do conversor CC/CA
$v_L(s)$	tensão sobre o indutor do filtro de saída do inversor
$v_L(t)$	tensão instantânea sobre o indutor
$V_o(CC)$	tensão CC proporcional à tensão eficaz da saída do inversor
$v_{erro}(s)$	signal de erro atuante, resultado de $v_{oref}(s) - v_o(s)$
v_{opu}	tensão de saída filtrada do inversor em pu
$V_{oref}(CC)$	tensão CC de ajuste, correspondente à tensão de saída desejada
$v_{refinv}(t)$	tensão instantânea de referência do inversor
v_{refpu}	tensão de referência da malha de tensão em pu
$v_{oref}(s)$	tensão de referência da malha de tensão
$v_{oref}(t)$	tensão de referência da malha de tensão
$v_{oref}(t) + DC$	tensão de referência instantânea com valor médio
$v_o(s)$	tensão de saída filtrada do inversor
$v_o(t)$	tensão instantânea de saída filtrada do inversor
v_{seno_ref}	senóide de referência em sincronismo com a rede da concessionária
Z_C	impedância do capacitor de filtro de saída
Z_L	impedância do indutor de filtro de saída
Z_o	impedância da carga
Z_{onom}	impedância nominal da carga
γ	fator de ganho do controlador P
θ_{1T}	erro de fase na freqüência angular base da componente fundamental
σ	parte Real de s
ω_0	freqüência angular da componente fundamental
$\bar{\omega}_0$	freqüência angular base da componente fundamental
ω_d	freqüência natural amortecida
ω_f	freqüência angular de ressonância do filtro de saída
ω_n	freqüência natural não amortecida
ω_{nMA}	freqüência natural não amortecida em malha aberta
ω_{nMF}	freqüência natural não amortecida em malha fechada
ζ	coeficiente de amortecimento
ζ_{MA}	coeficiente de amortecimento em malha aberta
ζ_{MF}	coeficiente de amortecimento em malha fechada

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 UPS <i>on line</i> dupla conversão com chave estática de transferência	2
Figura 2.1 Controle em cascata com malhas de tensão e corrente	5
Figura 2.2 Inversor com a planta controlada por duas malhas de tensão	7
Figura 2.3 Diagrama em blocos do gerador da senóide de referência sincronizada..	8
Figura 2.4 Diagrama em blocos do controlador PI	12
Figura 2.5 Inversor com controlador por histerese da tensão de saída.....	14
Figura 2.6 Formas de ondas representativas do inversor da figura 2.5	14
Figura 2.7 Formas de ondas representativas do inversor da figura 2.5	14
Figura 3.1 Planta no domínio do tempo contínuo.....	19
Figura 3.2 Diagrama em blocos da planta no domínio da frequência	21
Figura 3.3 Diagrama em blocos da malha interna de tensão e planta	22
Figura 3.4 Diagrama em blocos da malha interna de tensão e planta com Z_o explícita	23
Figura 3.5 Diagrama em blocos simplificado da malha interna de tensão e planta..	24
Figura 3.6 Representação no plano s do sistema de 2ª ordem em malha fechada subamortecido referente à equação 3.23	26
Figura 3.7 Gráfico do lugar geométrico das raízes da equação 3.32.....	28
Figura 3.8 Malha de corrente com compensação da tensão de saída e planta	29
Figura 4.1 Inversor em malha aberta, simulado por fonte vinculada de tensão	34
Figura 4.2 Tensões de referência e de saída do inversor em malha aberta; $G_v = 1$; $Z_o = Z_{onom} = 8,2\Omega$ resistiva. v_{oref} e v_o	34
Figura 4.3 Tensões de referência e de saída do inversor em malha aberta; $G_v = 1$; $Z_o = 100 \cdot Z_{onom} = 820\Omega$ resistiva. v_{oref} e v_o	34
Figura 4.4 Inversor em malha fechada.....	35
Figura 4.5 Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada, com $G_v = 1$; $Z_o = Z_{onom} = 8,2\Omega$ resistiva. v_{oref} e v_o	36
Figura 4.6 Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada, com $G_v = 1$; $Z_o = 100 \cdot Z_{onom} = 820\Omega$ resistiva. v_{oref} e v_o	36
Figura 4.7 Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada, com $G_v = 10$; $Z_o = Z_{onom} = 8,2\Omega$ resistiva. v_{oref} e v_o	37
Figura 4.8 Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada, com $G_v = 10$; $Z_o = 100 \cdot Z_{onom} = 820\Omega$ resistiva. v_{oref} e v_o	37
Figura 4.9 Inversor em malha fechada, sem compensação <i>feedforward</i>	39
Figura 4.10 Correntes de referência e no indutor de filtro do inversor em malha fechada, com $K_{piL} = 1,0$ e sem compensação <i>feedforward</i> . i_{Lref} e i_L	40
Figura 4.11 Correntes de referência e no indutor de filtro do inversor em malha fechada, com $K_{piL} = 79,2 \Omega$ e sem compensação <i>feedforward</i> . i_{Lref} e i_L	40
Figura 4.12 Inversor em malha fechada, com compensação <i>feedforward</i>	41

Figura 4.13	Correntes de referência e no indutor de filtro do inversor em malha fechada, com $K_{piL} = 1 \Omega$ e com compensação <i>feedforward</i> . i_{Lref} e i_L	42
Figura 4.14	Correntes de referência e no indutor de filtro do inversor em malha fechada, com $K_{piL} = 79,2 \Omega$ e com compensação <i>feedforward</i> . i_{Lref} e i_L	42
Figura 4.15	Inversor com as duas malhas de controle, interna e externa, de tensão.....	44
Figura 4.16	Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão, com degrau de carga $0,62 \rightarrow 1,0$ e $1,0 \rightarrow 0,62$ para $G_v = 1$. v_{oref} e v_o	44
Figura 4.17	Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão, com degrau de carga $0,62 \rightarrow 1,0$ e $1,0 \rightarrow 0,62$ para $G_v = 5$. v_{oref} ; v_o e v_{refCC}	45
Figura 4.18	Inversor com as duas malhas de controle, interna e externa, de tensão, com entrada gradativa.	46
Figura 4.19	Tensões de referência, de saída e de referência retificada do Inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e entrada gradativa, com $G_v = 5$, $Z_o = 13,4 \Omega$ resistiva, com entrada gradativa. v_{oref} ; v_o e v_{refCC}	46
Figura 4.20	Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e entrada gradativa, com $G_v = 5$; degrau de carga $0,62 \rightarrow 1,0$. v_{oref} ; v_o e v_{refCC}	47
Figura 4.21	Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e entrada gradativa, com $G_v = 5$; degrau de carga $1,0 \rightarrow 0,62$. v_{oref} ; v_o e v_{refCC}	48
Figura 4.22	Com controlador PI na malha interna em substituição ao controlador P	49
Figura 4.23	Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e controlador PI na malha interna, com degraus de carga $0,62 \rightarrow 1,0 \rightarrow 0,62$ (em $t=0,2s$). v_{oref} ; v_o e v_{refCC}	49
Figura 4.24	Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e controlador PI na malha interna, com degrau de carga $0,62 \rightarrow 1,0$. v_{oref} ; v_o e v_{refCC}	50
Figura 4.25	Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e controlador PI na malha interna, com degrau de carga $1,0 \rightarrow 0,62$ (em $t=0,2s$). v_{oref} ; v_o e v_{refCC}	50
Figura 4.26	Diagrama esquemático para teste da DHT.	51
Figura 4.27	Resultado de simulação do diagrama esquemático da figura 4.26. Em vermelho: v_o e DHT; em azul: v_{o_1}	52

Figura 4.28 Espectro harmônico de v_o , obtido com a ferramenta FFT do PSIM, resultado de simulação do diagrama da figura 4.26	52
Figura 4.29 Diagrama esquemático para medição da DHT de v_o	53
Figura 4.30 v_o e DHT para $G_V = 5$ e $Z_o = 8,2\Omega$ resistiva	53
Figura 4.31 Diagrama esquemático com carga não linear utilizada nas simulações	54
Figura 4.32 Corrente na carga não linear: i_o ; $i_{o_{rms}}$; v_o	55
Figura 4.33 Inversor com carga não linear	56
Figura 4.34 Simulação com $G_V = 5$ e carga não linear. v_o , DHT, i_o e $i_{o_{RMS}}$	56
Figura 4.35 Diagrama de Bode da equação 4.39 para $\omega_{cut} = 10 \text{ rad/s}$ e $\omega_0 = 377 \text{ rad/s}$. $K_i = 5 (1/\Omega)$; $K_i = 10 (1/\Omega)$; $K_i = 15 (1/\Omega)$ e $K_i = 20 (1/\Omega)$	58
Figura 4.36 Diagrama de Bode da equação 4.39 para $K_i = 20 (1/\Omega)$ e $\omega_0 = 377 \text{ rad/s}$. $\omega_{cut} = 10 \text{ rad/s}$; $\omega_{cut} = 20 \text{ rad/s}$; $\omega_{cut} = 30 \text{ rad/s}$ e $\omega_{cut} = 40 \text{ rad/s}$	59
Figura 4.37 Inversor com as duas malhas de controle, externa de tensão e interna de corrente do indutor do filtro	61
Figura 4.38 Tensões de referência e de carga para inversor com malha interna de corrente e externa de tensão, com degraus de carga $0,62 \rightarrow 1,0 \rightarrow 0,62$. v_{oref} ; v_o	62
Figura 4.39 Saídas do controlador P+Res, v_P e v_{ReSS} para degraus de carga $0,62 \rightarrow 1,0 \rightarrow 0,62$	62
Figura 4.40 Tensões de referência e de carga e corrente de carga para inversor com malha interna de corrente e externa de tensão, com degraus de carga $0 \rightarrow 1,0 \rightarrow 0$. v_{oref} ; v_o e corrente na carga resistiva $i(R_o)$	63
Figura 4.41 Ampliação da fig. 4.40: degrau de carga $0 \rightarrow 1,0$. v_{oref} ; v_o e corrente na carga resistiva $i(R_o)$	63
Figura 4.42 Ampliação da fig. 4.40: degrau de carga $1,0 \rightarrow 0$. v_{oref} ; v_o e corrente na carga resistiva $i(R_o)$	64
Figura 4.43 Ampliação da fig. 4.40: partida em vazio sem entrada gradativa. v_{oref} em vermelho; v_o e corrente na carga resistiva $i(R_o)$	64
Figura 4.44 Inversor com as duas malhas de controle, externa de tensão e interna de corrente do indutor do filtro com entrada gradativa.	65
Figura 4.45 Partida em vazio com entrada gradativa. v_{oref} ; v_o e corrente na carga resistiva $i(R_o)$	66
Figura 4.46 Diagrama esquemático para medição da DHT de v_o , com carga resistiva nominal	67
Figura 4.47 Carga resistiva nominal. v_{oref} , v_o e $i(R_o)$; DHT de v_o (nula); i_{lref} e i_l	68
Figura 4.48 Inversor com carga não linear	69
Figura 4.49 Carga não linear. Superior: v_o ; Meio: DHT de v_o ; i_o e $i_{o_{rms}}$	69
Figura 4.50 Diagrama em blocos simplificado do inversor com a estratégia de controle escolhida	71
Figura 4.51 Diagrama esquemático para simulação em tempo contínuo do inversor com a estratégia de controle escolhida	74

Figura 4.52 Resultados da simulação do diagrama esquemático da figura 4.51. v_{oref} e i_{Lref} ; v_{opu} e i_{Lpu}	75
Figura 4.53 Resultados da simulação do diagrama esquemático da figura 4.51. Degrau de <i>offset</i> de 0,4 pu de fundo de escala em $t=0,25s$ e retirado em $t=0,75s$.: v_{opu} , i_{Lpu} , i_{magpu} e v_{carga} ; $v_{oref} + DC$ e i_{Lref}	76
Figura 4.54 Diagrama esquemático para simulação em tempo discreto do inversor com a estratégia de controle escolhida.....	78
Figura 4.55 Simulação do diagrama esquemático da figura 4.54. v_{oref} e i_{Lref} ; v_{opu} e i_{Lpu}	78
Figura 4.56 Resultados da simulação do diagrama esquemático da figura 4.54. Degrau de <i>offset</i> de 0,4 pu de fundo de escala em $t=0,25s$ e retirado em $t=0,75s$.: v_{opu} , i_{Lref} , i_{mag} (em pu) e v_{carga} ; v_{oref} e i_{Lpu}	79
Figura 5.1 Arranjo experimental com carga resistiva	81
Figura 5.2 Resultado experimental para o teste de degrau de carga (0,56 pu \rightarrow 0,92 pu \rightarrow 0,56 pu). Tensão no secundário v_{carga} ; corrente medida no LEM do primário i_p ; tensão medida no LEM do primário v_c	82
Figura 5.3 Resultado experimental para o teste de degrau de carga (vazio \rightarrow 0,92 pu \rightarrow vazio). Tensão no secundário v_{carga} ; corrente medida no LEM do primário i_p ; tensão medida no LEM do primário v_c	82
Figura 5.4 Resultados de simulação do teste de degrau de carga 0,56 pu \rightarrow 0,92 pu \rightarrow 0,56 pu . Tensão no secundário v_{carga} ; corrente no primário i_p ; tensão no primário v_c	83
Figura 5.5 Resultados de simulação do teste de degrau de carga vazio \rightarrow 0,92 pu \rightarrow vazio. Tensão no secundário v_{carga} ; corrente no primário i_p ; tensão no primário v_c	83
Figura 5.6 Resultado experimental para o teste da malha anti-saturação. Tensão no secundário v_{carga} ; corrente de magnetização i_{mag} ; corrente medida no LEM do primário i_p ; corrente medida no LEM do secundário i_s	85
Figura 5.7 Resultados de simulação do teste da malha anti-saturação. Tensão no secundário v_{carga} ; corrente de magnetização i_{mag} ; corrente no primário i_p ; corrente no secundário i_s	86
Figura 5.8 Resultado experimental para o teste de variação em degrau da tensão de referência da malha de tensão. Tensão no secundário v_{carga} ; corrente medida no LEM do secundário i_s ; corrente medida no LEM do primário i_p ; tensão de referência v_{oref}	87
Figura 5.9 Resultados de simulação do teste de variação em degrau da tensão de referência da malha de tensão. Tensão no secundário v_{carga} ; corrente no secundário i_s ; corrente no primário, i_p	87

Figura 5.10 Resultado experimental para o teste de variação em degrau crescente da tensão de referência da malha de tensão. Tensão medida diretamente no secundário v_{carga} ; corrente medida no LEM do secundário i_s ; tensão de referência v_{ref} ; tensão medida no LEM do secundário v_{carga}	88
Figura 5.11 Resultado experimental para o teste de variação em degrau decrescente da tensão de referência da malha de tensão. Tensão medida diretamente no secundário v_{carga} ; corrente medida no LEM do secundário i_s ; tensão de referência v_{ref} ; tensão medida no LEM do secundário v_{carga}	89
Figura 5.12 Resultado de simulação para o teste de variação em degrau crescente da tensão de referência da malha de tensão. Tensão no secundário v_{carga} ; corrente no secundário i_s ; tensão de referência $v_{ref} \cdot 100$; tensão no secundário v_{carga}	90
Figura 5.13 Resultado de simulação para o teste de variação em degrau decrescente da tensão de referência da malha de tensão. Tensão no secundário v_{carga} ; corrente no secundário i_s ; tensão de referência $v_{ref} \cdot 100$; tensão no secundário v_{carga}	90
Figura 5.14 Resultado experimental de i_{Lref} e i_{Lpu}	91
Figura APA.1 UPS <i>on line</i> dupla conversão com chave estática de transferência.....	100

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 Resultados da DHT da tensão de saída em regime estacionário do sistema de controle do inversor com controle repetitivo, conforme proposto por (MICHELS et al, 2009).....	17
Tabela 4.1 Comparação de critérios de desempenho nas duas estratégias de controle simuladas.....	70

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a motivação, o assunto do trabalho e também a estruturação dos demais capítulos com suas respectivas descrições.

1.1 Motivação e assunto do trabalho

A motivação desse trabalho está em registrar as estratégias clássicas para controle de inversores para fontes ininterruptas de energia e comparar o desempenho com as mais recentes através de modelagem e simulação.

Sabe-se que a qualidade da energia elétrica atualmente é comprometida pela presença de distúrbios nas tensões, gerados na maioria dos casos pelos próprios consumidores. Os distúrbios de tensão geralmente encontrados em um sistema de distribuição de energia elétrica são sobre tensões, sub tensões, afundamento e elevação de tensão (*voltage sags* e *voltage swells*) (GALASSI, 2006), causados por partida de motores, transitórios devidos a chaveamentos realizados por disjuntores ou fusíveis, descargas atmosféricas etc.

Consumidores caracterizados como cargas críticas, por exemplo, centrais de processamento de dados, sistemas de comunicação e computadores em aeroportos, equipamentos hospitalares, processos industriais etc., necessitam de fornecimento ininterrupto de energia elétrica. Nestes casos uma solução apropriada para fornecimento de energia elétrica ininterrupta são as Fontes Ininterruptas de Energia (UPS - *Uninterruptible Power Supplies*), também conhecidas como *No Break* ou Sistema *No Break*.

A figura 1.1 mostra o diagrama esquemático típico de um UPS com os elementos constituintes do mesmo, entre eles o Inversor.

Este trabalho trata somente do inversor para fontes ininterruptas de energia tendo como objetivo estudar e comparar as várias estratégias de controles. Detalhes sobre definições, constituição, descrição e modos de operação de um UPS são apresentados no Apêndice A - UPS: Definição de topologias, desempenho e descrição.

O inversor é constituído de um sistema de controle e planta, ou sistema controlado. A planta, nesse trabalho, é constituída por um conversor de corrente contínua/corrente alternada (CC/CA) classificado como inversor do tipo fonte de tensão (VSI – *voltage source inverter*), chaveado em modulação por largura de pulso; um filtro de 2ª ordem indutivo-capacitivo (LC) e carga. Na planta são obtidas amostras, por meio de transdutores, transformadores ou sensores, das variáveis a serem controladas. Tais amostras são comparadas com as respectivas referências no sistema de controle, cujos erros resultantes são enviados aos correspondentes reguladores os quais comandam o conversor de potência para realizar a transferência de energia entre a entrada da rede CA via retificador, ou entre o banco de baterias e a carga.

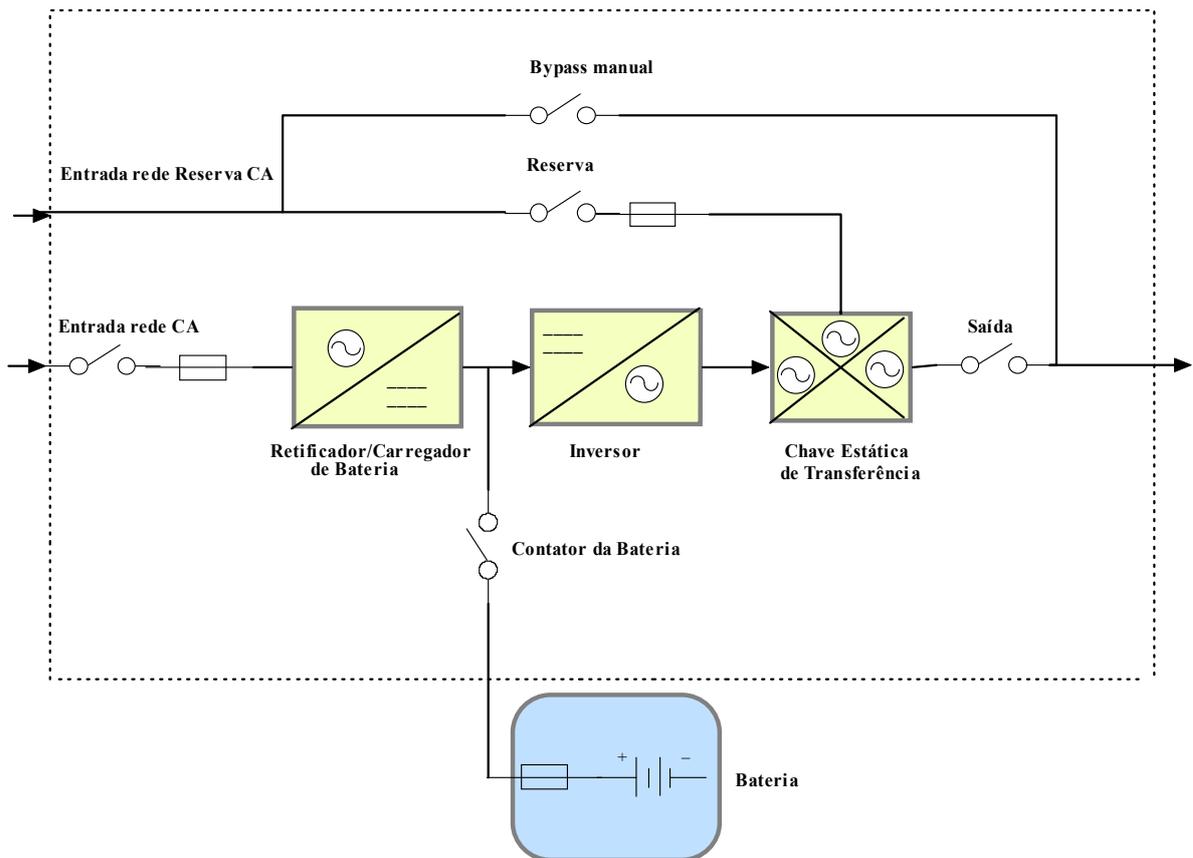


Figura 1.1 UPS *on line* dupla conversão com chave estática de transferência

Esse tipo de aplicação requer rastreamentos das grandezas medidas, que podem ser tensão e/ou corrente, dependendo da estratégia de controle utilizada, além de sincronismo com a rede reserva. A rede reserva muitas vezes é a própria rede CA, mas pode ser outra ou a mesma rede CA estabilizada em tensão. O desempenho da planta de um inversor para UPS deve ser alcançado por meio de controle de tensão para produzir tensão de saída estável com baixa distorção mesmo com cargas não lineares e sob regime transitório. O sincronismo do inversor com a rede reserva é necessário para eventual transferência da carga do inversor para a rede reserva e vice versa realizada pela chave estática de transferência da UPS.

Portanto, algumas das especificações técnicas de projeto do inversor de uma UPS devem ser:

- baixa distorção harmônica total (DHT) na tensão de saída inclusive para cargas não lineares;
- resposta dinâmica rápida na ocorrência de variações de carga e sinais de referências;
- regulação do valor eficaz da tensão de saída em toda faixa de potência;
- proteção diante de curto-circuito nas cargas e alta eficiência.

1.2 Estruturação dos capítulos

No capítulo 2 é apresentado um levantamento bibliográfico e estudo das estratégias de controle para inversores implementadas classicamente na forma analógica e mais recentemente na forma digital, sendo que o objetivo do estudo das estratégias de controles clássicas é a comparação com as novas. Também é apresentado um inversor baseado no estudo bibliográfico, com controle de malhas em cascata, onde a malha interna é de corrente e a externa é de tensão.

O capítulo 3 descreve:

- a modelagem da planta do inversor em tempo contínuo e no domínio da frequência;
- a modelagem e análise de duas estratégias de controle para inversores: com malha única de tensão e com malha única de corrente. A primeira estratégia corresponde ao inversor clássico apresentado no capítulo 2, porém controlado somente pela malha interna de tensão; a segunda corresponde ao inversor com a estratégia de controle escolhida para implementação experimental, também apresentado no capítulo 2, porém controlado unicamente pela malha de corrente;
- para o sistema de controle com malha única de tensão estuda-se o desempenho em regime transitório, pela análise do erro de estado estacionário para uma entrada em degrau unitário e faz-se a análise pelo lugar geométrico das raízes (LGR).

No capítulo 4 é dimensionado o filtro LC da planta do inversor e realizadas as seguintes simulações:

- do inversor com planta controlada somente por uma malha de tensão e também somente por uma malha de corrente, ambos modelados no capítulo 3, com objetivo de avaliar o desempenho da malha interna de controle quando se usam duas malhas, externa de tensão e a interna de tensão ou corrente;
- de dois tipos de estratégias de controle, aqui denominadas:
 - clássica, com a planta controlada por duas malhas, interna e externa de tensão onde o controlador na malha interna é do tipo Proporcional;
 - escolhida (para implementação experimental), com a planta controlada por duas malhas, externa de tensão e interna de corrente com compensação *feedforward* onde os controladores da malha externa e interna são respectivamente P+Ressonante e Proporcional), com carga resistiva e carga não linear onde são comparados os respectivos desempenhos. Para o tipo de estratégia de controle escolhida é apresentado um critério para determinação dos ganhos K_p e K_i do regulador da malha de tensão.

Também é apresentada nesse capítulo a descrição do inversor com a estratégia de controle escolhida e do respectivo sistema de controle com três malhas (anti-saturação do transformador de saída, tensão e corrente) seguido pelo procedimento utilizado para simulação e um roteiro para a simulação em tempo discreto.

O capítulo 5 apresenta o arranjo experimental implementado e resultados experimentais e de simulações, para comparações, de três testes realizados:

- teste de degrau de carga;
- teste da malha anti-saturação;
- teste de variação em degrau da tensão de referência da malha de tensão.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões.

Finalmente o capítulo 7 relaciona as referências bibliográficas.

O Apêndice A - UPS: Definição de topologias, desempenho e descrição - define algumas topologias, entre elas a *on line*, desempenho com base em algumas normas e a descrição e modos de operação de um UPS.

O Apêndice B - Programa de simulação contém o programa em linguagem de programação C utilizado na simulação em tempo discreto.

2 ANÁLISE BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é apresentado um levantamento bibliográfico e estudo das estratégias de controle implementadas antigamente na forma analógica e mais recentemente na forma digital. Também é apresentado, no item 2.3, um inversor baseado na análise e escolha da melhor estratégia de controle desse estudo bibliográfico. O objetivo do estudo das estratégias de controles clássicas é comparar o desempenho de uma delas (item 2.2) com uma mais atual (item 2.3), no capítulo 4.

Esforços têm sido realizados por pesquisadores da área da eletrônica de potência e controle (BUSO, S., 2006) para serem obtidos controladores para UPS com elevado desempenho e baixa distorção harmônica.

Os controladores analógicos foram e às vezes ainda são, mesmo que parcialmente, utilizados no controle de conversores de potência, mas apresentam algumas desvantagens comparados com a implementação digital como, por exemplo, maior susceptibilidade a interferência eletromagnética (EMI) e interferência em rádio-freqüência (RFI) devido o maior número de componentes necessários e maior área da placa de circuito impresso; variações paramétricas dos componentes; maior custo para manufatura e necessidade de mão de obra mais qualificada para o controle de qualidade, calibração, testes e assistência técnica.

2.1 Sistema de controle com malhas em cascata

Na literatura o controle com malhas em cascata com realimentação (*multi-loop feedback control*) tem atraído considerável atenção em controle de inversores para UPS sendo de simples implementação (ABDEL-RAHIM et al, 1996), (BUSO; FASOLO; MATTAVELLI, 2001), (LOH; HOLMES, 2003). Geralmente no controle de inversores para UPS são empregadas duas malhas com respectivas realimentações, sendo a interna de tensão ou corrente e a externa de tensão. A figura 2.1 ilustra um exemplo de controle em cascata, com a malha externa de tensão regulando a tensão de saída e a malha interna de corrente controlando a corrente no indutor do filtro de saída do inversor.

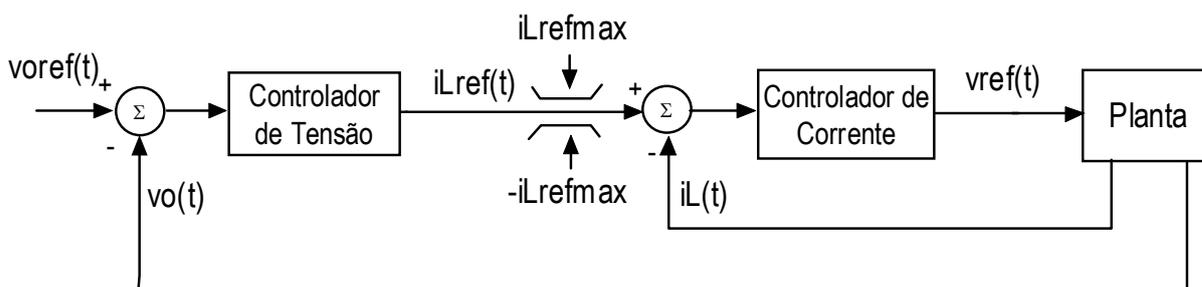


Figura 2.1 Controle em cascata com malhas de tensão e corrente.

2.2 Inversor com a planta controlada pelas duas malhas, interna e externa, de tensão.

Uma forma de estratégia clássica para controle de inversor é encontrada, por exemplo, em (BECK et al, 1985), (RADDI et al, 1982), (JOHNSON JR et al, 1990) que foram implementadas parcialmente ou totalmente de forma analógica. O sistema de controle é constituído basicamente por duas malhas de tensão sendo a mais externa responsável pela regulação estática - regime permanente - e a outra mais interna, responsável pela regulação dinâmica - regime transitório - ambas da tensão de saída do inversor.

Com relação aos tipos de controladores empregados nas malhas interna e externa de tensão os artigos selecionados para estudo desse tipo de topologia de controle, relacionados abaixo, citam:

- (BECK et al, 1985): Na malha externa o regulador é citado somente como amplificador de erro e o bloco da malha interna é referenciado somente como comparador. Não é detalhada a utilização de controladores do tipo proporcional (P), integral (I) ou derivativo (D);
- (RADDI et al, 1982): A malha externa utiliza microprocessador Z80, contadores e conversores analógico-digitais (A/D). Na malha interna o amplificador de erro não é detalhado apesar de em uma das figuras ser representado como um controlador do tipo proporcional-integral-derivativo (PID);
- (JOHNSON JR et al, 1990): No diagrama, a malha externa é representada através de amplificador operacional, com controlador P. Na interna o chamado amplificador de erro principal é representado por um amplificador operacional com impedâncias de entrada e de realimentação, sem detalhar se há ação integral ou derivativa;
- (OKADO, 1989): Só existe uma malha de controle, a qual varia a amplitude da senóide de referência sincronizada, em função do erro resultante da comparação CC entre as tensões de ajuste e de saída do inversor. No amplificador de erro não é citado a existência de ação I ou D;
- (RHOADS et al, 1985): O objetivo do artigo é a sincronização de fase não havendo reguladores de tensão com propósito de controle para inversores.

Portanto nesses artigos não são definidos de forma clara os tipos de controladores empregados nas malhas interna e externa de tensão.

Para nesse tipo de estratégia clássica de controle (inversor com a planta controlada pelas duas malhas, interna e externa, de tensão), o inversor com a planta controlada somente por uma malha de tensão é modelado e analisado no capítulo 3; e com a planta controlada pelas duas malhas (interna e externa de tensão) é simulado no capítulo 4, Neste trabalho é adotado para a malha externa o controlador PI e na malha interna o tipo P.

A figura 2.2 ilustra o inversor com ênfase nas malhas de controle.

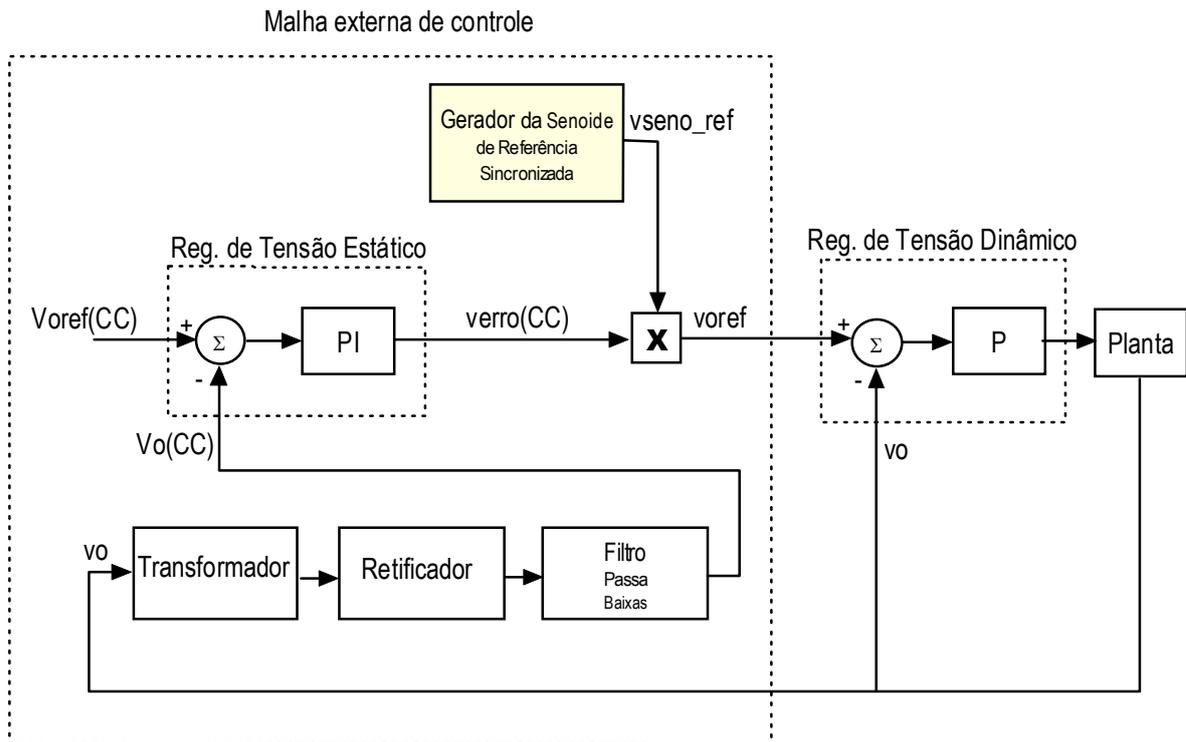


Figura 2.2 Inversor com a planta controlada por duas malhas de tensão

2.2.1 Malha externa de controle

Responsável em fornecer a tensão de referência senoidal sincronizada, v_{oref} , à malha interna de controle.

Referenciando-se à figura 2.2 e conforme descrito com detalhes em (JOHNSON JR et al, 1990), uma tensão com forma de onda senoidal, v_{oref} , representativa da forma de onda desejada sobre o capacitor do filtro de saída do inversor, v_o , interno ao bloco planta, pode ser produzida da seguinte maneira:

- Uma amostra da tensão de saída, obtida pelo transformador isolador, é retificada em onda completa pelo bloco retificador e depois de filtrada através do bloco filtro passa baixas (FPB) obtém-se uma informação em tensão CC, $V_o(CC)$, proporcional à tensão eficaz da saída do inversor. O FPB pode ser implementado por um circuito constituído por resistor e capacitor;

- $V_{oref}(CC)$, valor de ajuste da tensão, é proporcional à tensão de saída desejada sobre o capacitor do filtro de saída do inversor;

- O erro resultante da comparação das tensões $V_{oref}(CC)$ e $V_o(CC)$ entra num controlador do tipo PI, cujo valor CC de saída é multiplicado pela senóide de referência sincronizada, v_{seno_ref} - produzida no bloco gerador da senóide de referência sincronizada - com o objetivo de corrigir a amplitude de v_{oref} em virtude das variações da potência da carga ou da tensão CC que alimenta o conversor CC/CA do inversor;

- No bloco gerador da senóide de referência, a fase da tensão da rede da concessionária é detectada para sincronizar a fase da tensão de saída do inversor, obtendo-se na saída desse bloco, v_{seno_ref} (OKADO, 1989).

O sincronismo, além de ser necessário para transferência da carga do inversor para rede e vice versa, realizada pela chave estática de transferência do UPS, também é para o caso de aplicações com outros inversores em funcionamento redundante.

2.2.2 Bloco gerador da senóide de referência sincronizada

É explanado a seguir, baseado em (RHOADS et al, 1985), uma forma de construir a senóide de referência em sincronismo com a rede da concessionária, interna ao bloco gerador da senóide de referência sincronizada.

O bloco gerador da senóide de referência sincronizada é mostrado em detalhes na figura 2.3:

- Uma amostra da fase de tensão da rede da concessionária é obtida pelo bloco transformador auxiliar 2. No enrolamento secundário, isolado do primário, a tensão é retificada em onda completa e limitada positiva e negativamente pelos blocos retificador e limitador de amplitude;

- O bloco gerador de pulso *zero-crossing* fornece um pulso toda a vez que a tensão de rede cruza o zero no sentido positivo. Esse pulso faz a função de *reset* no bloco oscilador cuja onda quadrada de saída representa a freqüência e fase da rede e entra num circuito PLL (bloco PLL);

- Os pulsos de saída do bloco PLL entram no bloco contador onde uma das saídas realimenta o bloco PLL para corrigir a fase e freqüência do sinal gerado sincronizado com a rede, enquanto as demais saídas do contador endereçam as posições do bloco memória, por exemplo, EPROM;

- Na saída do bloco memória tem-se em forma de vários degraus crescentes e decrescentes a forma de onda que, após passar por um conversor digital analógico, bloco conversor D/A, e bloco amplificador, obtém-se uma forma de onda senoidal, v_{seno_ref} ;

- No bloco amplificador pode-se também corrigir o erro de off-set - componente CC - da tensão da senóide de referência sincronizada.

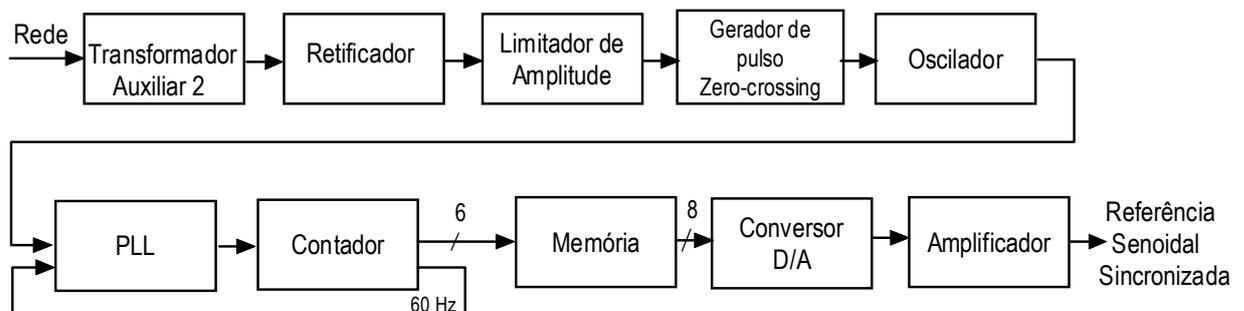


Figura 2.3 Diagrama em blocos do gerador da senóide de referência sincronizada

Em (TZOU et al, 1988) é proposta uma forma de implementação microprocessada de sincronização de frequência e fase do inversor com a rede da concessionária através de um PLL digital. O assunto da sincronização também é tratado em (MATAKAS et al, 2010), (PADUA et al, 2007) e (PADUA et al, 2005).

2.2.3 Malha de controle interna

Representado no diagrama de blocos da figura 2.2 pelo regulador de tensão dinâmico, compara a tensão de referência senoidal, v_{oref} , com a tensão de saída do inversor, v_o . O erro resultante dessa comparação é enviado a um controlador do tipo P, cuja saída atua no bloco PWM interno à planta.

Vale ressaltar que a malha interna de tensão não provê proteção intrínseca contra sobrecorrente como provê uma malha interna de corrente. Neste caso a proteção do conversor de potência, para correntes além do limite de suportabilidade das chaves (p.ex. curto circuito) é realizada pelo circuito de acionamento das chaves, denominado *driver*, que é externo ao sistema de controle, e é responsável pelos pulsos de disparo e monitoramento do estado (condução e corte) das chaves semicondutoras (transistores bipolares, MOSFETs ou IGBTs).

2.3 Inversor com a planta controlada pelas malhas externa de tensão e interna de corrente

Nesse item se estudam duas das três malhas de controle do inversor com a estratégia de controle escolhida, apresentado no item 4.7.

2.3.1 Malha interna de corrente

Na malha interna controla-se a corrente do filtro - indutor ou capacitor - ou a corrente de carga.

A corrente de carga pode ser escolhida para controle por propósitos de proteção, pois ela é também necessária na chave estática de transferência (MOKHTARI et al, 2002); (MOKHTARI et al, 2001) de um UPS, para comando da fonte reserva na ocorrência de sobrecarga ou falha no inversor.

Em (LOH, P. C., NEWMAN, M. J., ZMOOD, D. N. e HOLMES, D. G, 2003), através de análise matemática, simulação e montagem experimental, os controles pela corrente do capacitor e indutor na malha de corrente são comparados e os autores concluem que é alcançado um desempenho melhor quando a corrente do capacitor é utilizada.

Em (RYAN et al, 1997) é citado que devido a corrente do capacitor ser proporcional à derivada da tensão de saída; ser amostrada por um pequeno transformador de corrente (mais barato em relação ao da corrente do indutor) e obter-se melhor comportamento dinâmico, a estratégia de controle pela corrente capacitiva é melhor. (DENG et al, 2008) afirmam que na malha de corrente quando é adotada a corrente do capacitor do filtro de saída como variável de controle, a

implementação digital se torna mais difícil devido componentes em alta frequência. (YAMADA, 2010) analisa este problema de controle digital da malha de controle pela corrente do capacitor para inversor de tensão senoidal alimentando cargas não lineares, e apresenta uma solução para o problema das componentes de alta frequência.

É adotado nesse trabalho o controle da corrente do indutor de filtro com as vantagens, em relação ao controle da corrente do capacitor de filtro, de proteger a corrente de saída do conversor contra curto circuito ou sobrecarga inadmissível pela limitação das chaves do conversor e evitar problemas na implementação digital causados pela circulação de correntes em altas frequências. Caso se optasse pelo controle da corrente do capacitor, a proteção do conversor contra sobrecorrentes deveria estar necessariamente no circuito *driver* (também chamado de *gate driver*) das chaves, que limita a corrente pela chave, p. ex. através da monitoração da tensão de saturação nos terminais coletor-emissor, no caso de transistores IGBT.

O tipo de controlador adotado na malha de corrente é o P, sendo o uso justificado pela intenção de obter do sistema de controle uma resposta dinâmica rápida, apesar de ser insuficiente com relação a erros de amplitude e fase em regime estacionário.

Dessa forma, para melhorar o desempenho da malha de corrente devido à influência da perturbação da tensão de saída do inversor, será usada compensação *feedforward* (RYAN et al, 1997), somando-se a tensão de saída do inversor na saída do controlador proporcional.

A entrada do controlador proporcional é o erro resultante da comparação da corrente de referência do indutor de filtro e a corrente do indutor de filtro.

A modelagem e simulação de um inversor cuja planta é controlada por malha única de corrente são apresentadas respectivamente nos capítulos 3 e 4.

2.3.2 Malha externa de tensão

A malha externa de tensão gera em sua saída a corrente de referência do indutor de filtro. A tensão de referência que para a malha de tensão é $v_{oref}(t)$ é comparada com a tensão de saída do inversor, que pode ser a tensão sobre o capacitor do filtro de saída ou do secundário do transformador quando for o caso. O erro resultante é a entrada do controlador e a respectiva saída é $i_{Lref}(t)$, limitada em amplitude.

Quando se utiliza transformador elevador de tensão na saída do inversor, o capacitor do filtro de saída terá valor menor se ligado no secundário, uma vez que a potência reativa do capacitor varia com o quadrado da tensão sobre ele. Nesse caso devem ser avaliados os efeitos da circulação de correntes harmônicas e da ordem da frequência de chaveamento no transformador. Também as indutâncias série e a de magnetização do transformador podem ser usadas para compor o indutor de filtro de saída.

De acordo com (ZMOOD; HOLMES, 2003) reguladores PI quando utilizados no sistema de coordenadas fixa, a-b-c, são convencionalmente considerados

insatisfatórios devido aos inevitáveis erros de amplitude e fase. Em contraste, no sistema de coordenadas síncrono, d-q, os reguladores atuam com sinal CC e podem conseguir erro zero em regime permanente e são, portanto, usualmente considerados superiores aos reguladores atuando no sistema de coordenadas fixa. O regulador tipo P+Res apresenta o mesmo desempenho em regime transitório ou permanente que o regulador PI no modo síncrono. A construção desse tipo de regulador, por operar no sistema de coordenadas fixas, também tem a vantagem de requerer muito menos processamento digital do que um regulador operando no sistema síncrono, por não necessitar transformação de coordenadas no caso trifásico, além de, segundo estes autores, ser menos susceptível a ruído.

Em (ZMOOD et al, 2001) os autores comparam, através de análise no domínio da frequência e simulação, o desempenho de três arranjos onde o regulador PI opera nos dois sistemas de coordenadas, fixa e síncrona, e o regulador P+Res opera no sistema de coordenadas fixa. Para o regulador P+Res pode ser vista a eliminação do erro em regime estacionário e a resposta transitória é praticamente idêntica ao regulador PI trabalhando em coordenadas síncronas. Uma limitação do regulador P+Res observada pela simulação no processo de partida é a duração de aproximadamente um ciclo para neutralizar os erros transientes de amplitude e fase, devido a erros de inicialização nas variáveis do sistema.

No domínio da frequência a função de transferência do regulador P+Res é (ZMOOD; HOLMES, 2003):

$$\text{Ideal:} \quad G(s) = Kp + \frac{2 \cdot Ki \cdot s}{s^2 + \omega\omega^2} \quad ; \quad (2.1)$$

$$\text{Implementável:} \quad G_R(s) = Kp + \frac{2Ki \cdot \omega cut \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega cut \cdot s + \omega\omega^2} \quad ; \quad (2.2)$$

onde:

Kp e Ki representam respectivamente os ganhos proporcional e ressonante do regulador P+Res;

ωcut é a faixa de frequência em torno da frequência $\omega\omega$, na qual se permite ganho alto, mas finito para o regulador P+Res real. A largura de banda, ωcut , observada ao redor da frequência $\omega\omega$, minimiza a sensibilidade do compensador P+Res às pequenas variações na frequência $\omega\omega$.

O inversor com a planta controlada pelas malhas externa de tensão e interna de corrente conforme descrito acima é simulado no capítulo 4.

2.4 Outras estratégias de controle utilizadas em inversores para fontes ininterruptas de energia

2.4.1 Controlador PI

O controlador PI, cujo uso é muito comum em inversores para fontes ininterruptas de energia, é descrito com maiores detalhes em (MARTINZ, 2007) e (ÅSTRÖM et al, 1995).

Conforme descrito em (MARTINZ, 2007), a figura 2.4 mostra o diagrama em blocos de um dos tipos de implementação do controlador PI em tempo contínuo.

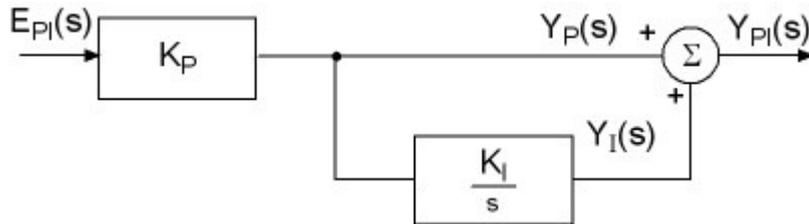


Figura 2.4 – Diagrama em blocos do controlador PI

A função de transferência do controlador PI da figura 2.4 é:

$$H_{PI}(s) = \frac{Y_{PI}(s)}{E_{PI}(s)} = k_p \left(1 + \frac{k_I}{s} \right) \quad (2.3)$$

$$H_{PI}(s) = k_p + \frac{k_p k_I}{s} \quad (2.4)$$

onde $Y_{PI}(s)$ é a saída, $E_{PI}(s)$ a entrada, k_p o ganho proporcional e k_I o ganho integral do controlador PI. Separando-se a ação proporcional da integral obtém-se:

$$Y_{PI}(s) = k_p \cdot E_{PI}(s) + \frac{k_p k_I}{s} \cdot E_{PI}(s) \quad (2.5)$$

$$Y_{PI}(s) = Y_P(s) + Y_I(s) \quad (2.6)$$

onde $Y_P(s)$ é saída da ação proporcional e $Y_I(s)$ é a saída da ação integral.

2.4.1.1 Ação *anti-windup*

O assunto é detalhado em (ÅSTRÖM et al, 1995) e (FERNANDES, L. A. P., 2001).

Basicamente o fenômeno conhecido como *windup* é quando a saída da parte integral do controlador PI atinge valores elevados e satura, devido a erro na entrada do controlador, $E_{PI}(s)$, muito grande durante intervalo de tempo grande. A consequência desse fenômeno é a ocorrência de transitório longo e com sobressinal elevado, mesmo após a eliminação deste erro na entrada do controlador.

Uma das formas de se evitar a saturação do PI é inserir um limitador na saída da parte integral. Um tipo de algoritmo que executa a ação *anti-windup* denominado *back-calculation* é proposto em (ÅSTRÖM et al, 1995).

2.4.1.2 Método de ajuste do controlador PI

Existem alguns critérios de ajustes de controladores PI descritos em (OGATA, K., 1993) como, por exemplo, o que especifica os parâmetros no domínio do tempo (sobressinal, tempo de acomodação, tempo de pico e tempo de subida), o qual é o adotado nesse trabalho.

2.4.2 Controle por Histerese

Os controladores denominados *bang-bang* (KERNICK et al, 1977) foram bastante utilizados por serem simples e robustos. Uma desvantagem é a frequência de chaveamento variável, o que dificulta o projeto do filtro de saída. Nesse tipo de controlador, muitas vezes denominado Controlador por Histerese, a tensão de saída é comparada com a tensão de referência senoidal através de um comparador com histerese, cuja saída gera os pulsos de chaveamento do Conversor CC/CA.

A limitação do uso do controlador por histerese, devido grande variação da frequência de chaveamento, foi contornada em (MALESANI et al, 1995), mas o mesmo perdeu a característica de simplicidade (FUKUDA et al, 2005). (MALESANI et al, 1990) propõe um método para controlar a corrente de VSI em PWM com frequência de modulação constante.

Vale ressaltar que o processo PWM tem melhor espectro de frequências da tensão de saída senoidal devido ativação das chaves com período constante comparado às estratégias de controle cuja frequência de chaveamento é variável.

O controle por histerese pesquisado na bibliografia em geral é aplicado ao controle de corrente. Contudo em (KERNICK et al, 1972b) o controlador por histerese é aplicado com objetivo de controlar a tensão de saída filtrada do inversor modulado em largura de pulso, onde a mesma é comparada com uma tensão de referência CA, gerando os sinais da tensão de saída para o circuito de acionamento do inversor para produzir uma forma de onda, na saída do inversor, destituída de harmônicas de baixa ordem. As figuras 2.5, 2.6 e 2.7, retiradas desse artigo, (KERNICK et al, 1972b), ilustram o circuito e as formas de ondas representativas do funcionamento do arranjo.

Também em (KERNICK et al, 1972b), (KERNICK et al, 1972a), (KERNICK, 1984) e (RHODES et al, 1990) o controlador por histerese é aplicado com objetivo

de controlar a tensão de saída juntamente com outras características adicionais de controle.

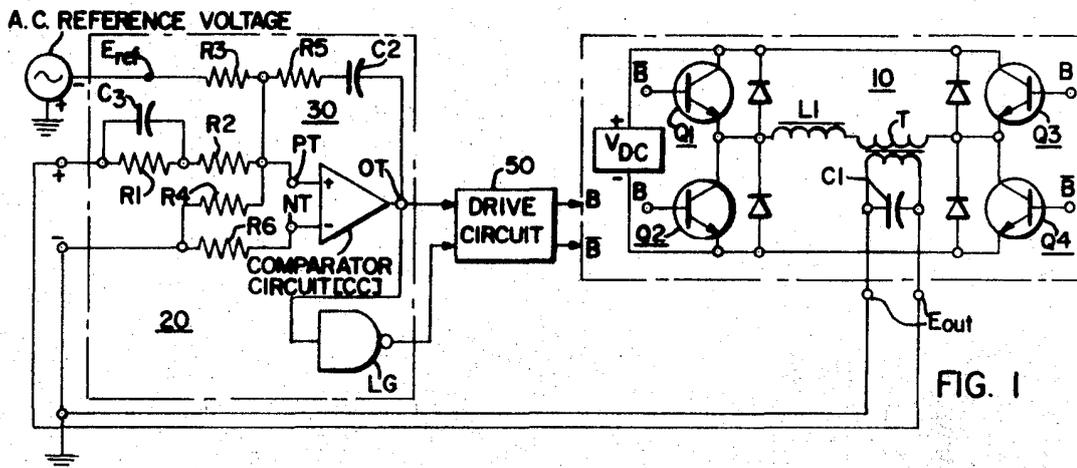


Figura 2.5 Inversor com controlador por histerese da tensão de saída (KERNICK et al, Mar. 7, 1972)

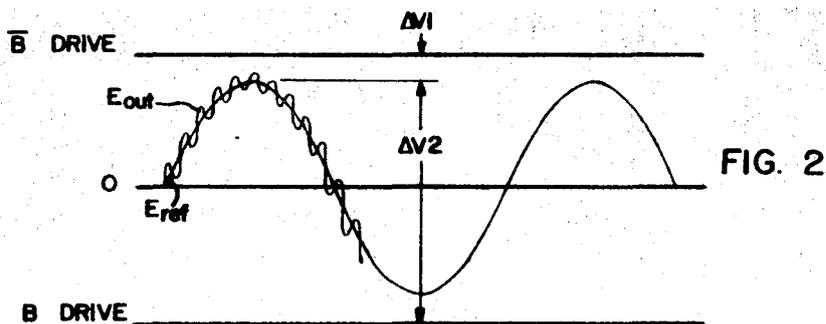


Figura 2.6 Formas de ondas representativas do inversor da figura 2.5 (KERNICK et al, Mar. 7, 1972)

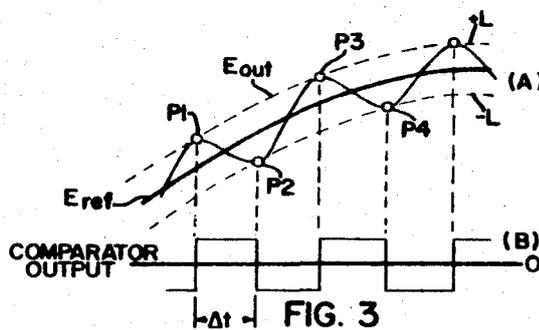


Figura 2.7 Formas de ondas representativas do inversor da figura 2.5 (KERNICK et al, Mar. 7, 1972)

2.4.3 *Sliding Mode Control* (SMC)

Na teoria de controle, *sliding mode control* (controle por modo deslizante), ou SMC, é uma forma de controle de estrutura variável e considerada uma estratégia de controle robusta.

A explanação do tipo de controle de estrutura variável e o correspondente *sliding mode control* pode ser encontrada, por exemplo, em (JEZERNIK et al, 1990).

O *sliding mode control* proporciona uma sistemática aproximação para o problema de manter a estabilidade e desempenho devido à imprecisão de modelagem. A característica mais distinguível do *sliding mode control* é a sua insensibilidade à incerteza paramétrica e distúrbios externos (JUNG et al, 1996).

Alguns exemplos de aplicação do *sliding mode control* em inversores para fontes ininterruptas de energia podem ser encontrados em (JEZERNIK et al, 1990), (CARPITA et al, 1993), (JUNG et al, 1996) e (TAI et al, 2002).

2.4.4 Controle *Deadbeat*

A estratégia de controle denominada *deadbeat* é classificada como digital preditiva e utiliza a tensão sobre o capacitor de filtro de saída do conversor CC/CA e a respectiva derivada para calcular, através de um algoritmo de controle, o *duty cycle* das chaves do conversor CC/CA de tal forma que no próximo período de amostragem a tensão sobre o capacitor de filtro se iguale à tensão de referência.

A lei de controle *deadbeat* também é conhecida como controle One Sampling Ahead Preview, OSAP (KAWAMURA et al, 1988).

(KAWAMURA et al, May 1988) propõe um algoritmo modificado de controle *deadbeat* para inversor PWM de fontes ininterruptas de energia. Através da aplicação de duas variáveis de estado, corrente e tensão no capacitor de filtro de saída do conversor CC/CA, medidos em cada intervalo de amostragem, a largura de pulso é computada em tempo real de forma a forçar a tensão de saída igualar a tensão de referência para cada instante de amostragem. O modelamento do inversor PWM com dados amostrados, as explicações do controle *deadbeat* e correspondente lei de controle são apresentadas em (KAWAMURA et al, May 1988) para um inversor monofásico com filtro LC na saída e conversor CC/CA em ponte completa aplicados em fontes ininterruptas de energia.

A estratégia de controle *deadbeat* apresenta a desvantagem de ser sensível a variações de parâmetros da planta (ABDEL-RAHIM, N. M. et al, 1996). Existem na literatura diversos artigos que tratam de modificações ou variações no controle *deadbeat*, visando melhorar a robustez do inversor.

Em termos de resultados de desempenho, em (KAWAMURA et al, 1988), por exemplo, os autores apresentam os resultados da DHT e resposta dinâmica, do controle *deadbeat* aplicado em um inversor PWM monofásico em ponte completa para fontes ininterruptas de energia.

Aplicações da estratégia de controle *deadbeat* para inversores não aplicados em fontes ininterruptas de energia, são encontradas, por exemplo, em (MALESANI et al, 1988); (GALASSI, 2006) para DVR, Restaurador Dinâmico de Tensão (*Dynamic Voltage Restorer*) e (JUNQUEIRA, 2004) para retificador trifásico com elevado fator de potência.

2.4.5 Controlador PIS

Um método utilizado para rastrear referência senoidal, denominado PIS é descrito em (FUKUDA et al, 2005) onde é combinada a ação PI juntamente com um regulador S, onde S possui uma função de transferência senoidal com uma determinada frequência de ressonância.

2.4.6 Controle Repetitivo

Considerando que a regulação na tensão de saída de um inversor para fontes ininterruptas de energia tem característica periódica, cargas do tipo não linear resultarão numa distorção na forma de onda da tensão de saída também periódica (TZOU et al, 1997).

A estratégia de controle digital denominada Controle Repetitivo (HARA et al, 1988), é uma solução que pode reduzir à valores baixos os erros de rastreamento na tensão de saída causados por cargas não lineares. O controle repetitivo é considerado como controle de aprendizado simples (*simple learning control*) devido a entrada de controle atual ser calculada usando a informação do sinal de erro dos períodos precedentes (HARA et al, 1988). Um exemplo de aplicação da técnica de controle repetitivo em inversores monofásicos para fontes ininterruptas de energia utilizando microprocessador é encontrado em (HANEYOSHI et al, 1986).

O tipo de controlador repetitivo, por si só, oferece não somente nível de baixa distorção na tensão de saída em regime estacionário, mas também resposta dinâmica lenta para distúrbios não periódicos. Para melhorar a resposta dinâmica geralmente o controlador repetitivo é combinado com outro tipo de controlador com resposta rápida (DENG et al, 2008). Outra restrição ao uso do controlador repetitivo, por si só, é sua limitação em aplicações de frequência fixa (TZOU et al, 1997). Em sistemas de controle, os distúrbios e/ou entradas de referências invariáveis incluem uma significativa componente periódica com período conhecido (TOMIZUKA et al, 1988).

Sabe-se que a frequência na rede da concessionária varia, mesmo que pouco. Para o caso de inversores funcionando em fontes ininterruptas de energia do tipo dupla conversão com chave estática de transferência (vide figura 1.1), há a necessidade de sincronismo de frequência e fase entre a tensão de saída do inversor e a componente fundamental da tensão da fonte reserva, normalmente a rede. A necessidade de sincronismo é devida a exigência de tempo de transferência nulo na comutação, realizada pela chave estática de transferência entre as fontes, inversor ou rede, e a carga. Então para que ocorra o sincronismo, a frequência da tensão de referência deve ser ajustada constantemente, pois depende do comportamento da rede da concessionária e, portanto o tipo de controlador repetitivo limitado em aplicações de frequência fixa não é aplicável.

Para aplicações onde a frequência da tensão de referência é variável o controlador repetitivo, digamos convencional, deve ser modificado como, por exemplo, em (TZOU et al, 1997) e (MICHELS et al, 2009), onde os autores implementam esse tipo de controlador em DSP, cujos algoritmos propostos empregam estratégias semelhantes. No controlador repetitivo proposto por (MICHELS et al, 2009) o sistema de controle do inversor é constituído por duas malhas sendo uma responsável pela resposta dinâmica rápida utilizando um

controlador do tipo proporcional e derivativo e a outra, a qual incorpora o controlador repetitivo, para a regulação da tensão de saída em regime estacionário minimizando a distorção harmônica causada por cargas não lineares. Sendo f_1 a frequência fundamental da tensão de saída, que depois de sintetizada deve ser igual a da tensão de referência; f_s a frequência de amostragem e n o número de amostras da tensão de referência, o controlador repetitivo modificado para aplicações onde a frequência da tensão de referência é variável deve respeitar a seguinte relação:

$$\frac{f_s}{f_1} = n, \quad \text{tal que } n \in N^+ \quad (2.7)$$

No caso do artigo (MICHELS et al, 2009), conhece-se f_1 e mantendo-se f_s fixa modifica-se adequadamente n de forma a respeitar a equação (2.7). É mostrado também que a ação do controlador repetitivo reduz a impedância de saída da planta do inversor numa faixa estreita ao redor de f_1 e de todas as componentes harmônicas múltiplas de f_s/n . No artigo são apresentados dois sistemas experimentais, um com $f_s = 6KHz$ e outro com $f_s = 18KHz$ sendo ambos experimentados sem (convencional) e com a modificação proposta. No sistema cuja $f_s = 18KHz$ a implementação faz uso do DSP de ponto fixo TMS320F2812. Os resultados a seguir referem-se ao sistema com $f_s = 18KHz$ onde em regime estacionário são apresentados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 Resultados da DHT da tensão de saída em regime estacionário do sistema de controle do inversor com controle repetitivo, conforme proposto por (MICHELS et al, 2009)

f_1 (Hz) \ DHT (%)	Convencional $n \neq \frac{f_s}{f_1}, n \in N^+$	Modificado proposto $n = \frac{f_s}{f_1}, n \in N^+$
58	5,92	1,20
59	5,73	1,04
60	1,07	1,22
61	6,22	0,95
62	6,34	1,35

Em regime transitório durante variações da frequência da tensão de referência de $58Hz$ a $62Hz$ na razão de $1Hz/s$, o erro resultante da comparação entre a tensão de referência e a tensão de saída para o controle repetitivo convencional, atinge valores próximos de $22V$ (de pico) nas frequências diferentes de $60Hz$ enquanto que para o controlador repetitivo modificado proposto o erro é de aproximadamente $7,5V$ (de pico), onde os autores concluem que o desempenho do controlador repetitivo modificado proposto é superior ao desempenho do controle repetitivo convencional.

A tensão de referência senoidal com frequência f_1 , em sincronismo de frequência e fase com a componente fundamental da tensão da fonte reserva (normalmente a rede da concessionária), pode ser gerada por um algoritmo de sincronização baseado, por exemplo, em PLL cuja descrição pode ser encontrada em vários artigos, como por exemplo, em (PADUA et al, 2007), (MATAKAS et al, 2010) e (PADUA et al, 2005).

Conclusão para controladores repetitivos: O controlador repetitivo modificado para inversores de fontes ininterruptas de energia quando aplicados para cargas não lineares, é uma boa solução para rastrear tensão de referência senoidal com a correspondente frequência fundamental variando devido sincronismo com a fonte reserva, que pode ser a rede da concessionária.

2.4.7 Redução da influência da impedância de saída da planta do inversor

Sendo a impedância de saída em inversores para fontes ininterruptas de energia fonte de erro de rastreamento causado pela corrente da carga, é proposta uma estratégia de controle digital em (Deng et al, 2008), com realimentações da tensão e corrente na carga.

Ela é baseada na determinação dos coeficientes do polinômio resultante da discretização da função de transferência (vide equação 3.10), resultante da modelagem da planta do inversor (vide figura 3.1), de modo a diminuir a impedância de saída do sistema em malha fechada e, portanto rejeitar os distúrbios causados pela corrente de carga. Para minimizar o erro de rastreamento é apresentado em (Deng et al, 2008) um procedimento para determinação dos parâmetros que tratam a realimentação da corrente de carga. Neste artigo considera-se que as principais componentes da corrente da carga em inversores para fontes ininterruptas de energia estão geralmente abaixo de 550 Hz (a frequência da componente fundamental no arranjo do artigo é 50 Hz). Então, conforme implementação no artigo, se a impedância de saída em malha fechada é reduzida na faixa de frequência abaixo de 550 Hz, a distorção da tensão de saída causada pela corrente da carga pode ser fortemente reduzida. Os resultados experimentais no artigo mostram que para uma carga do tipo retificador, a DHT da tensão de saída com o controlador proposto é de 1,89% e que com o tipo de controlador usado como referência para comparação, a DHT é de 4,72%. O tipo de controlador usado como referência, para propósito de comparação, é o com duas malhas de controle em cascata sendo que a interna controla a corrente do indutor e a externa a tensão de saída sobre o capacitor de filtro. Os parâmetros dos reguladores de corrente e tensão são projetados de forma a se obter resposta *deadbeat* nas respectivas malhas de corrente e tensão.

3 MODELAGEM DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE INVERSORES

Esse capítulo apresenta a modelagem da planta do inversor em tempo contínuo e no domínio da frequência; a modelagem e análise de duas estratégias de controle para inversores de fontes ininterruptas de energia: com malha única de tensão e com malha única de corrente. A primeira estratégia corresponde ao inversor clássico apresentado no capítulo 2, porém controlado somente pela malha interna de tensão; a segunda, corresponde ao inversor com a estratégia de controle escolhida, também apresentado no capítulo 2, porém controlado unicamente pela malha de corrente. O objetivo é comparar os dois controles (por tensão e por corrente), quando os mesmos são usados na malha interna no caso de controle com malhas em cascata.

Para o sistema de controle com malha única de tensão estuda-se o desempenho em regime transitório, pela análise do erro de estado estacionário para uma entrada em degrau unitário e faz-se a análise pelo lugar geométrico das raízes (LGR).

3.1 Modelagem da planta

A modelagem da planta é realizada de acordo com (MARTINZ, 2007).

3.1.1 Em tempo contínuo

A figura 3.1 ilustra a planta do inversor no domínio do tempo contínuo cuja função é sintetizar na saída do filtro LC a tensão $v_{refinv}(t)$, fornecida pelo sistema de controle ao PWM. O conversor CC/CA é do tipo ponte completa.

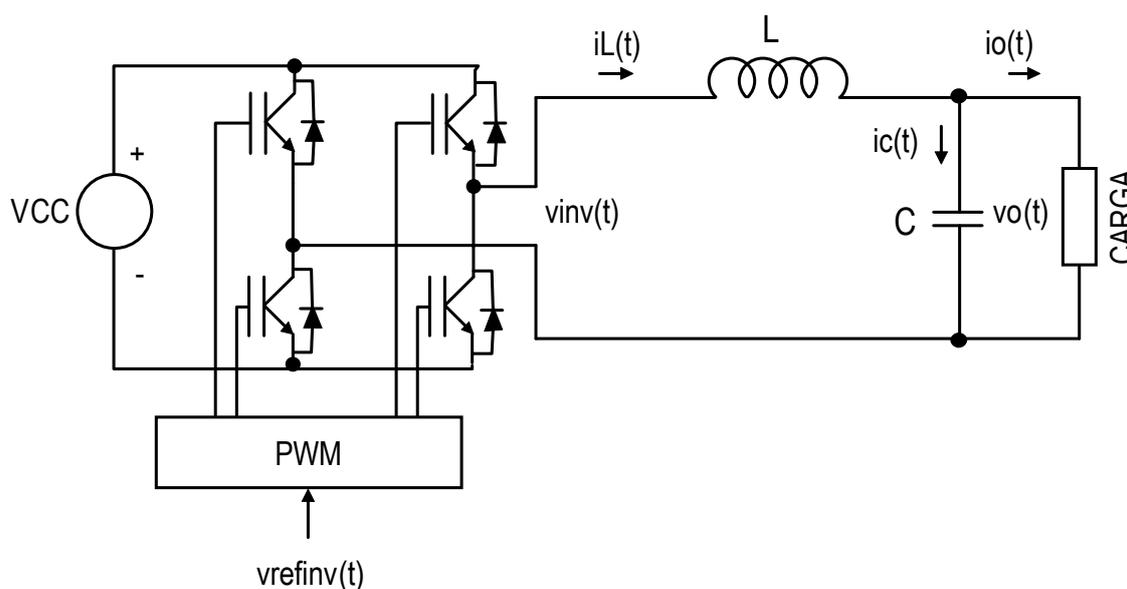


Figura 3.1 Planta no domínio do tempo contínuo.

Considerando como variáveis de estado $iL(t)$ e $vo(t)$, as equações de estado são:

$$L \frac{d}{dt} iL(t) = vinv(t) - vo(t) \quad (3.1)$$

$$C \frac{d}{dt} vo(t) = iL(t) - io(t) \quad (3.2)$$

As equações de estado na forma matricial são escritas como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} vo(t) \\ iL(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} vo(t) \\ iL(t) \end{bmatrix} + vinv(t) \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} + io(t) \cdot \begin{bmatrix} -1/C \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

3.1.2 No domínio da freqüência

A figura 3.2 representa o diagrama em blocos equivalente da figura 3.1, no domínio da freqüência. Com relação à equação 3.1, pela aplicação da Transformada de Laplace pode-se escrever:

$$\text{Sendo} \quad \mathcal{L} \left[L \frac{d}{dt} iL(t) \right] = \mathcal{L} [vL(t)] = L [(s) \cdot iL(s) - iL(0)] \quad (3.4)$$

Considerando $iL(0)=0$, resulta:

$$iL(s) = \frac{vL(s)}{sL} \quad (3.5)$$

$$\text{Como} \quad vL(s) = vinv(s) - vo(s) , \quad (3.6)$$

a função de transferência do primeiro bloco da figura 3.2 é expressa como:

$$\frac{iL(s)}{vinv(s) - vo(s)} = \frac{1}{sL} \quad (3.7)$$

Analogamente, com relação à equação 3.2, aplicando a Transformada de Laplace, a função de transferência do segundo bloco da figura 3.2 é expressa como:

$$\frac{vo(s)}{iL(s) - io(s)} = \frac{1}{sC} \quad (3.8)$$

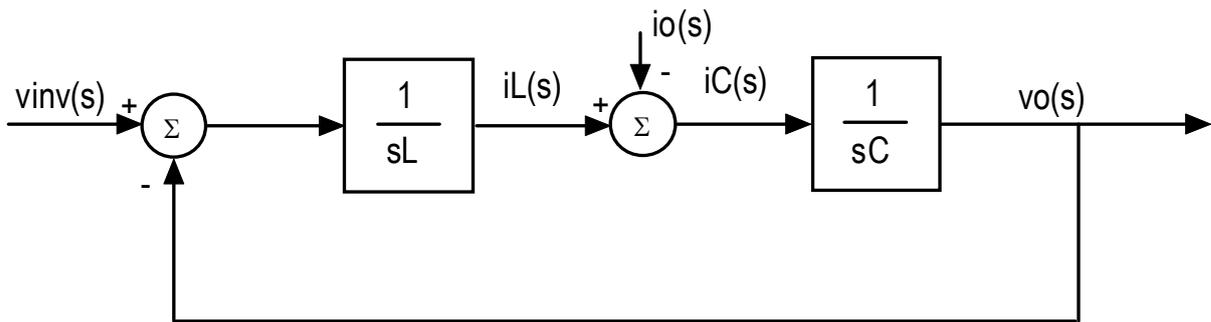


Figura 3.2 Diagrama em blocos da planta no domínio da frequência.

Sendo
$$io(s) = iL(s) - iC(s), \quad (3.9)$$

a função de transferência em malha fechada referente a figura 3.2 pode ser escrita da seguinte forma:

$$vo(s) = \frac{1}{s^2LC + 1} vinv(s) - \frac{sL}{s^2LC + 1} io(s) \quad (3.10)$$

Analisando a equação (3.10) pode-se concluir:

- Idealmente a tensão de saída filtrada, $vo(s)$, deve rastrear exatamente a tensão de referência da entrada, $vinv(s)$, com ganho unitário e com erro de fase desprezível, ou seja, $\frac{vo(s)}{vinv(s)} \rightarrow 1$;
- Considerando a corrente de carga, $io(s)$, como uma entrada de distúrbio, o correspondente ganho de transferência para a tensão de saída, $vo(s)$, deve ser idealmente zero tanto para a frequência fundamental quanto para as frequências harmônicas, ou seja, $\frac{vo(s)}{io(s)} \rightarrow 0$;
- Devido ao numerador, sL , do segundo termo, quanto maior o valor da indutância L do filtro maior será a deterioração da tensão de saída, $vo(s)$, causada pela perturbação de entrada, $io(s)$.

No diagrama da figura 3.2 quando é incluído um sistema de controle com realimentação pretende-se, conforme (BISHOP, 1993):

- 1- Diminuir a sensibilidade do sistema para variações da planta;
- 2- Permitir ajuste do sistema para resposta a transientes;
- 3- Rejeitar distúrbios;
- 4- Reduzir erros de rastreamento em estado estacionário.

3.2 Modelagem da planta controlada por malha única de tensão

Conforme citado no capítulo 2, item 2.2 - Inversor com a planta controlada pelas duas malhas, interna e externa, de tensão - a figura 3.3 representa aquele sistema com relação à planta sendo controlada somente pela malha interna de tensão. G_v representa o ganho proporcional do regulador de tensão e o bloco PWM + Conversor é considerado, para análise, com ganho igual a um.

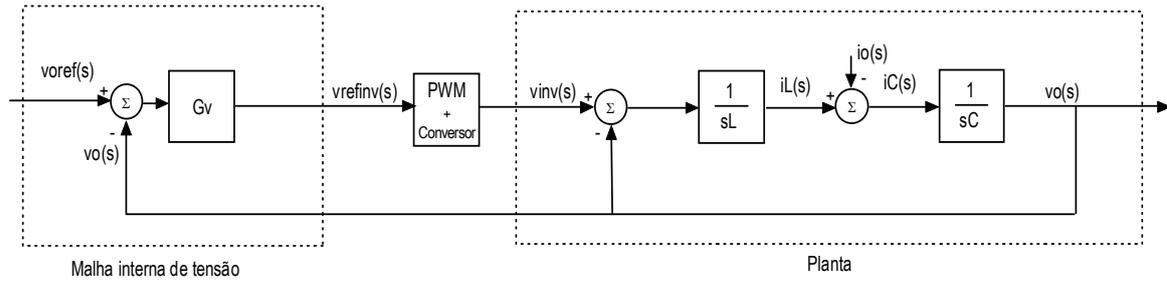


Figura 3.3 Diagrama em blocos da malha interna de tensão e planta

Considerando o diagrama em blocos da figura 3.3, sendo:

$$[(voref(s) - vo(s)) \cdot Gv - vo(s)] \cdot \frac{1}{sL} - io(s) = iC(s) ; \quad (3.11)$$

$$iC(s) = vo(s) \cdot sC \quad e \quad (3.12)$$

$$io(s) = iL(s) - iC(s) , \quad (3.13)$$

$vo(s)$ pode ser escrita na forma abaixo:

$$vo(s) = \frac{Gv}{s^2LC + Gv + 1} \cdot voref(s) - \frac{sL}{s^2LC + Gv + 1} \cdot io(s) \quad (3.14)$$

Na equação 3.14, a 2ª parcela deteriora o rastreamento de $vo(s)$ sendo, $io(s)$ portanto considerado como uma perturbação ou entrada de distúrbio.

Devido à impedância da carga ser a fonte de erro de rastreamento causado pela corrente de carga, (DENG et al, 2008) propõe um controlador digital para inversor monofásico aplicado a UPS, o qual reduz a influência da impedância de saída da planta do inversor pela realimentação da corrente de carga, alcançando desempenho de alta qualidade em regime permanente e transitório, mesmo com frequência de chaveamento baixa. Tal desempenho é conseguido através do sensoriamento da tensão de saída e da corrente da carga, considerando a alimentação CC do inversor constante.

Rearranjando o diagrama em blocos da figura 3.3, com relação à Z_o , onde Z_o é a impedância da carga, obtém-se a figura 3.4:

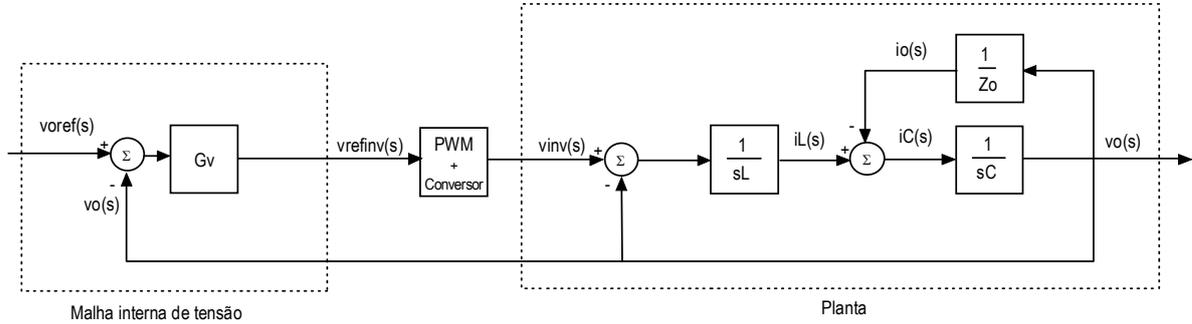


Figura 3.4 Diagrama em blocos da malha interna de tensão e planta com Z_o explícita

3.2.1 Função de transferência de malha aberta

Considerando o diagrama em blocos da figura 3.4, sendo:

$$iC(s) = iL(s) - \frac{vo(s)}{Z_o} \quad e \quad (3.15)$$

$$iL(s) = \frac{[voref(s) - vo(s)] \cdot Gv - vo(s)}{sL} \quad , \quad (3.16)$$

Como nesse caso a realimentação é unitária, a função de transferência de malha aberta coincide com a função de transferência do ramo direto (OGATA, 1993). Então:

$$vo(s) = \left\{ [(voref(s) - vo(s)) \cdot Gv - vo(s)] \cdot \frac{1}{sL} - \frac{vo(s)}{Z_o} \right\} \cdot \frac{1}{sC} \quad (3.17)$$

Desenvolvendo 3.17, resulta a função de transferência em malha aberta, $G_v(s)$:

$$G_v(s) = \frac{vo(s)}{voref(s) - vo(s)} = \frac{Gv}{LCs^2 + \frac{L}{Z_o}s + 1} \quad (3.18)$$

A partir da função de transferência em malha aberta pode-se simplificar o diagrama em blocos da figura 3.4 obtendo-se a figura 3.5:

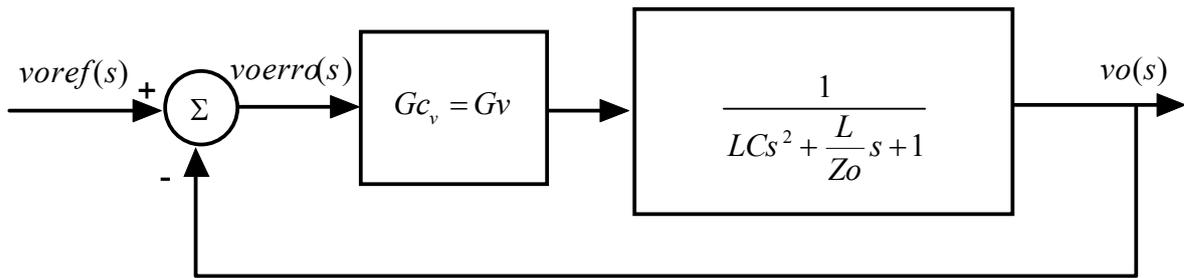


Figura 3.5 Diagrama em blocos simplificado da malha interna de tensão e planta

3.2.2 Função de transferência de malha fechada ($T_v(s)$)

Novamente, como a realimentação é unitária:

$$T_v(s) = \frac{vo(s)}{voref(s)} = \frac{G_v(s)}{1 + G_v(s)}$$

Substituindo 3.18 na equação acima, obtém-se:

$$T_v(s) = \frac{\frac{Gv}{LCs^2 + \frac{L}{Zo}s + 1}}{1 + \frac{Gv}{LCs^2 + \frac{L}{Zo}s + 1}}, \quad (3.19)$$

que resulta na função de transferência de malha fechada:

$$T_v(s) = \frac{vo(s)}{voref(s)} = \frac{Gv}{LCs^2 + \frac{L}{Zo}s + 1 + Gv} \quad (3.20)$$

3.3 Análise como um sistema de 2ª ordem, da planta controlada por malha única de tensão

A equação genérica, escrita na forma padrão, de um sistema de 2ª ordem é (OGATA, 1993):

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (3.21)$$

É conveniente reescrever as equações 3.18 e 3.20, respectivamente função de transferência de malha aberta e função de transferência de malha fechada nas formas abaixo para se assemelhar à equação 3.21:

$$G_v(s) = G_v \cdot \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{CZ_0}s + \frac{1}{LC}} \quad (3.22)$$

$$T_v(s) = \frac{G_v}{G_v+1} \cdot \frac{\frac{G_v+1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{CZ_0}s + \frac{G_v+1}{LC}} \quad (3.23)$$

Comparando a equação 3.22 com a equação 3.21, sem considerar o fator de multiplicação G_v , obtém-se:

$$\omega_{nMA} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.24)$$

$$\zeta_{MA} = \frac{1}{2Z_0} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.25),$$

onde ω_{nMA} é a frequência natural não amortecida em malha aberta e ζ_{MA} é o coeficiente de amortecimento em malha aberta.

Analogamente, comparando a equação 3.23 com a equação 3.21, sem considerar o fator de multiplicação, G_v/G_v+1 , obtém-se:

$$\omega_{nMF} = \sqrt{\frac{G_v+1}{LC}} \quad (3.26)$$

$$\zeta_{MF} = \frac{1}{2CZ_0} \cdot \sqrt{\frac{LC}{G_v+1}} \quad (3.27),$$

onde ω_{nMF} é a frequência natural não amortecida em malha fechada e ζ_{MF} é o coeficiente de amortecimento em malha fechada

$$\zeta_{MF} = \sqrt{\zeta_{MA}^2 \cdot \frac{1}{G_v+1}} \quad (3.28)$$

Note-se que nas equações 3.26, 3.27 e 3.28 se $Gv=0$, ω_n e ζ de malha fechada se tornam de malha aberta.

Também, sem considerar os fatores de multiplicação, Gv e $Gv/Gv+1$, se na equação 3.23 $Gv=0$, a mesma se torna igual à 3.22, ou seja, $T_v(s)=G_v(s)$.

Em um sistema de segunda ordem o produto de ζ (coeficiente de amortecimento) por ω_n (frequência natural não amortecida), em malha aberta deve ser igual ao produto de ζ por ω_n , em malha fechada. No caso desse estudo os resultados dos respectivos produtos são iguais à $1/2CZo$, que corresponde em módulo à parte real dos pólos de $G_v(s)$ e $T_v(s)$, respectivamente equações 3.22 e 3.23. Portanto:

$$-\sigma = \omega_{nMA} \cdot \zeta_{MA} = \omega_{nMF} \cdot \zeta_{MF} = -\frac{1}{2CZo} \quad (3.29)$$

Para o caso do sistema ser subamortecido onde $0 < \zeta < 1$, $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$. Então substituindo as equações 3.26 e 3.27 em $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$, obtém-se:

$$j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = j \sqrt{\frac{1}{4C^2Zo^2} - \frac{Gv+1}{LC}} \quad (3.30)$$

Através das equações 3.29 e 3.30 define-se a figura 3.6:

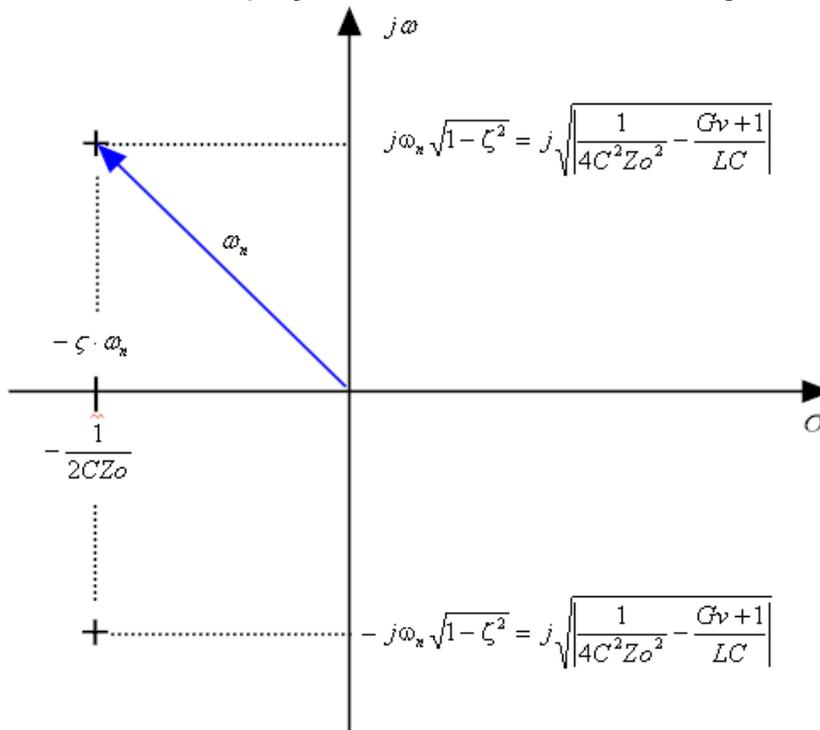


Figura 3.6 Representação no plano s dos pólos do sistema de 2ª ordem em malha fechada subamortecido referente à equação 3.23

3.4 Desempenho em regime transitório do sistema de controle com malha única de tensão: Análise do erro de estado estacionário para uma entrada em degrau unitário

Pelo Teorema do valor final:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} erro(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot erro(s)$$

Em malha fechada o erro de estado estacionário para uma entrada em degrau unitário com realimentação unitária é (DORF, 1992):

$$erro(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \left(\frac{1}{1 + G_v(s)} \right) \cdot \left(\frac{1}{s} \right) = \frac{1}{1 + G_v(0)}$$

Substituindo a equação (3.22) na equação acima, resulta:

$$erro(\infty) = \frac{1}{1 + \frac{G_v}{LCs^2 + \frac{L}{Z_o}s + 1}}$$

Fazendo $s = 0$ na equação acima, resulta:

$$erro(\infty) = \frac{1}{1 + G_v} \quad (3.31)$$

3.5 Análise pelo lugar geométrico das raízes (LGR)

Da equação 3.18:

$$G_v(s) = \frac{G_v}{LC \left(s^2 + \frac{1}{CZ_o}s + \frac{1}{LC} \right)} \quad (3.32)$$

$$G_v(s) = G_v \cdot k \cdot \frac{\omega_{nMA}^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{nMA} \cdot s + \omega_{nMA}^2}, \quad (k \geq 0) \quad (3.33)$$

Os pólos em malha aberta são:

$$\zeta_{MA} \cdot \omega_{nMA} \pm \omega_{nMA} \cdot \sqrt{1 - \zeta_{MA}^2} \quad (3.34)$$

regulador de corrente e o bloco PWM+Conversor é considerado, para análise, com ganho igual a um.

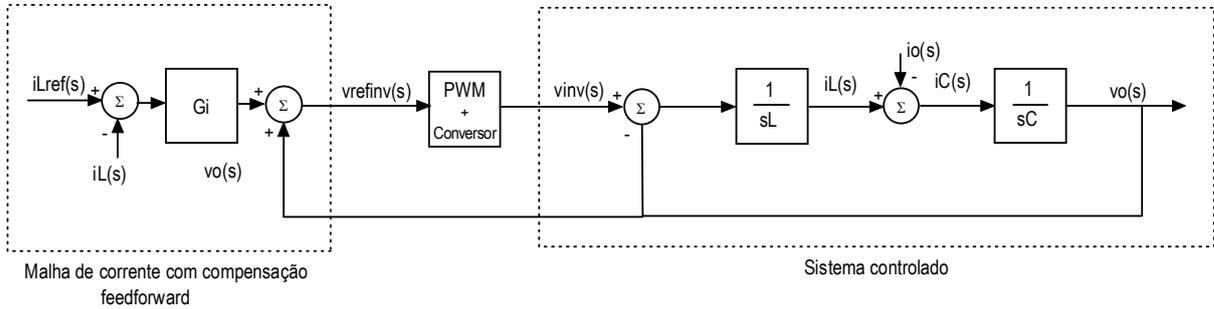


Figura 3.8 Malha de corrente com compensação da tensão de saída e planta

Analisando o diagrama de blocos da figura 3.8 sob o ponto de vista da corrente, ou seja, a partir de $iLref(s)$ até se obter a corrente $iL(s)$ e sem levar em conta a compensação de $vo(s)$ somada na malha de corrente, pode-se escrever a seguinte equação:

$$\frac{iL(s)}{(iLref(s) - iL(s)) \cdot Gi - vo(s)} = \frac{1}{sL} \quad (3.36)$$

A partir da equação 3.36, determina-se a função de transferência:

$$iL(s) = \frac{Gi}{sL + Gi} iLref(s) - \frac{1}{sL + Gi} vo(s) \quad (3.37)$$

Considerando agora, a realimentação *feedforward* da tensão $vo(s)$, no bloco somador, interno à malha de controle da corrente da figura 3.8, a perturbação causada por $vo(s)$ é desacoplada da corrente do indutor $iL(s)$, cancelando-a. A função de transferência passa a ser:

$$iL(s) = \frac{Gi}{sL + Gi} iLref(s) \quad (3.38)$$

A equação 3.38 também pode ser escrita da forma abaixo:

$$iL(s) = \frac{1}{s \frac{L}{Gi} + 1} \cdot iLref(s) \quad (3.39)$$

Da equação 3.39 pode-se concluir que para $iL(s)$ rastrear exatamente $iLref(s)$, Gi deve tender a infinito, mas existem limites para Gi , que será discutido no próximo item.

3.6.1 Regulador da malha interna de corrente

Sendo G_i representando K_{piL} , onde K_{piL} é o ganho proporcional do regulador de corrente, de acordo com (MARTINZ, F. O., MATAKAS JR, L., 2009), onde é realizada análise da malha de corrente em tempo contínuo, não sendo considerados atrasos de atuação e processamento inerentes ao funcionamento em tempo discreto, são possíveis:

- determinar o ganho máximo para o controlador P de forma a evitar múltiplos chaveamentos, baseado no critério que a derivada do sinal modulante deve ser sempre menor que a derivada da portadora triangular;
- calcular os erros de amplitude e fase para o ganho proporcional determinado.

Dessa forma é definido, no artigo referenciado acima, que o limite máximo teórico do ganho para o controlador tipo P na malha de corrente e operando com PWM de dois níveis é:

$$K_{piL \max} = 2 \cdot f_{tri} \cdot L \quad (\Omega) \quad (3.40),$$

onde f_{tri} é a frequência da portadora triangular e L é o valor da indutância do indutor do filtro de saída do inversor. Em (MARTINZ et al, 2010) é citado que para o conversor monofásico em ponte completa com PWM unipolar o ganho para o controlador tipo P na malha de corrente é duas vezes maior do que para o conversor em meia ponte, ou seja, o dobro do ganho da equação 3.40.

Conforme (MARTINZ, F. O., MATAKAS JR, L., 2009), sendo γ definido como o fator de ganho do controlador P; $\bar{\omega}_0$ a frequência angular base da componente fundamental:

$$\gamma = \frac{K_{piL}}{\bar{\omega}_0 \cdot L} \quad (3.41),$$

a função de transferência do rastreamento em amplitude da corrente do indutor do filtro é calculado conforme a equação 3.42, considerando a realimentação *feedforward* da tensão $v_o(s)$, na malha de corrente:

$$\left| \frac{iL(\bar{\omega}_0)}{iL_{ref}(\bar{\omega}_0)} \right| \cong \frac{\gamma}{\sqrt{1 + \gamma^2}} \quad (3.42),$$

e a função de transferência do erro de rastreamento da fase conforme a equação 3.43, na frequência $\bar{\omega}_0$:

$$\theta_{1r} = -\tan^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \quad (3.43)$$

4 SIMULAÇÕES E METODOLOGIA DE PROJETO

O capítulo inicia com o dimensionamento do filtro LC da planta do inversor e simulações do inversor com planta controlada somente por uma malha de tensão e também somente por uma malha de corrente, ambos modelados no capítulo 3, com objetivo de avaliar o desempenho da malha interna de controle quando se usa duas malhas, externa de tensão e interna de tensão ou corrente.

São realizadas simulações em tempo contínuo de dois tipos de estratégias de controle empregados em inversores para UPS, com carga resistiva e carga não linear, e comparados os respectivos desempenhos:

- clássica com a planta controlada por duas malhas, interna e externa de tensão onde o controlador na malha interna é do tipo Proporcional;

- escolhida para implementação experimental, com a planta controlada por duas malhas, externa de tensão e interna de corrente com compensação feedforward onde os controladores da malha externa e interna são respectivamente P+Ressonante e Proporcional. Nesse tipo de estratégia de controle é apresentado um critério para determinação dos ganhos do regulador da malha de tensão.

Nesse capítulo também é apresentado a descrição do inversor com a estratégia de controle escolhida e do respectivo sistema de controle com três malhas, seguido pelo procedimento utilizado para simulação e um roteiro para a simulação em tempo discreto. O programa utilizado para as simulações é o PSIM.

Com o objetivo de uniformizar os valores dos principais parâmetros das simulações apresentadas nesse trabalho e também a montagem experimental realizada no LEP¹ (assunto do capítulo 5), os valores adotados abaixo são baseados nas especificações do inversor com a estratégia de controle escolhida (que será apresentado no item 4.7):

- Conversor CC/CA PWM em ponte completa chaveado em 20 kHz ;
- Tensão nominal filtrada da saída do inversor, $v_o = 26 V$ (eficazes);
- Frequência nominal de saída, $f_o = 60 Hz$;
- Potência nominal de saída do inversor, $P_{inv} = 82 W$;
- Tensão nominal do barramento CC de 60V .

A razão dos valores adotados para a tensão nominal de saída e a potência na saída, nas características acima, são explanados no item 4.7.

4.1 Dimensionamento do filtro LC da planta do inversor

O critério adotado abaixo para o dimensionamento do indutor e capacitor do filtro de saída do inversor é descrito com detalhes em (MARTINZ, 2007).

¹ LEP: Laboratório de Eletrônica de Potência da Escola Politécnica da USP.

Com base na figura 3.1 e nas equações 3.6 e 3.9, reescritas respectivamente abaixo:

$$vL(s) = v_{in}v(s) - v_o(s)$$

$$i_o(s) = iL(s) - iC(s);$$

Sendo K_L a máxima queda de tensão percentual admitida no indutor de filtro; Z_L a impedância do indutor de filtro de saída e ω_0 a frequência angular da componente fundamental:

$$K_L = \frac{vL}{v_o} \quad (4.1),$$

obtém-se

$$Z_L = K_L \cdot Z_{onom} \quad (4.2)$$

e portanto:

$$L = \frac{K_L \cdot Z_{onom}}{\omega_0} \quad (4.3)$$

Sendo K_C a máxima corrente percentual admitida no capacitor de filtro; Z_C a impedância do capacitor de filtro de saída e ω_f a frequência angular de ressonância do filtro de saída pode-se escrever:

$$K_C = \frac{iC}{i_o} \quad (4.4),$$

que obtém-se:

$$Z_C = \frac{1}{K_C} \cdot Z_{onom} \quad (4.5)$$

Conforme (MARTINZ, 2007):

- Valores típicos de K_L e K_C situam-se na faixa entre 0,1 e 0,2;
- Adotando-se $K_L=0,1$ e $K_C=0,1$ a frequência de corte do filtro está uma década acima da frequência fundamental, verificada pela seguinte equação:

$$\omega_f = \frac{\omega_0}{\sqrt{K_L \cdot K_C}} \quad (4.6)$$

Sabe-se que, a frequência de corte do filtro, desprezando-se as perdas do indutor e do capacitor, é igual à frequência de ressonância. Então pode-se escrever:

$$C = \frac{1}{\omega_f^2 \cdot L} \quad (4.7)$$

Tendo como valores de base: $v_o = 26V$ (eficazes); $f_o = 60\text{ Hz}$ e $P_{inv} = 82\text{ W}$, calcula-se a impedância nominal da carga, Z_{onom} :

$$Z_{onom} = \frac{(26)^2}{82} \cong 8,2\Omega$$

Adotando-se $K_L = K_C = 0,1$, determina-se ω_f , aplicando-se a equação 4.6:

$$\omega_f = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60}{\sqrt{0,1 \cdot 0,1}} = \frac{377}{0,1} = 3770\text{rad/s}$$

O valor $\omega_f = 3770\text{rad/s}$ indica que a frequência de corte do filtro é uma década acima da frequência fundamental.

Aplicando respectivamente as equações 4.3 e 4.7 obtém-se:

$$L = \frac{0,1 \cdot 8,2}{377} = 2,17\text{mH}$$

$$C = \frac{1}{3770^2 \cdot 0,00217} = 32,4\mu\text{F}$$

Na montagem experimental havia disponíveis dois indutores de $0,99\text{mH}$ que foram utilizados em série, resultando num indutor equivalente de $1,98\text{mH}$. Recalculando-se o capacitor obtém-se $C = 35,5\mu\text{F}$. Foram utilizados dois capacitores de $20\mu\text{F}$ em paralelo resultando em $C = 40\mu\text{F}$. Portanto o filtro da planta do inversor foi definido com:

$$L = 1,98\text{mH} \text{ e}$$
$$C = 40\mu\text{F}.$$

4.2 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada somente por uma malha de tensão

O inversor com estratégia de controle clássica e planta controlada por malha única de tensão, cujo estudo foi realizado nos itens 3.2 a 3.5 é agora simulado.

4.2.1 Inversor em malha aberta

Pode-se simular o inversor utilizando a fonte de tensão controlada por tensão, que é um elemento disponível no software de simulação PSIM (POWERSIM INC., 2010), utilizado neste trabalho, em substituição ao conversor CC/CA do tipo fonte de tensão (VSI), chaveado em modulação por largura de pulso

(PWM), conforme mostrado na figura 4.1 a qual representa o diagrama esquemático utilizado para simulação do inversor em malha aberta.

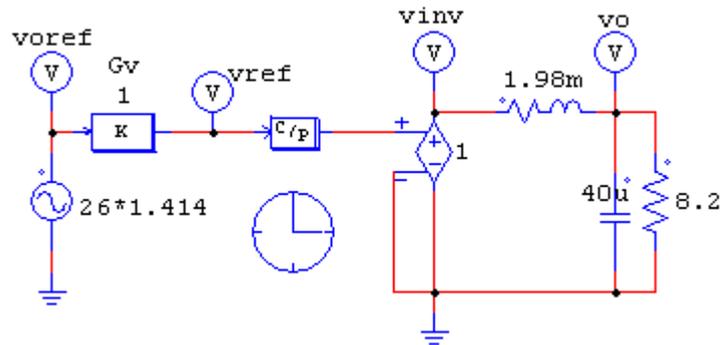


Figura 4.1 Inversor em malha aberta, simulado por fonte vinculada de tensão

Os resultados da simulação são mostrados nas figuras 4.2 e 4.3:

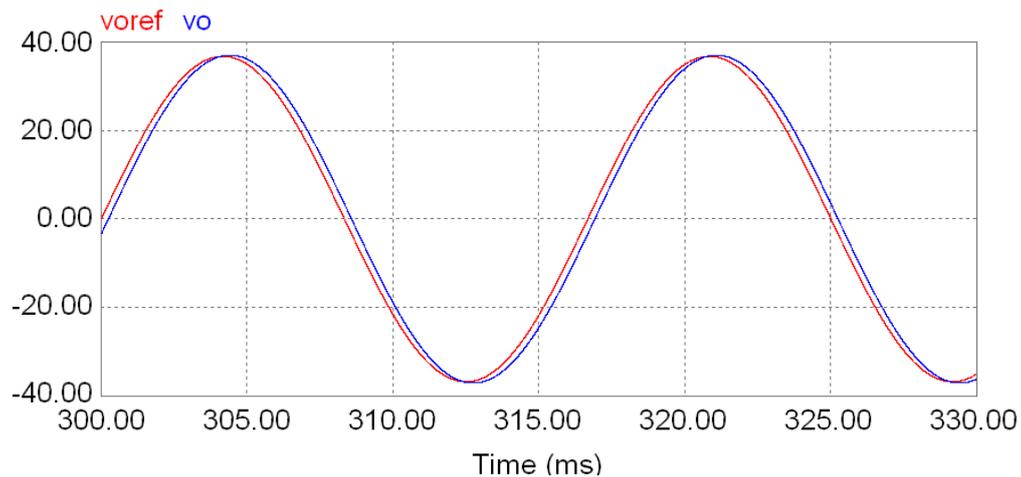


Figura 4.2 Tensões de referência e de saída do inversor em malha aberta; $G_v = 1$; $Z_o = Z_{onom} = 8,2\Omega$ resistiva. *voref* na cor vermelha e *vo* na azul.

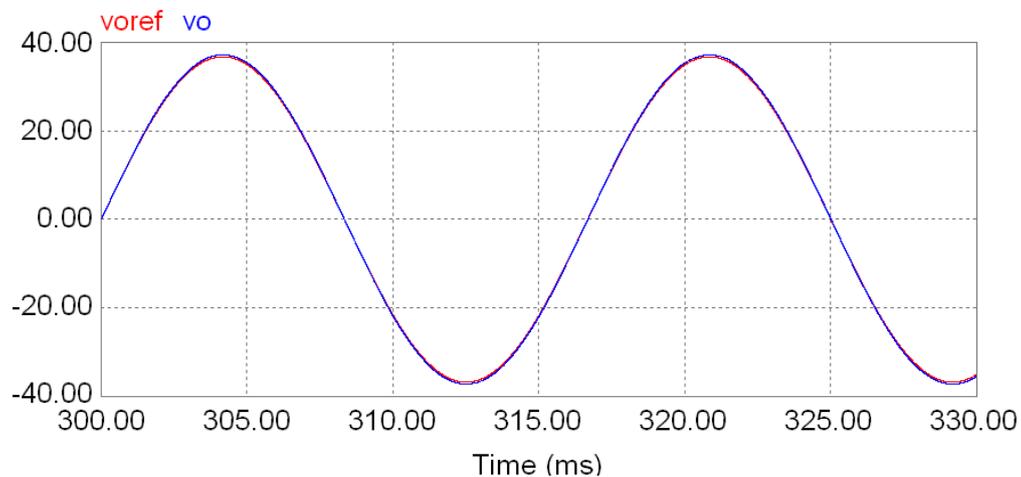


Figura 4.3 Tensões de referência e de saída do inversor em malha aberta; $G_v = 1$; $Z_o = 100 \cdot Z_{onom} = 820\Omega$ resistiva. *voref* na cor vermelha e *vo* na azul.

Em malha aberta, quando $G_v = 1$; $Z_o = 100 \cdot Z_{onom} = 820\Omega$ resistiva (figura 4.3), os erros de amplitude e fase são menores comparados com o caso onde $G_v = 1$; $Z_o = Z_{onom} = 8,2\Omega$ resistiva (figura 4.2), pois estes erros são devidos à queda de tensão sobre o indutor do filtro, uma vez que na configuração dessa simulação as demais partes do circuito são ideais.

4.2.2 Inversor em malha fechada

O objetivo da simulação desse item é verificar o comportamento do inversor com a estratégia de controle clássica onde a planta é controlada por malha única de tensão para dois valores de corrente de carga (nominal e 1% da corrente nominal) e para dois valores do ganho proporcional da malha de tensão, além de comprovar o estudo analítico realizado no capítulo 3 com relação ao erro de estado estacionário.

Pela equação 3.31:

$$erro(\infty) = \frac{1}{1 + G_v},$$

quando $G_v = 1$ e $G_v = 10$ os respectivos erros de estado estacionário são 50% e 9,091%.

Na figura 4.4 é mostrado o esquema para simulação e os resultados são mostrados nas figuras 4.5 e 4.6 e 4.7.

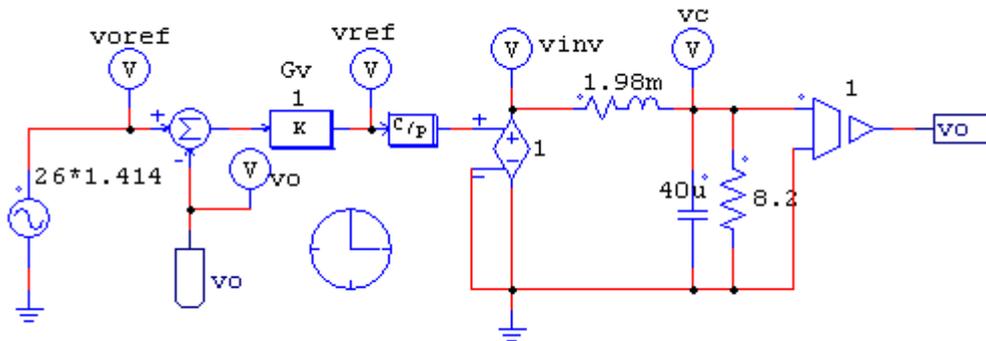


Figura 4.4 Inversor em malha fechada

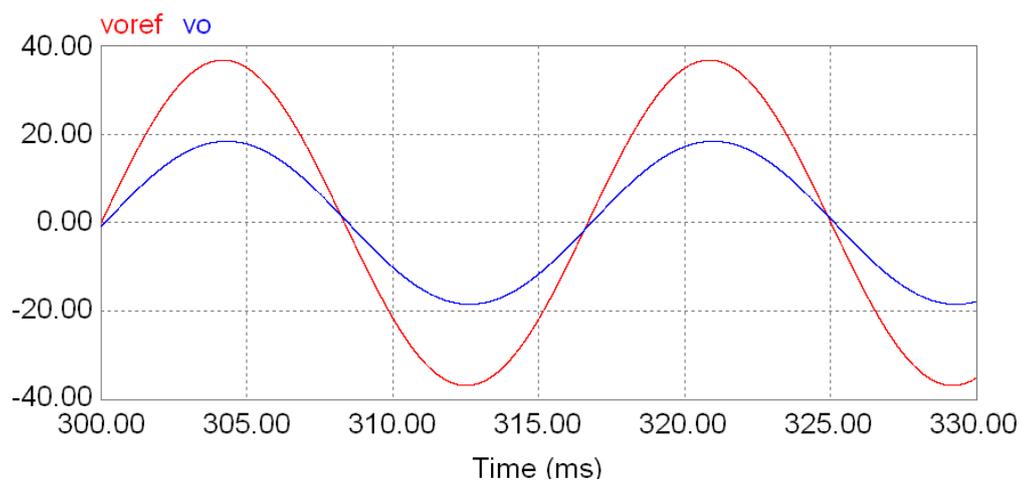


Figura 4.5 Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada, com $G_v = 1$; $Z_o = Z_{onom} = 8,2\Omega$ resistiva. *voref* na cor vermelha e *vo* na azul.

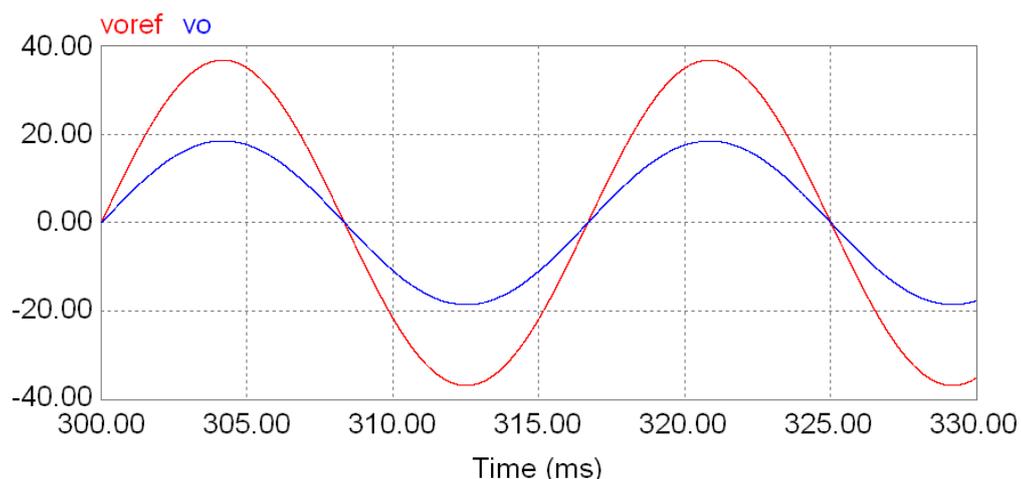


Figura 4.6 Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada, com $G_v = 1$; $Z_o = 100 \cdot Z_{onom} = 820\Omega$ resistiva. *voref* na cor vermelha e *vo* na azul.

Observa-se pelas figuras 4.5 e 4.6 que o atraso, causado pelo erro de fase, é maior em $Z_o = Z_{onom}$ resistiva do que em $Z_o = 100 \cdot Z_{onom}$ resistiva, porém os erros de amplitudes, considerando os valores das amplitudes máximas, são praticamente iguais.

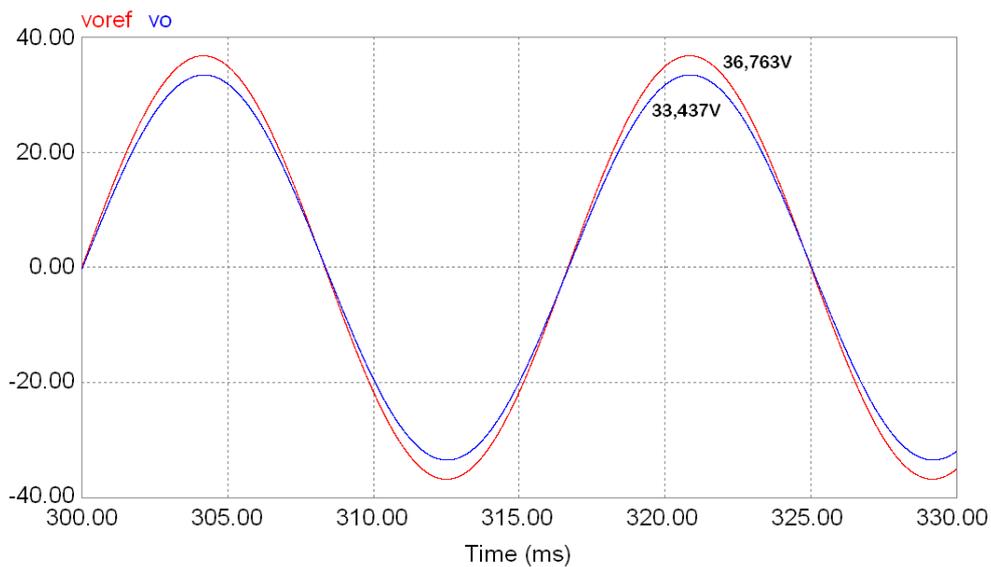


Figura 4.7 Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada, com $G_v = 10$; $Z_o = Z_{onom} = 8,2\Omega$ resistiva. v_{oref} na cor vermelha e v_o na azul.

As figuras 4.5, 4.6 e 4.7 comprovam os valores calculados de erro de estado estacionário que é igual a 50% para $G_v = 1$ e praticamente igual a 9,09% para $G_v = 10$, sendo que estes erros independem da carga, Z_o .

Conforme esperado, pela análise do capítulo 3, a figura 4.8 mostra que para valores de corrente baixa de carga (no caso 1% da corrente nominal) e com o ganho proporcional do regulador da malha de tensão mais alto ($G_v = 10$), a tensão de saída do inversor se torna oscilatória com oscilação sustentável.

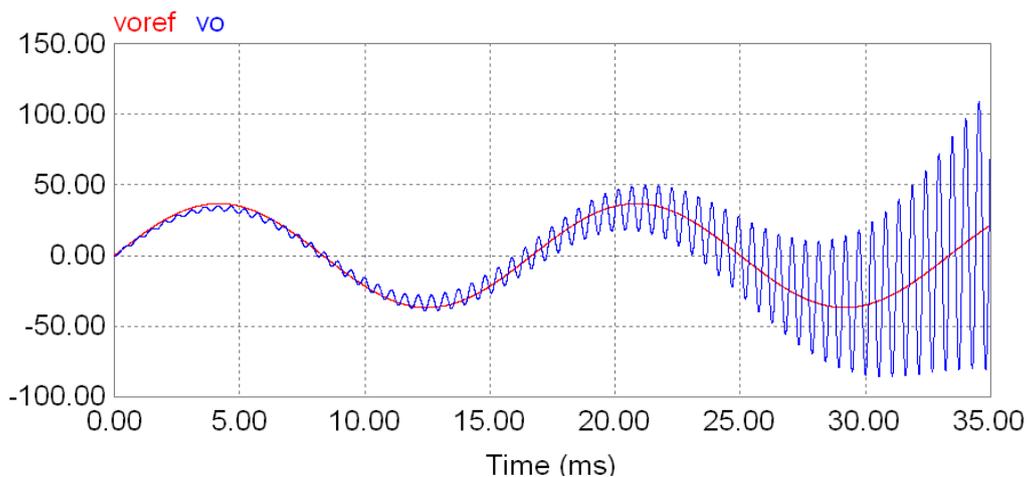


Figura 4.8 Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada, com $G_v = 10$; $Z_o = 100 \cdot Z_{onom} = 820\Omega$ resistiva. v_{oref} na cor vermelha e v_o na azul.

4.3 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada somente por uma malha de corrente

4.3.1 Determinação do ganho proporcional do regulador de corrente e cálculo dos erros de amplitude e fase no rastreamento da corrente do indutor do filtro

Baseado nos valores estipulados de $f_{tri} = 20 \text{ kHz}$ e $L = 1,98 \text{ mH}$ e que o conversor CC/CA desse trabalho é em ponte completa (PWM em três níveis), pela equação 3.40:

$$K_{piL \max} = 2 \cdot 2 \cdot f_{tri} \cdot L \Rightarrow K_{piL \max} = 2 \cdot 79,2 = 158,4 \Omega \text{ (para PWM em três níveis),}$$

que corresponde ao conjunto PWM+Conversor CC/CA com ganho unitário.

Considerando que: o valor de $K_{piL \max} = 158,4 \Omega$ é o ganho máximo teórico; há erros de modelagem como por exemplo do indutor e que evita-se trabalhar com o ganho máximo, o valor adotado para K_{piL} será a metade do ganho máximo teórico, ou seja, $K_{piL} = 79,2 \Omega$.

Com $K_{piL} = 79,2 \Omega$; $\bar{\omega}_0 = 377 \text{ rad/s}$ e $L = 1,98 \text{ mH}$, pela equação 3.41:

$$\gamma = \frac{K_{piL}}{\bar{\omega}_0 \cdot L} = 106,1$$

A função de transferência do rastreamento em amplitude da corrente do indutor do filtro conforme a equação 3.42, considerando a realimentação *feedforward* da tensão $v_o(s)$, na malha de corrente é:

$$\left| \frac{iL(\bar{\omega}_0)}{iL_{ref}(\bar{\omega}_0)} \right| \cong \frac{\gamma}{\sqrt{1+\gamma^2}} = \frac{106,1}{\sqrt{1+(106,1)^2}} \cdot 100(\%) = 99,9956\%$$

portanto o erro de rastreamento em amplitude da corrente do indutor do filtro é 0,0044%.

O erro de rastreamento da fase conforme a equação 3.43 é:

$$\theta_{IT} = -\tan^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) = -0,54^\circ$$

4.3.2 Simulação sem compensação *feedforward*

A figura 4.9 representa o diagrama esquemático utilizado para simulação do inversor em malha fechada com a planta controlada somente por uma malha de corrente, sem compensação *feedforward*. É utilizado o bloco do PSIM fonte de tensão controlada por tensão com ganho da fonte unitário. O regulador de corrente conforme mostrado é do tipo P, que nesse caso de simulação tem ganho $K_{piL}=1,0\Omega$.

A corrente de referência, i_{Lref} , é imposta com o valor determinado pelo resultado da divisão de $v_o=26V$ (eficazes) por $Z_o=Z_{onom}=8,2\Omega$ resistiva, portanto $i_{Lref}=3,17A$ (eficazes).

O resultado da simulação é mostrado na figura 4.10:

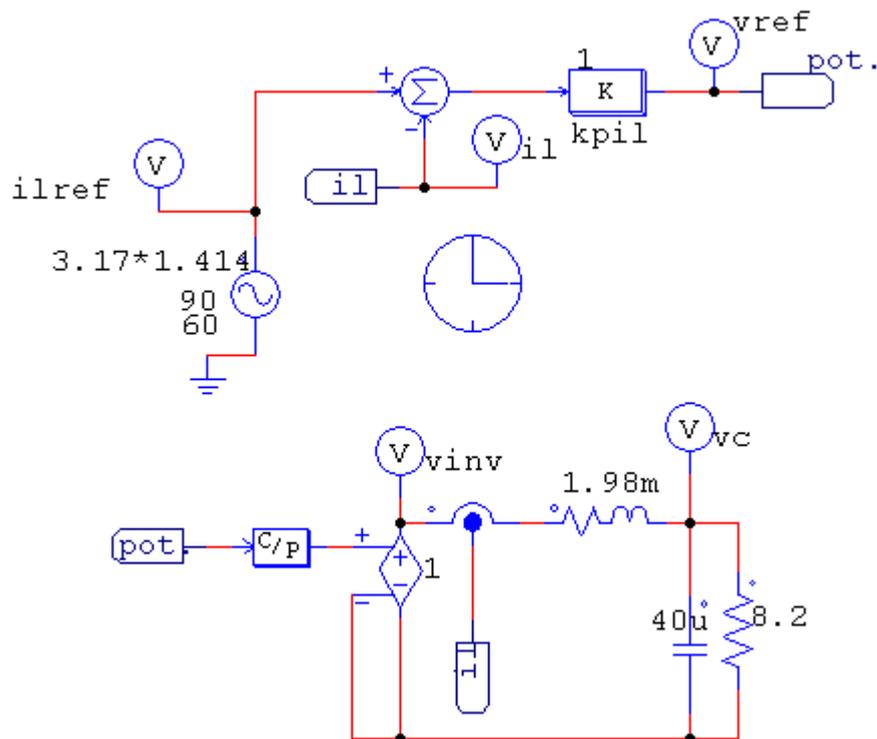


Figura 4.9 Inversor em malha fechada, sem compensação *feedforward*

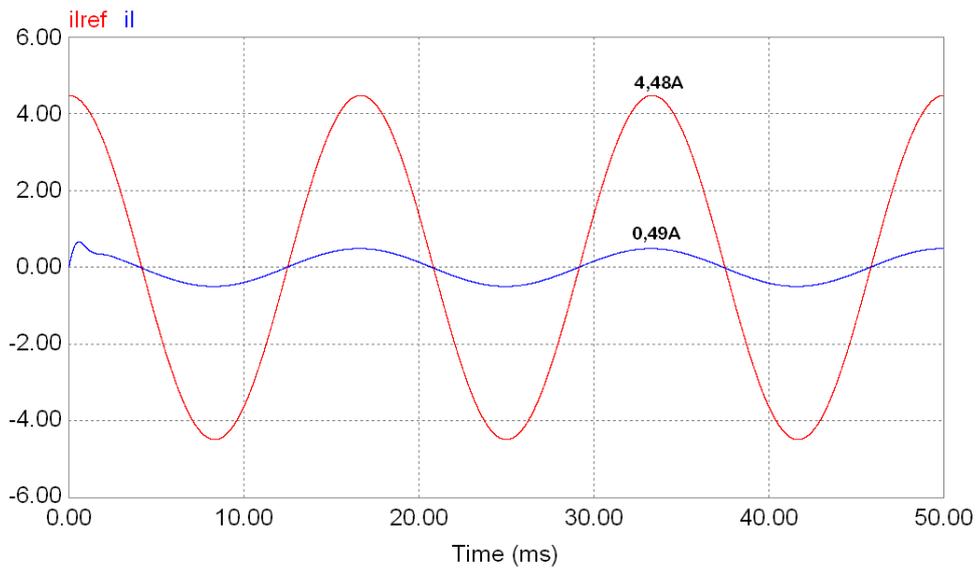


Figura 4.10 Correntes de referência e no indutor de filtro do inversor em malha fechada, com $K_{piL}=1,0$ e sem compensação *feedforward*. i_{Lref} na cor vermelha e i_L na azul.

Simulando-se com $K_{piL}=79,2\Omega$, obtém-se o resultado mostrado na figura 4.11:

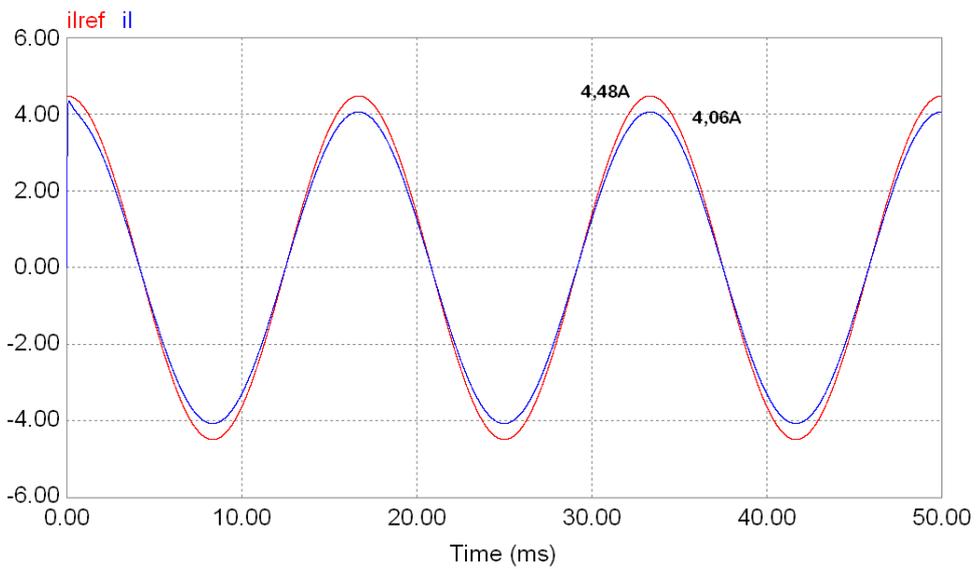


Figura 4.11 Correntes de referência e no indutor de filtro do inversor em malha fechada, com $K_{piL}=79,2\Omega$ e sem compensação *feedforward*. i_{Lref} na cor vermelha e i_L na azul.

Os erros de rastreamento da amplitude da corrente do indutor obtidos por simulações, correspondentes às figuras 10 e 11 são respectivamente:

para $K_{piL} = 1 \Omega$:
$$erro = \frac{4,48 - 0,49}{4,48} \cdot 100 = 89,06\%;$$

para $K_{piL} = 79,2 \Omega$:
$$erro = \frac{4,48 - 4,06}{4,48} \cdot 100 = 9,37\%$$

Conclui-se que quanto maior o valor de K_{piL} menor o erro de rastreamento.

4.3.3 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada somente por uma malha de corrente, com compensação *feedforward*

Novamente, aqui a simulação é realizada utilizando o bloco do PSIM, fonte de tensão controlada por tensão, com ganho da fonte unitário para dois valores de K_{piL} . O esquema para simulação é mostrado na figura 4.12 e os resultados nas figuras 4.13 e 4.14.

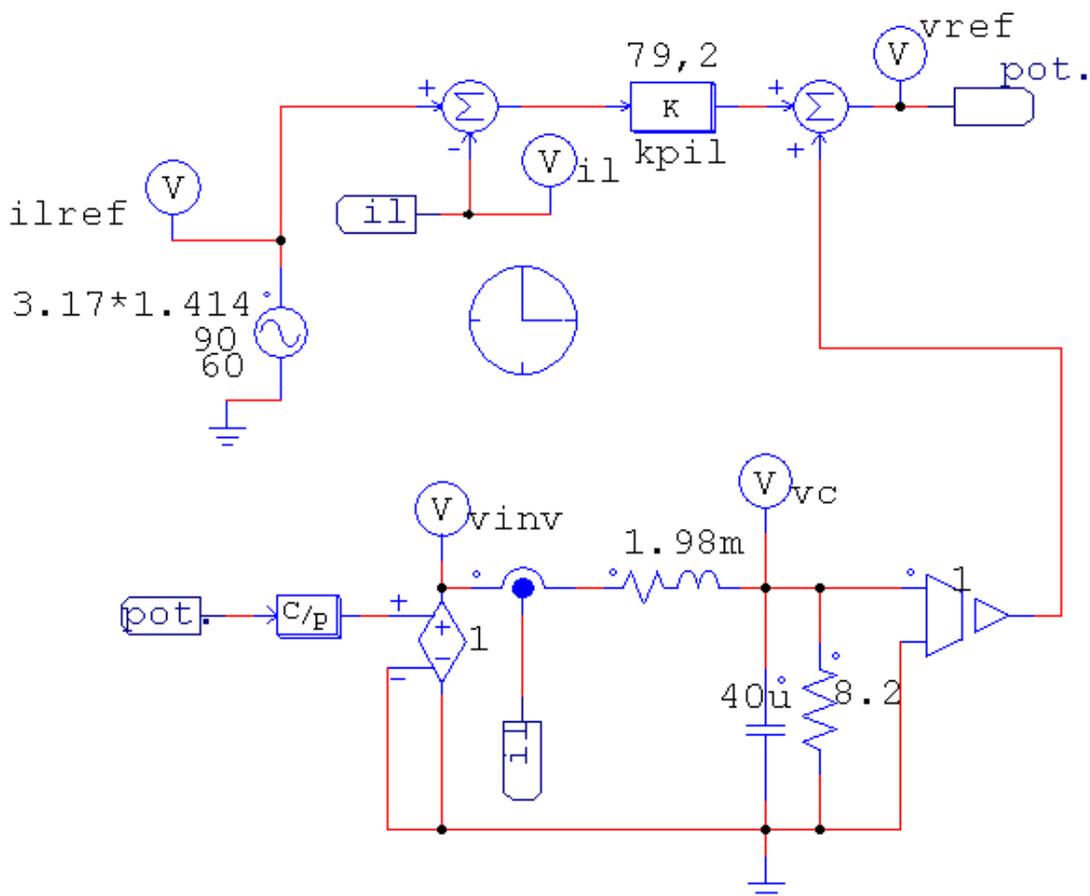


Figura 4.12 Inversor em malha fechada, com compensação *feedforward*

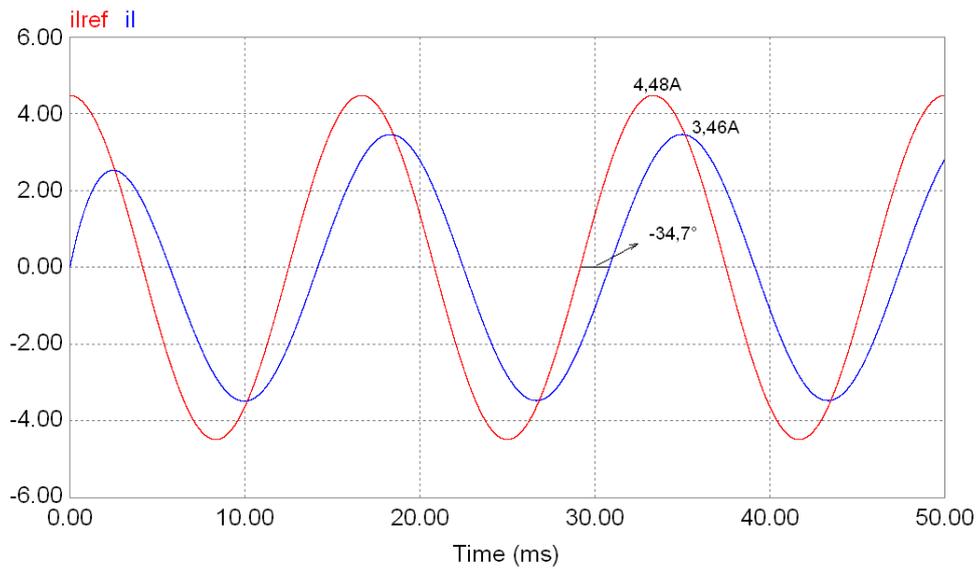


Figura 4.13 Correntes de referência e no indutor de filtro do inversor em malha fechada, com $K_{piL} = 1 \Omega$ e com compensação *feedforward*. i_{Lref} na cor vermelha e i_L na azul.

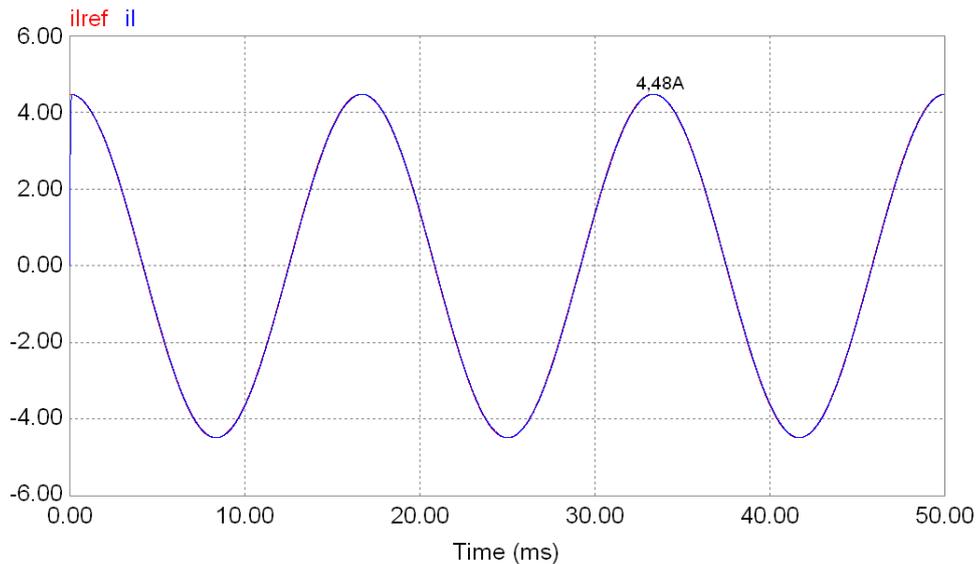


Figura 4.14 Correntes de referência e no indutor de filtro do inversor em malha fechada, com $K_{piL} = 79,2 \Omega$ e com compensação *feedforward*. i_{Lref} na cor vermelha e i_L na azul (formas de onda praticamente superpostas).

Na figura 4.13, onde $K_{piL} = 1,0 \Omega$ e com os demais parâmetros da figura 4.12 - que são os mesmos que os da figura 4.9 - a defasagem medida de i_L em relação à i_{Lref} é de $-34,7^\circ$ e o valor máximo de i_L é 3,46 A.

Na figura 4.14, agora com $K_{piL} = 79,2 \Omega$, através de ampliação verifica-se que i_{Lref} é zero no instante 45,8336ms e i_L igual à zero em 45,8587ms,

correspondendo ao atraso da fase de iL em aproximadamente $-0,05^\circ$. O erro de amplitude também é praticamente desprezível.

Para $K_{pi}L = 79,2 \Omega$, o erro de fase medido na simulação resultou em dez vezes menor que o calculado no item 4.3.1, $\theta_{VT} = -0,54^\circ$.

Conclui-se que os erros de amplitude e fase, do conjunto planta sendo controlada somente pela malha interna de corrente, são praticamente desprezíveis quando o controlador é do tipo P, mas com compensação *feedforward* da tensão de saída.

4.4 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada por duas malhas, interna e externa, de tensão

O inversor com o tipo de estratégia de controle clássica, estudada no capítulo 2, item 2.2, é simulado.

4.4.1 Com carga resistiva

A figura 4.15 representa o diagrama esquemático utilizado para simulação. O bloco gerador da senóide de referência sincronizada com a rede da concessionária, explanado no item 2.2.2 é representado de forma simplificada pela fonte de tensão senoidal com valor de pico de 1V, frequência 60Hz e ângulo de fase inicial de 90° , medida no voltímetro v_{seno_ref} .

O filtro RC ligado na saída da retificação de v_o para se obter $V_o(CC)$ pode ser substituído, como alternativa de simulação não realizada aqui, pelo elemento de controle do PSIM filtro passa baixa de segunda ordem, FILTER_LP2.

No controlador PI da malha externa de tensão (localizado no lado direito da figura 4.15) não foi colocada ação anti-*windup*, por não ser costumeiro na época em que essa estratégia era utilizada. A ação anti-*windup* é descrita, por exemplo, em (ÅSTRÖM, K.J. et al, 1995) e (FERNANDES, L.A.P., 2001).

O teste de degrau de carga de $0,62 \rightarrow 1,0$ corresponde à variação da carga resistiva de $Z_o = 13,4\Omega$ ($8,2\Omega + 5,2\Omega$) para $Z_o = Z_{onom} = 8,2\Omega$.

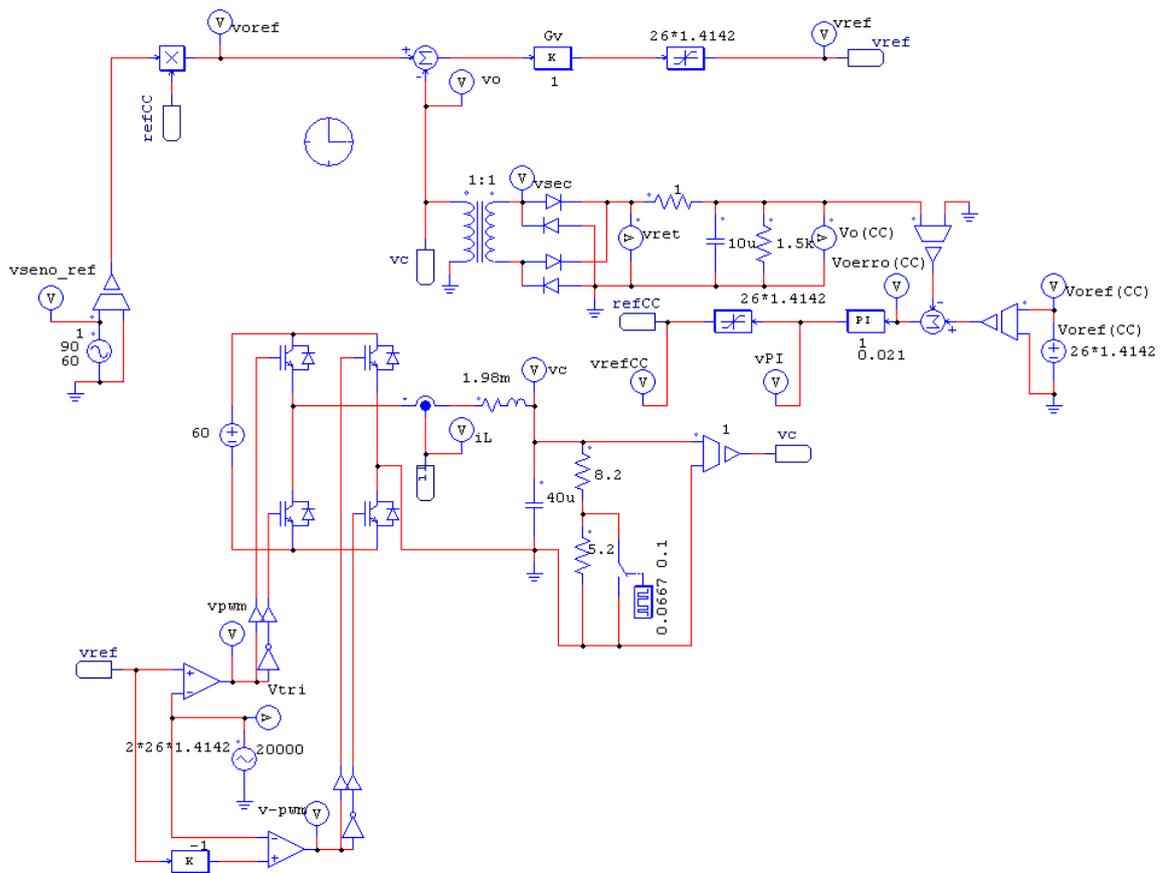


Figura 4.15 Inversor com as duas malhas de controle, interna e externa, de tensão

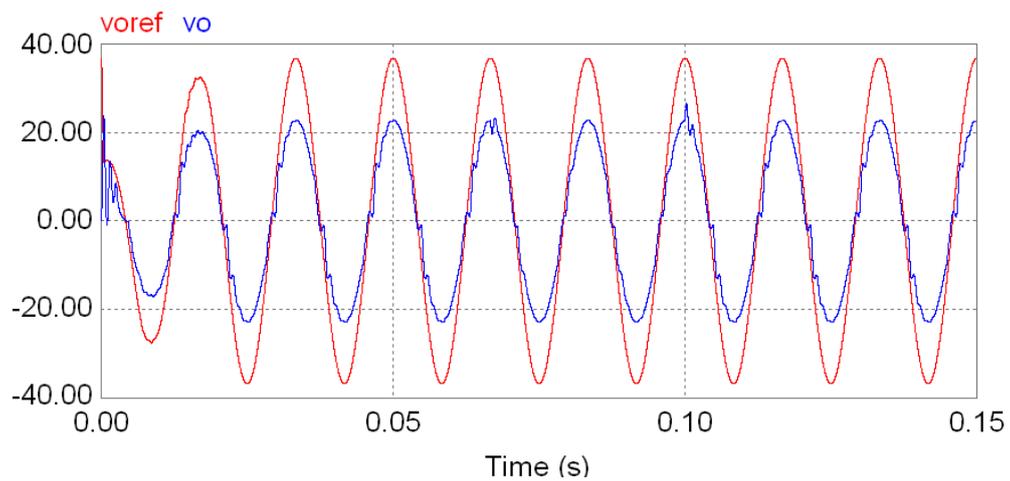


Figura 4.16 Tensões de referência e de saída do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão, com degrau de carga $0,62 \rightarrow 1,0$ (em $t=0,0667s$) e $1,0 \rightarrow 0,62$ (em $t=0,1s$) para $G_v=1$. v_{oref} na cor vermelha e v_o na azul.

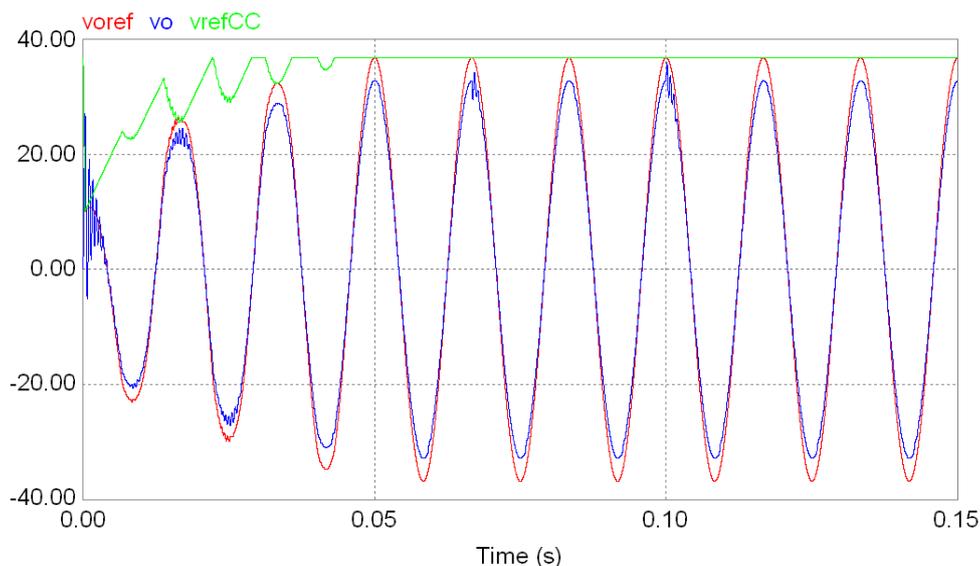


Figura 4.17 Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão, com degrau de carga 0,62 \rightarrow 1,0 (em $t=0.0667s$) e 1,0 \rightarrow 0,62 (em $t=0.1s$) para $G_v=5$. v_{ref} na cor vermelha; v_o em azul e v_{refCC} em verde.

Comparando as figuras 4.16 e 4.17, com relação à forma de onda e o erro de estado estacionário de v_o (valor de pico), nota-se que para $G_v=5$ esses desempenhos são melhores. Também a oscilação de v_o na partida é maior para o caso de $G_v=5$ do que para $G_v=1$. Na figura 4.17 nota-se a atuação do sinal v_{refCC} somente no transitório de partida do inversor indo em seguida para a saturação, devido ao erro entre v_{ref} e v_o nunca ser neutralizado. Para $G_v=5$ e carga resistiva nominal o erro de estado estacionário medido resultou em 10,92% que é menor que o valor teórico calculado pela equação 3.31, $erro(\infty)=16,67\%$.

Pode-se resolver a oscilação no início da partida pela inclusão do bloco partida gradativa entre v_{seno_ref} e v_{ref} , conforme mostrado no diagrama esquemático da figura 4.18 cujo resultado de simulação é mostrada na figura 4.19.

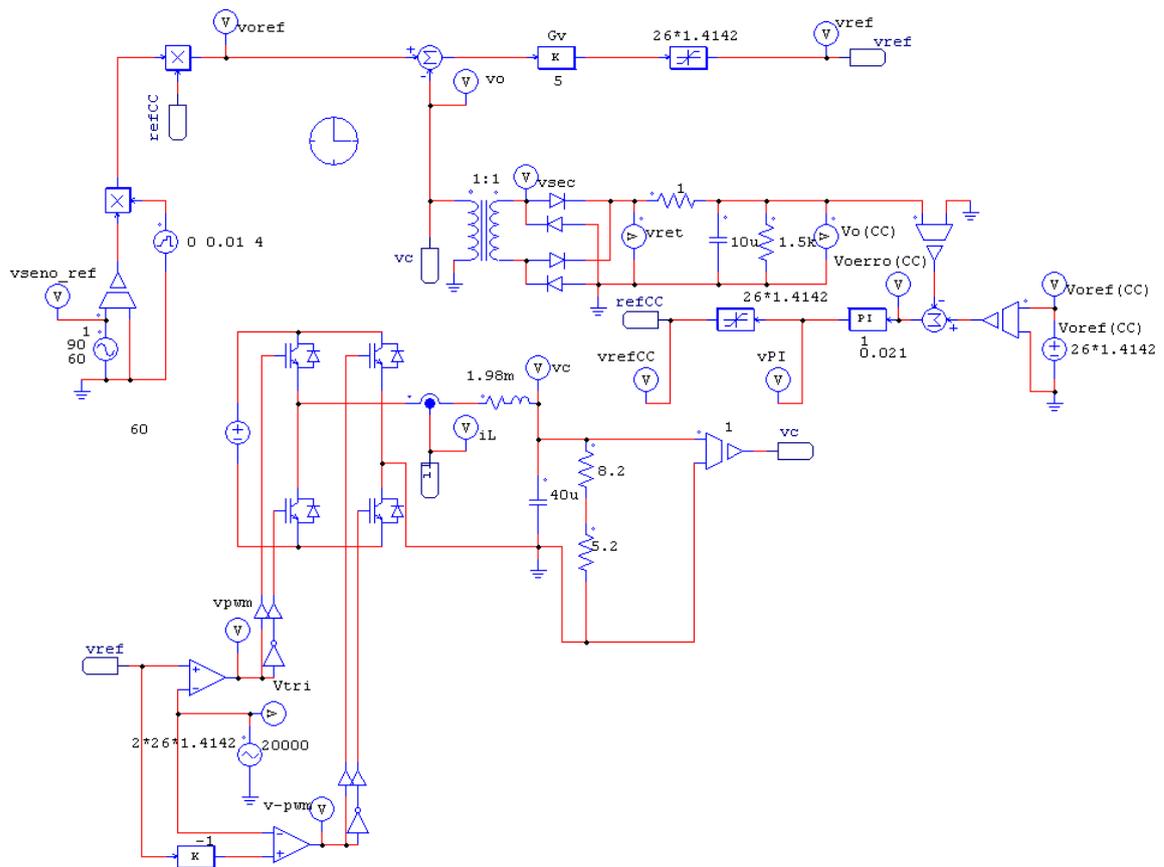


Figura 4.18 Inversor com as duas malhas de controle, interna e externa, de tensão, com entrada gradativa

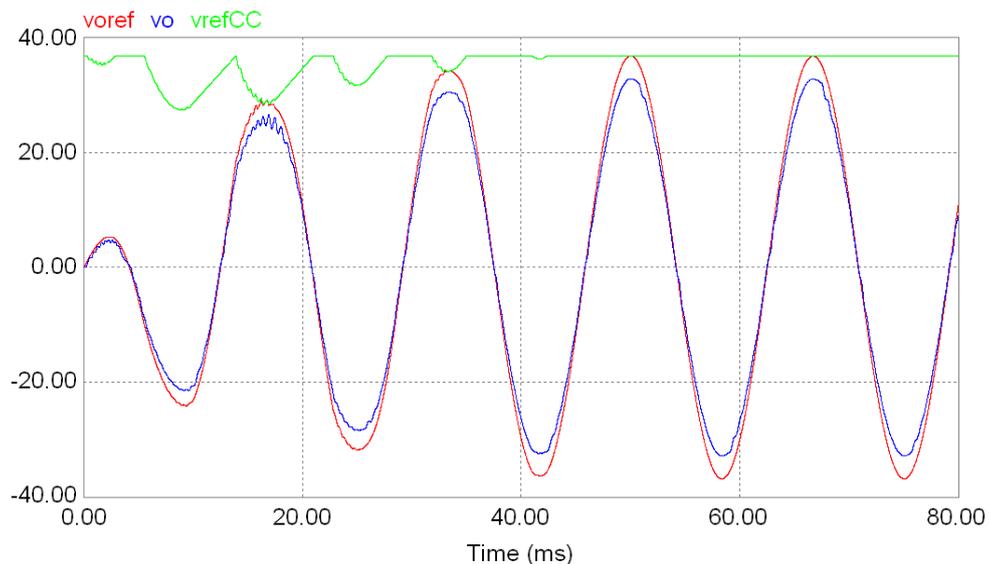


Figura 4.19 Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e entrada gradativa, com $G_v = 5$, $Z_o = 13,4\Omega$ resistiva, com entrada gradativa. v_{oref} em vermelho; v_o em azul e v_{refCC} em verde.

Pela figura 4.19 nota-se o efeito da entrada gradativa onde a oscilação de v_o é bem menor comparada com a figura 4.17.

As figuras 4.20 e 4.21 são resultados de simulações com o diagrama esquemático da figura 4.15, com $G_v = 5$, com objetivo de mostrar a não atuação da malha externa de tensão na presença de degraus crescente e decrescente de carga.

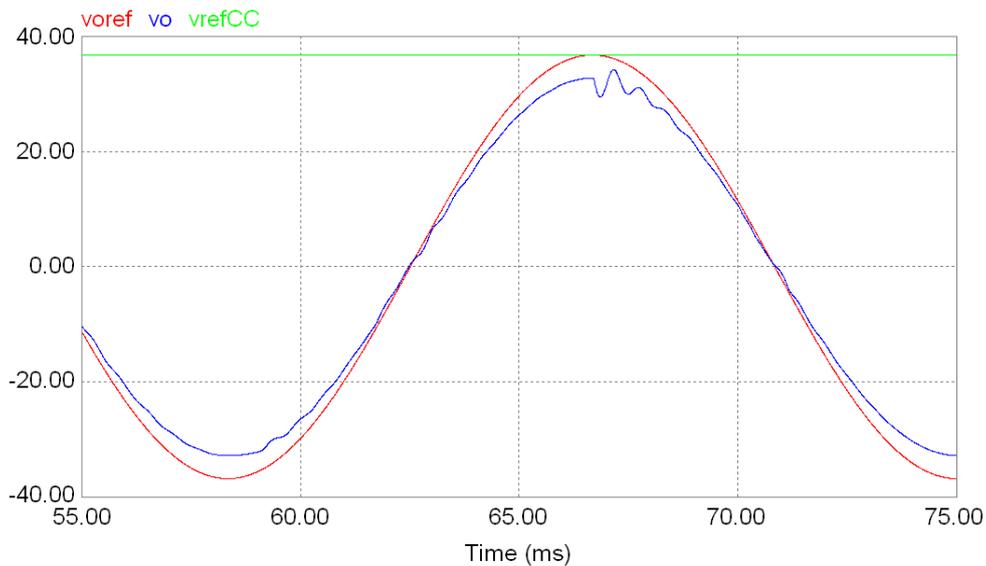


Figura 4.20 Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e entrada gradativa, com $G_v = 5$; degrau de carga 0,62 \rightarrow 1,0 (em $t=0.0667$ s). v_{ref} em vermelho; v_o em azul e v_{refCC} em verde.

Na figura 4.20, no instante do degrau de carga v_o diminui em amplitude, $V_{erro}(CC)$ aumenta, v_{refCC} deveria aumentar e conseqüentemente v_{ref} aumentar, porém a saída do controlador PI está saturada e não ocorre o efeito desejado. A saturação é devida a $V_o(CC)$ nunca atingir $V_{ref}(CC)$ por causa do erro de estado estacionário que, conforme a equação 3.31, para $G_v = 5$ é 16,67%.

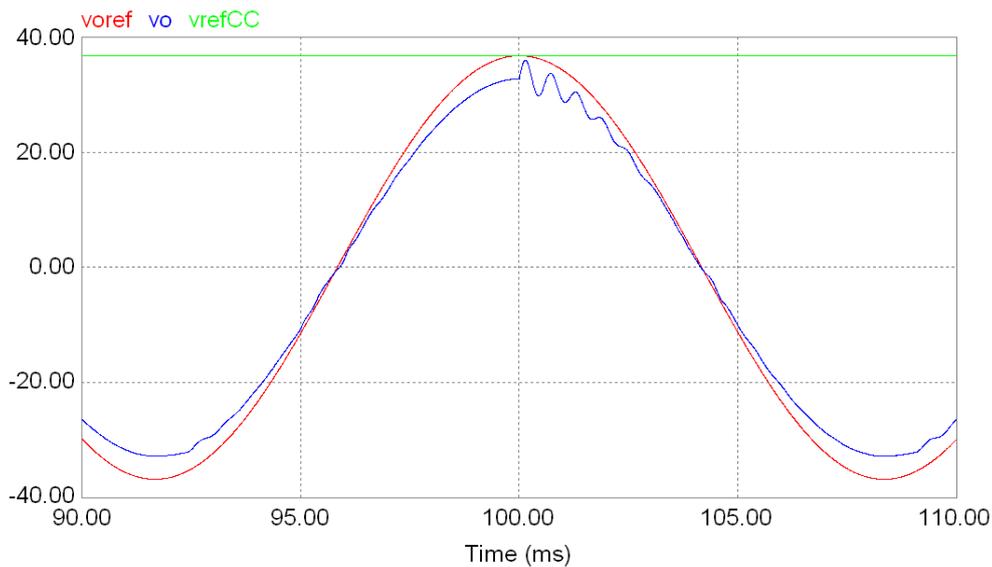


Figura 4.21 Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e entrada gradativa, com $G_v = 5$; degrau de carga $1,0 \rightarrow 0,62$ (em $t=0.1s$). v_{oref} em vermelho; v_o em azul e v_{refCC} em verde.

Na figura 4.21 nota-se também a não atuação da malha externa de tensão na transição do degrau decrescente de carga.

Conclui-se que a malha externa de tensão para esse tipo de estratégia de controle (clássica) serve para regular a tensão de saída do inversor, v_o , na presença de variação da tensão do barramento CC, V_{cc} . Na falta de energia elétrica da concessionária o inversor é alimentado pela energia drenada da bateria. À medida que a bateria se descarrega v_{refCC} aumenta e conseqüentemente v_{oref} também aumenta em amplitude para manter v_o constante.

4.4.1.1 Com carga resistiva e com controlador PI na malha interna

Para cancelar o erro de estado estacionário é necessário acrescentar ação integral, apesar de pouca capacidade de rastreamento para tensão CA senoidal.

Com objetivo de comparação somente qualitativa da melhora dos desempenhos, do erro de estado estacionário e da atuação da malha externa na transição de degrau crescente de carga, a seguir é realizada simulação com controlador PI na malha interna em substituição ao controlador P, com o restante da estratégia de controle e demais parâmetros inalterados. A figura 4.22 mostra o esquema para simulação e os resultados nas figuras 4.23 a 4.25.

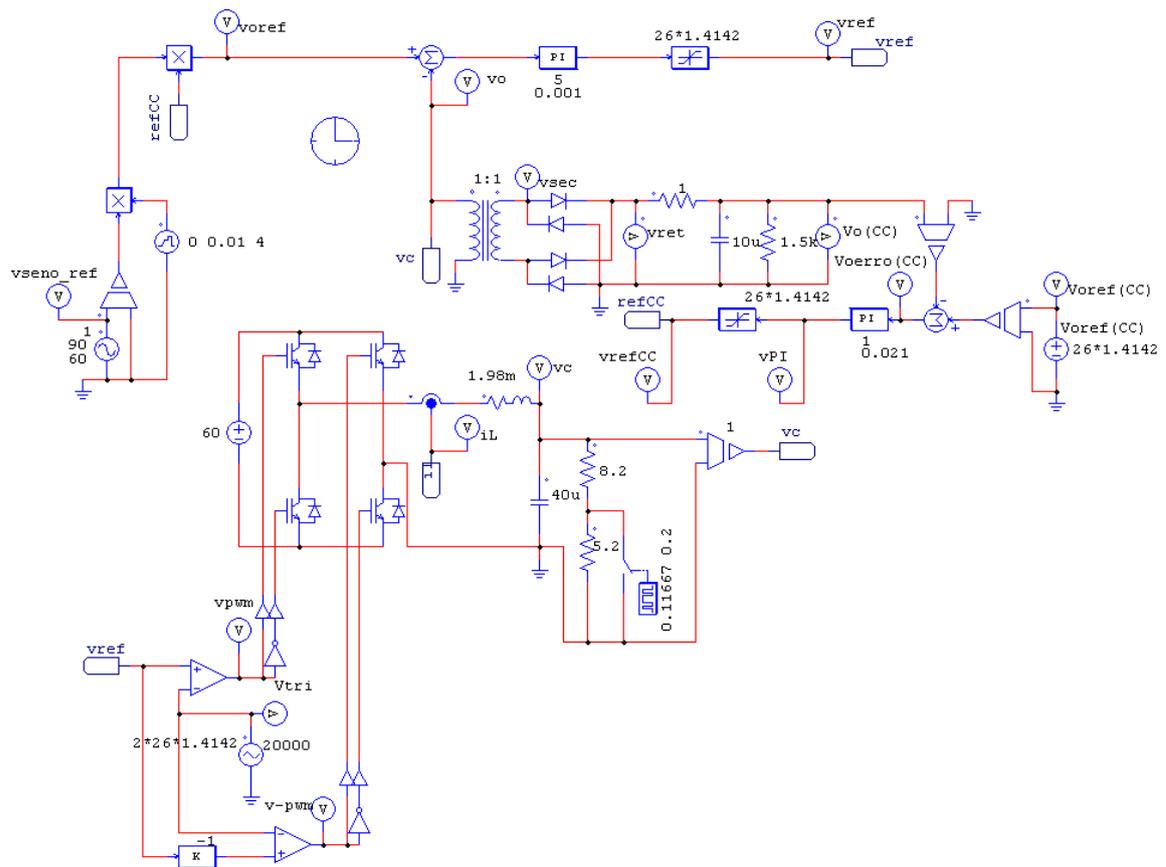


Figura 4.22 Com controlador PI na malha interna em substituição ao controlador P

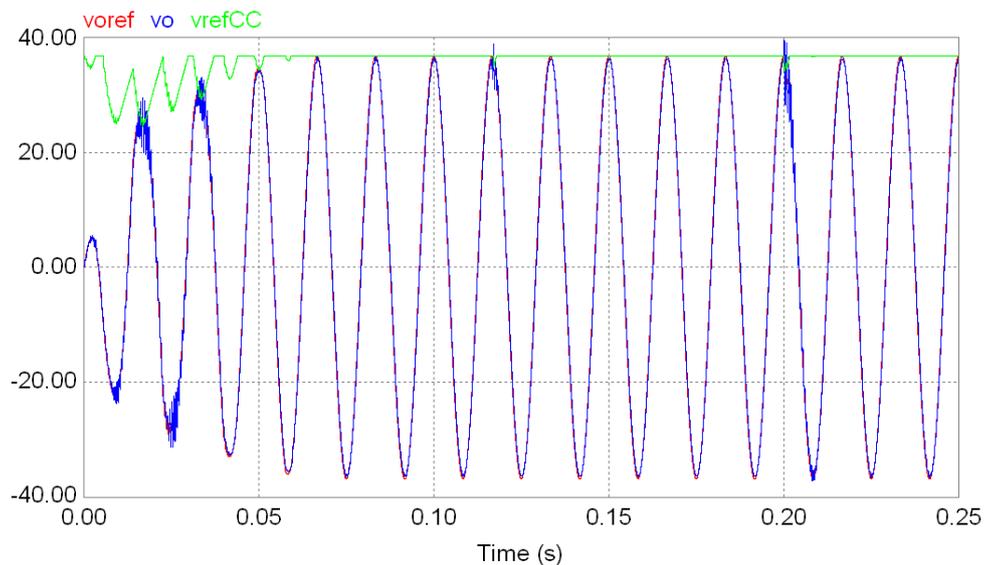


Figura 4.23 Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e controlador PI na malha interna, com degraus de carga $0,62 \rightarrow 1,0$ (em $t=0,11667s$) $\rightarrow 0,62$ (em $t=0,2s$).

v_{oref} em vermelho; v_o em azul e v_{refCC} em verde.

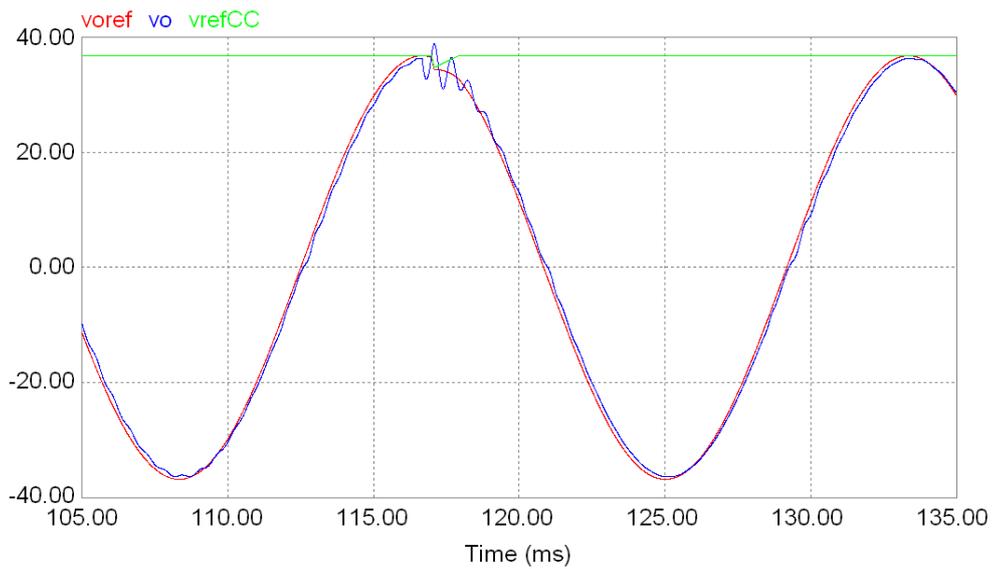


Figura 4.24 Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e controlador PI na malha interna, com degrau de carga 0,62→1.0 (em $t=0.11667s$). v_{ref} em vermelho; v_o em azul e v_{refCC} em verde.

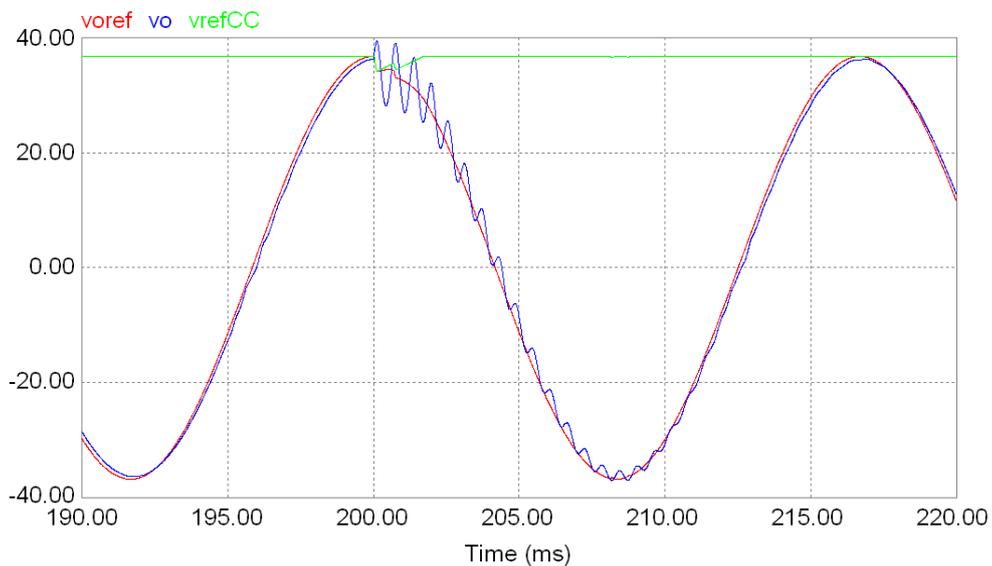


Figura 4.25 Tensões de referência, de saída e de referência retificada do inversor em malha fechada e duas malhas de controle de tensão e controlador PI na malha interna, com degrau de carga 1.0→0.62 (em $t=0.2s$). v_{ref} em vermelho; v_o em azul e v_{refCC} em verde.

Comparando-se as figuras 4.20 e 4.21 cujo controlador da malha interna é do tipo P, respectivamente com as figuras 4.24 e 4.25 cujo controlador é do tipo PI, verifica-se que o erro de rastreamento entre v_{ref} e v_o é bem menor quando se

utiliza o controlador PI e, portanto se verifica a atuação da malha externa de tensão, através da visualização nas figuras 4.24 e 4.25, da variação do sinal v_{refCC} durante as transições.

Conclui-se que o desempenho relacionado ao erro de estado estacionário, quando se utiliza o controlador PI na malha interna, é muito superior comparado ao uso do controlador P.

4.4.1.2 DHT (Distorção Harmônica Total)

Para se medir a DHT é utilizado o elemento de controle do PSIM, THD, cujos parâmetros são frequência da fundamental e banda passante do filtro passa banda interno ao bloco THD. São utilizados os valores de $60Hz$ como frequência fundamental e de $20Hz$ como banda passante.

Com o objetivo de certificar-se se o valor da DHT medida pelo bloco THD com a banda passante de $20Hz$ está correta é realizado o seguinte procedimento: Calcula-se a DHT e compara o resultado com o valor medido pelo bloco THD. Para isso utiliza-se o diagrama esquemático da figura 4.26, onde a tensão v_o contém a componente fundamental de $100V$ em $60Hz$, 5^a harmônica com $25V$ e 7^a harmônica com $25V$, componentes comprovadas na figura 4.28.

Aplicando a definição de THD do PSIM:

$$DHT = \frac{V_h}{V_1} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_1^2}}{V_1} \cdot 100(\%) \quad (4.8),$$

onde V_{rms} é o valor *rms* total de v_o

$$DHT = \frac{\sqrt{V_5^2 + V_7^2}}{V_1} \cdot 100 = \frac{\sqrt{25^2 + 25^2}}{100} \cdot 100 = 35,35\%$$

Comparando com o valor medido indicado na figura 4.27, $THD = 35,29\%$, conclui-se que os valores são praticamente iguais. Portanto será utilizado o bloco THD com a banda passante de $20Hz$.

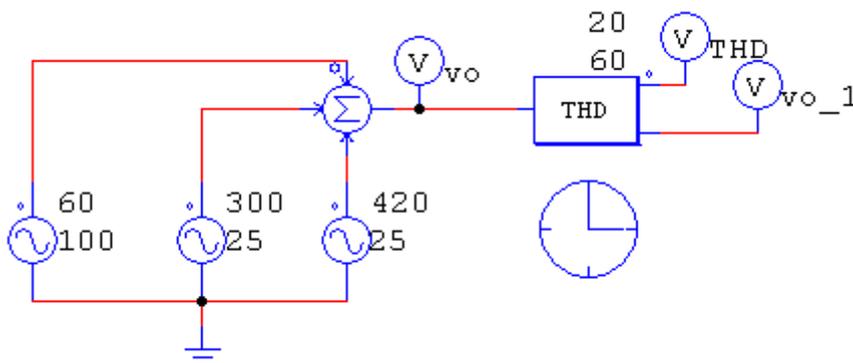


Figura 4.26 Diagrama esquemático para teste da DHT

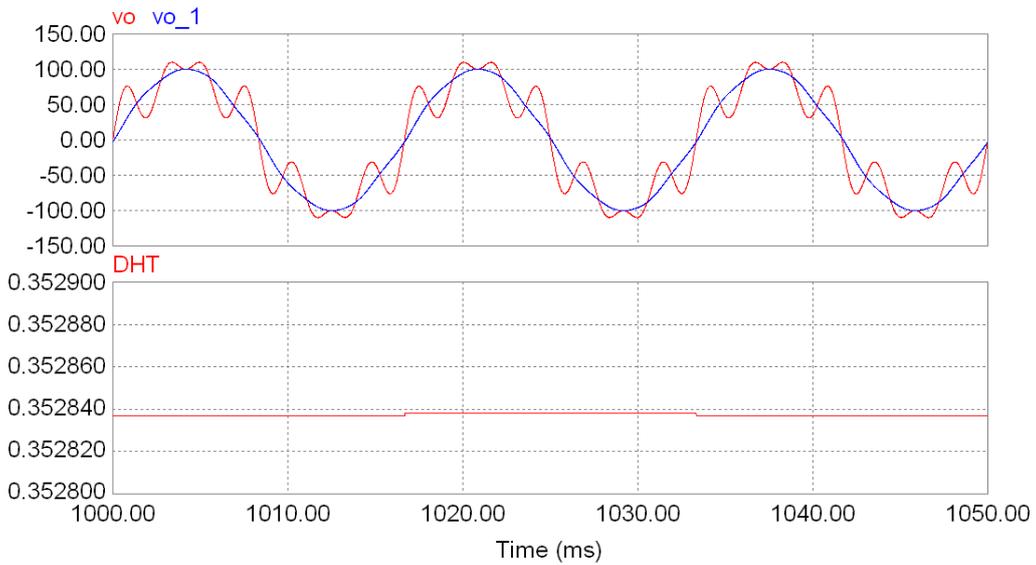


Figura 4.27 Resultado de simulação do diagrama esquemático da figura 4.26. Em vermelho: v_o e DHT; em azul: v_{o_1} .

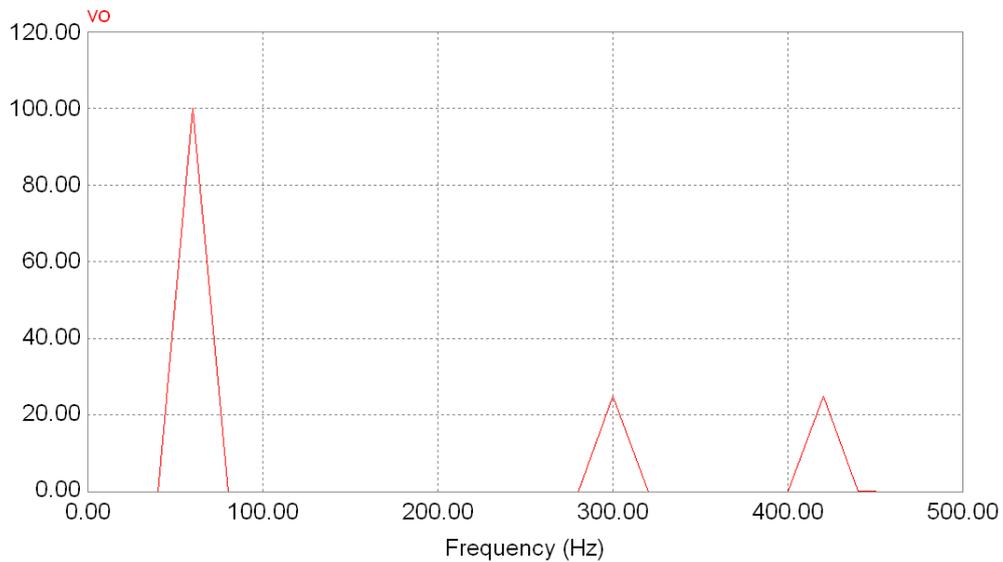


Figura 4.28 Espectro harmônico de v_o , obtido com a ferramenta FFT do PSIM, resultado de simulação do diagrama da figura 4.26

4.4.1.3 DHT da tensão de saída filtrada do inversor com carga resistiva nominal

Nesse item o controlador da malha interna volta a ser do tipo P onde o diagrama esquemático para medição da DHT é mostrado na figura 4.29.

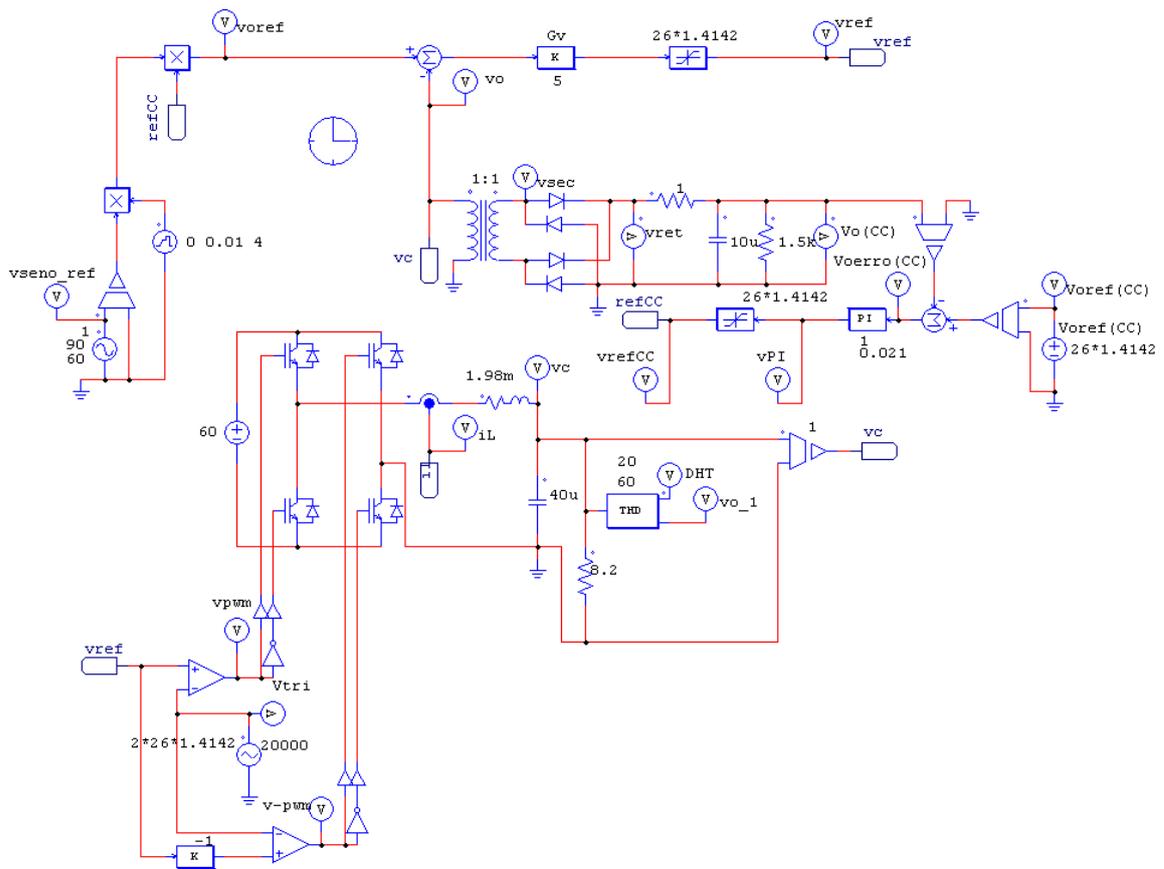


Figura 4.29 Diagrama esquemático para medição da DHT de v_o

Na figura 4.30 são mostrados os resultados da simulação onde a DHT máxima de v_o é 2,2%.

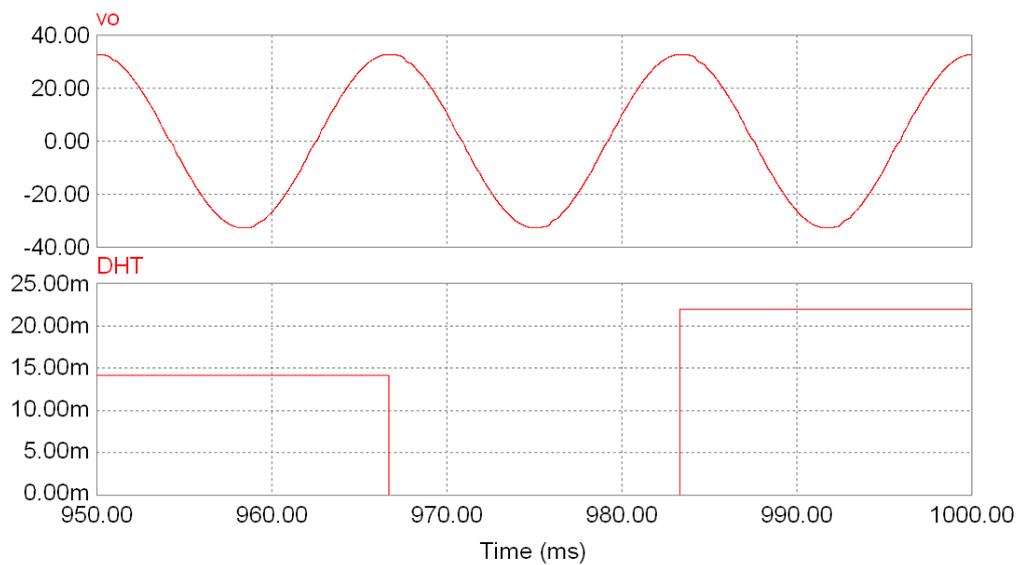


Figura 4.30 v_o e DHT para $G_v = 5$ e $Z_o = 8,2\Omega$ resistiva

4.4.2 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada por duas malhas, interna e externa, de tensão com carga não linear

4.4.2.1 Carga não linear

Uma carga não linear, típica de fonte para computadores é mostrada na figura 4.31. É comum os fabricantes de UPS especificarem o desempenho para carga não linear com $FC = 3,0$, sendo que o Fator de Crista, FC , por definição é o quociente entre o valor de pico e o valor RMS, nesse caso de i_o . Nesse trabalho para os testes de simulações do inversor com carga não linear na planta, é utilizada a carga não linear cujos parâmetros, mostrados na figura 4.31, foram ajustados para se ter FC com valor próximo a 3,0.

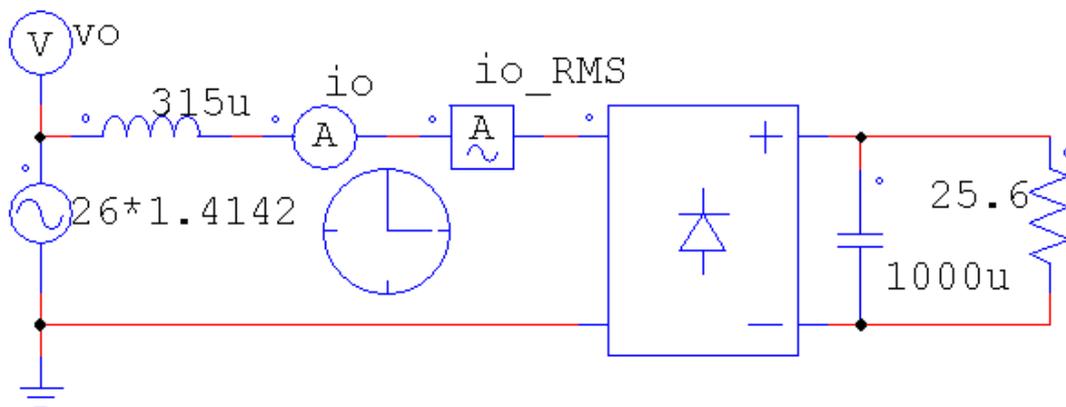


Figura 4.31 Diagrama esquemático com carga não linear utilizada nas simulações

Na figura 4.32, resultado da simulação do esquema da figura 4.31, o Fator de Crista da corrente i_o é:

$$FC = \frac{9,30}{3,17} = 2,93$$

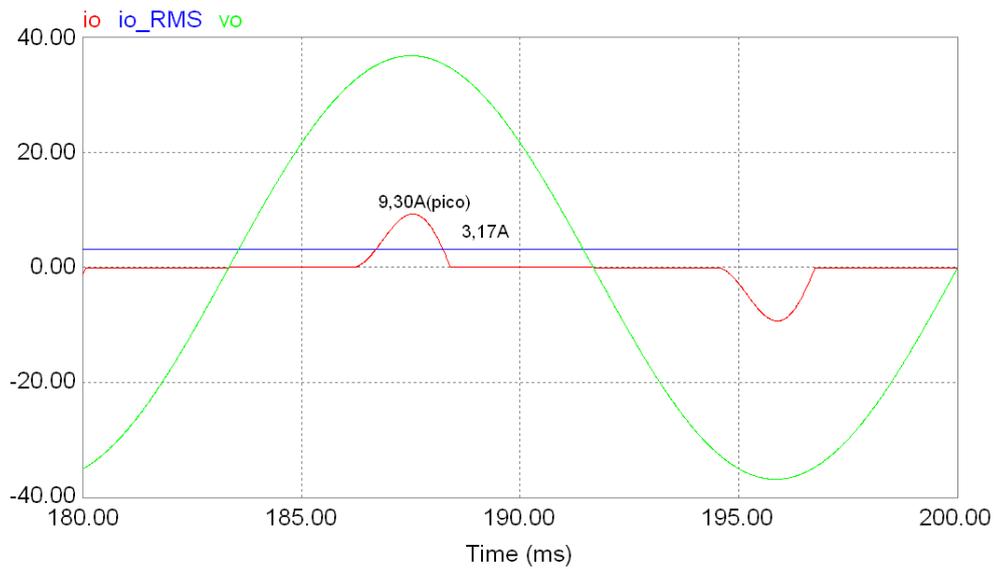


Figura 4.32 Corrente na carga não linear: i_o em vermelho; $i_{o_{rms}}$ em azul; v_o em verde

4.4.2.2 DHT da tensão de saída do inversor com a planta controlada por duas malhas, interna e externa, de tensão com carga não linear

Nas figuras 4.33 e 4.34 são apresentados respectivamente o esquema do circuito utilizado para simulação com a carga não linear da figura 4.31 e os resultados de simulação de v_o , i_o e DHT, para $G_v = 5$.

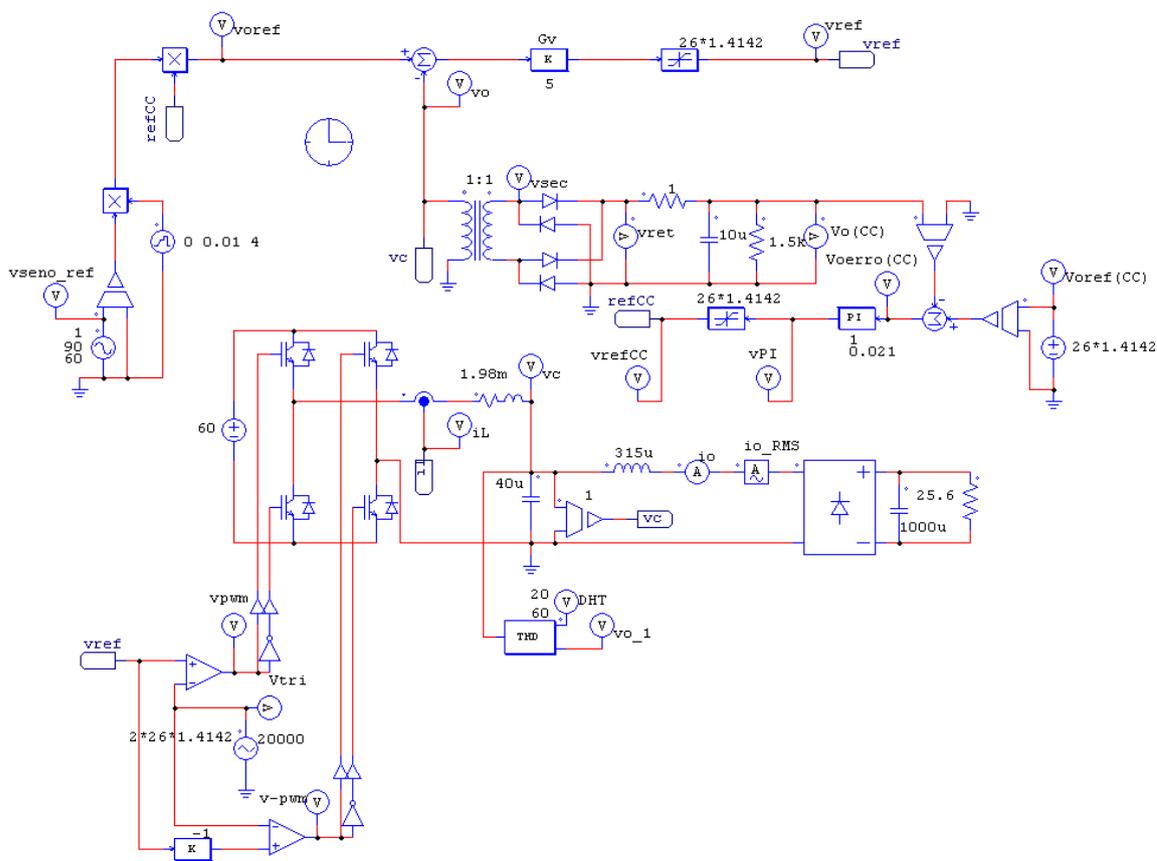


Figura 4.33 Inversor com carga não linear

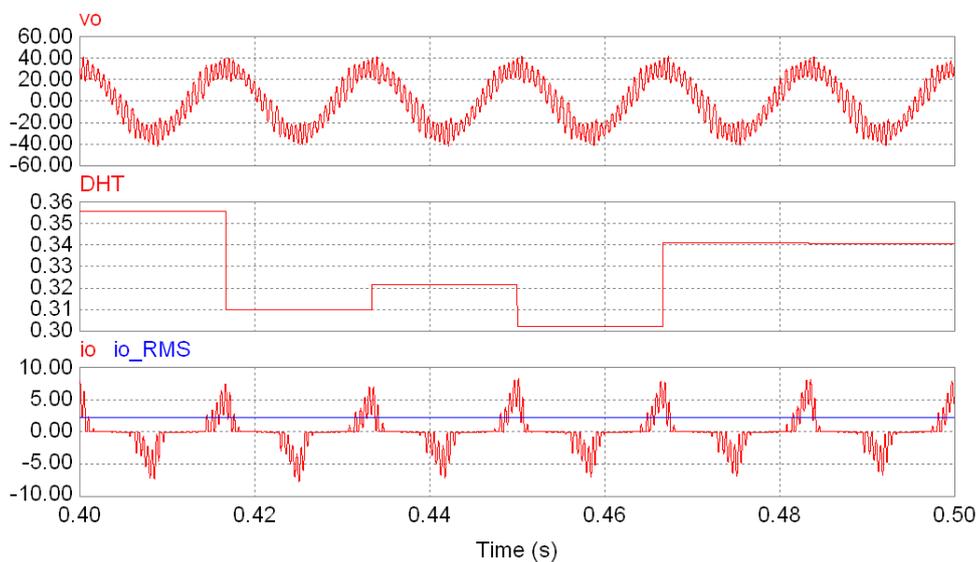


Figura 4.34 Simulação com $G_v = 5$ e carga não linear. Em vermelho: v_o , DHT e i_o ; em azul: i_{o_RMS}

Pela figura 4.34 conclui-se que para essa estratégia de controle (do inversor com a planta controlada por duas malhas, interna e externa, de tensão e com controlador P na malha interna), quando a carga não é linear o desempenho é

ruim, apresentando modulação em amplitude da tensão e corrente em torno da componente fundamental resultando na DHT em torno de 35%.

4.5 Simulação em tempo contínuo do inversor com planta controlada por duas malhas, externa de tensão e interna de corrente com compensação *feedforward*

4.5.1 Roteiro para a determinação dos ganhos K_p e K_i do regulador P+Ressonante da malha de tensão

Primeiro escolhe-se o valor de K_p de tal forma que o inversor seja estável e tenha boa resposta dinâmica. Após, adota-se K_i (ganho da parte ressonante do regulador P+Ressonante) para corrigir o erro de amplitude e fase sem comprometer a margem de fase (ZMOOD; HOLMES, 2003).

Da equação 2.2, reapresentada abaixo:

$$G_R(s) = K_p + \frac{2K_i \cdot \omega_{cut} \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega_{cut} \cdot s + \omega_0^2},$$

o valor adotado para o ganho proporcional, no caso desse trabalho, é $K_p = 2,0$. Esse valor foi obtido pelo critério de tentativa e erro através de simulação, onde para $K_p \geq 4,0$ há início de instabilidade e portanto foi adotado metade desse valor.

A parte ressonante da equação 2.2 é:

$$G_{Res}(s) = \frac{2K_i \cdot \omega_{cut} \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega_{cut} \cdot s + \omega_0^2} \quad (4.9)$$

Normalmente o inversor para fontes ininterruptas de energia pelo fato de necessitar de sincronismo com a rede reserva (que pode ser a rede da concessionária), trabalha dentro de uma faixa de frequência tolerável. Quando a frequência da rede reserva está fora do limite tolerável, o inversor assume a própria frequência f_0 e deixa de operar em sincronismo até que a frequência da rede reserva retorne dentro da faixa aceitável pela carga. Dessa forma os fabricantes de fontes ininterruptas de energia especificam as faixas de frequência para sincronismo do inversor: em 60 Hz alguns especificam $\pm 3 Hz$ (57 Hz a 63Hz) e outros permitem que a faixa de frequência seja ajustável a partir de alguns décimos de Hz.

Sabe-se que a frequência da rede da concessionária pode variar em torno do valor nominal. Por exemplo, em (AWAD et al, 2005) é citado que na norma EN50160 (*European Standard*) a maioria das cargas funcionam satisfatoriamente se o desvio da frequência da rede é mantida dentro de $\pm 1 Hz$.

Nesse trabalho adota-se como desvio de frequência tolerável o valor de $\pm 0,8 Hz$ e, portanto $\omega_{cut} \cong 10 rad/s$.

Para a determinação do valor adotado de K_i , pela equação 4.9, utilizando o programa MATLAB, traça-se o diagrama de Bode (figura 4.35) para $\omega_{cut} = 10 rad/s$; $\omega_0 = 377 rad/s$ e $5 \leq K_i \leq 20 (1/\Omega)$, ou seja, $K_i = (5; 10; 15 \text{ e } 20) (1/\Omega)$.

```
%teste de controladores P+ressonantes
clear all
close all;
wo=377;
wcut=10;
%ki=20;

figure(1);
for ki=5:5:20
numg=[2*wcut*ki 0];
deng=[1 2*wcut wo^2];
g=tf(numg,deng);
bode(g);
hold on
end
grid
legend('ki=5','ki=10','ki=15','ki=20');
```

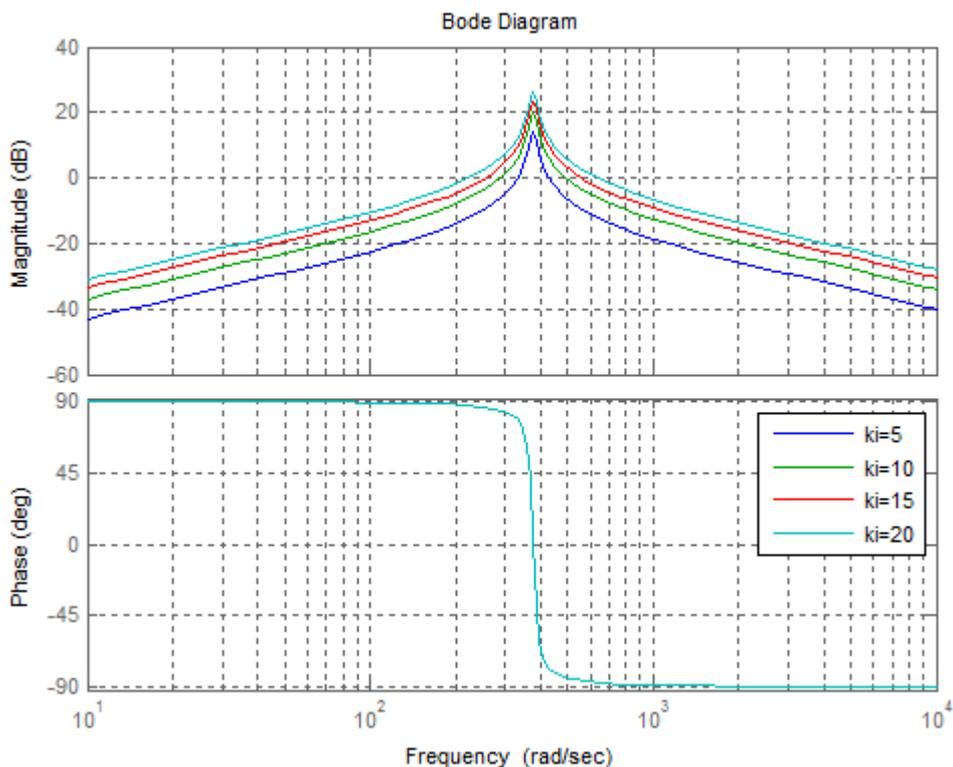


Figura 4.35 Diagrama de Bode da equação 4.39 para $\omega_{cut} = 10 rad/s$ e $\omega_0 = 377 rad/s$. em azul: $K_i = 5 (1/\Omega)$; em verde: $K_i = 10 (1/\Omega)$; em vermelho: $K_i = 15 (1/\Omega)$ e em azul claro: $K_i = 20 (1/\Omega)$

Através da figura 4.35 adota-se $Ki=20(1/\Omega)$ com o critério do ganho desejado ser maior que $20dB$ na frequência $\omega_0=377 rad/s$. Nota-se a resposta de fase igual para todos os valores plotados de Ki .

Na figura 4.36 é mostrado o diagrama de Bode da equação 4.9 para $Ki=20(1/\Omega)$; $\omega_0=377 rad/s$ e $10 \leq \omega_{cut} \leq 40$, ou seja, $\omega_{cut} = (10; 20; 30 \text{ e } 40) rad/s$.

```
ki=20;
figure(2)
for wcut=10:10:40
numh=[2*wcut*ki 0];
denh=[1 2*wcut wo^2];
h=tf(numh,denh);
bode(h);
hold on
end
grid
legend('wcut=10','wcut=20','wcut=30','wcut=40');
```

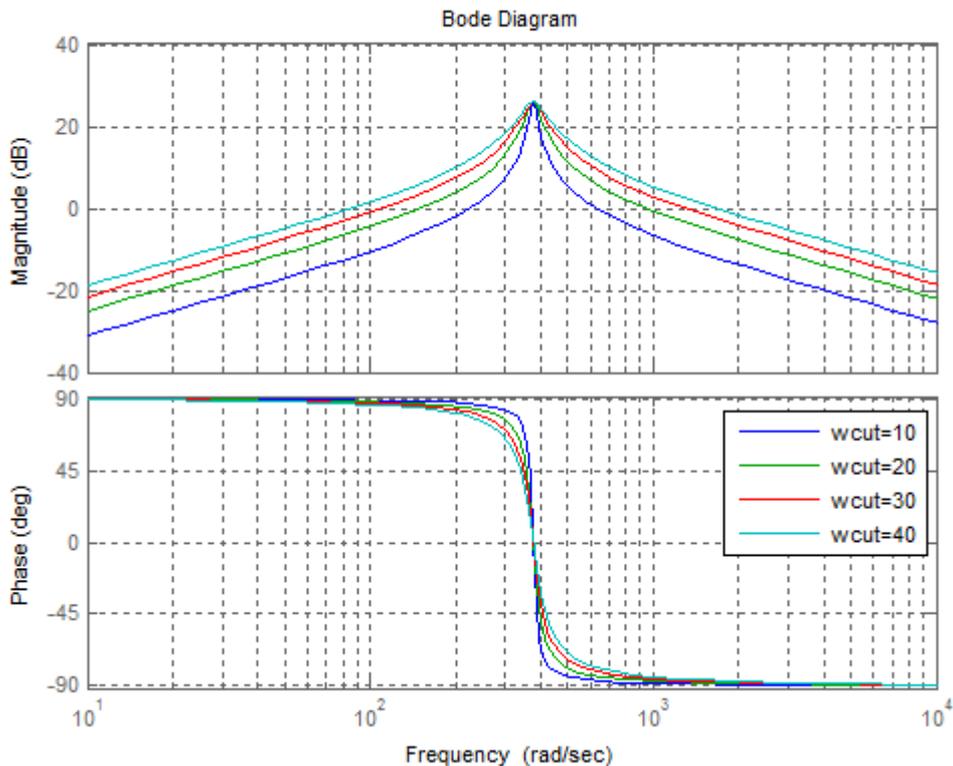


Figura 4.36 Diagrama de Bode da equação 4.39 para $Ki=20(1/\Omega)$ e $\omega_0=377 rad/s$. em azul: $\omega_{cut} =10 rad/s$; em verde: $\omega_{cut} =20 rad/s$; em vermelho: $\omega_{cut} =30 rad/s$ e em azul claro: $\omega_{cut} =40 rad/s$

Observa-se na figura 4.36 a resposta do ganho em amplitude constante, pois $Ki=20(1/\Omega)$ em $\omega_0=377 rad/s$, e a resposta de fase com ângulo de fase menor quanto menor o valor de ω_{cut} .

Com os valores de $\omega_{cut} = 10$ e $Ki = 20$ e sendo $\omega_o = 377$ rad/s, a equação 4.9 numericamente se torna:

$$G_{Res}(s) = \frac{400 \cdot s}{s^2 + 20 \cdot s + 142129} \quad (4.10)$$

4.5.2 Simulação com carga resistiva em tempo contínuo do inversor com planta controlada por duas malhas, externa de tensão e interna de corrente com compensação *feedforward*

O inversor com a estratégia de controle estudada no capítulo 2, item 2.3 (inversor com a estratégia de controle escolhida), é agora simulado. O esquema do circuito utilizado para simulação é mostrado na figura 4.37. Para a parte ressonante do regulador utiliza-se o bloco função de transferência no domínio s , TFCTN do PSIM. O ganho total da parte ressonante é igual a 100, que é o resultado do produto de $Ki = 20$ por $krv = 5$ (indicado na figura 4.37).

A corrente i_{Lref} , nesse esquema de simulação, está limitada em 5,38 Ap correspondendo à sobrecorrente de 20%.

As figuras 4.38 a 4.43 referem-se aos resultados de simulação do esquema da figura 4.37.

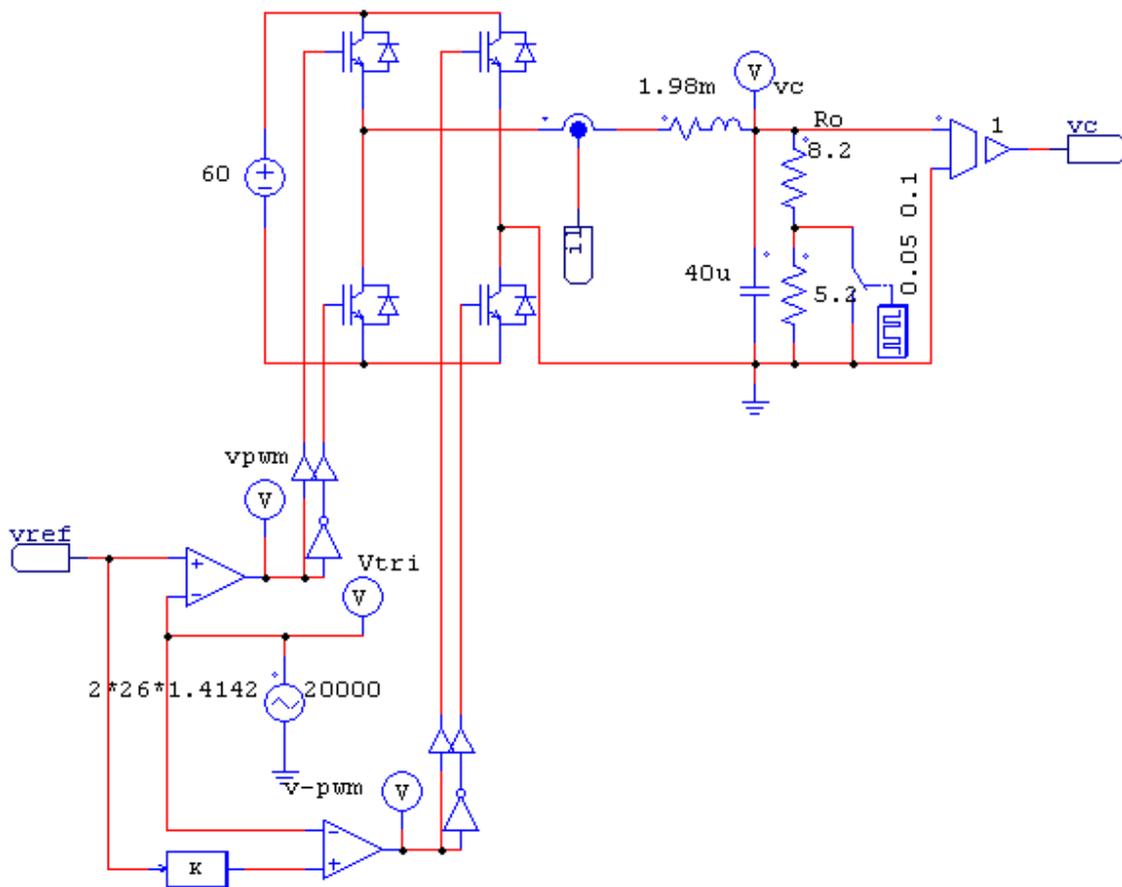
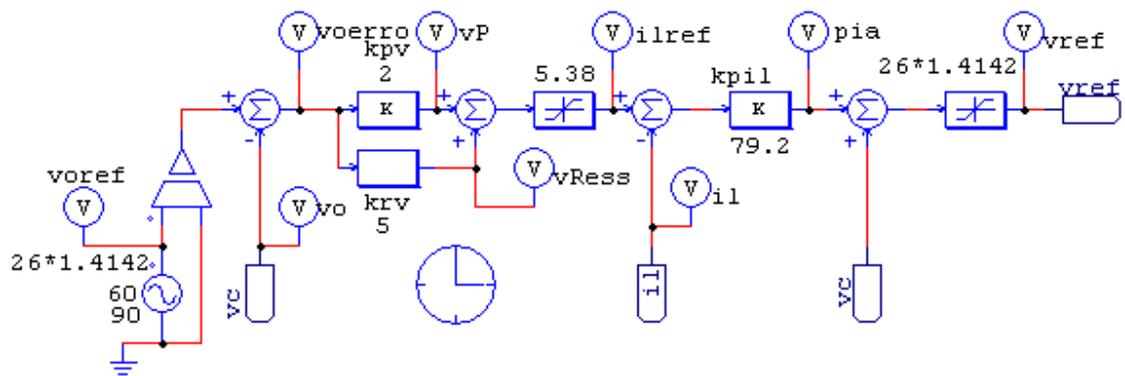


Figura 4.37 Inversor com as duas malhas de controle, externa de tensão e interna de corrente do indutor do filtro

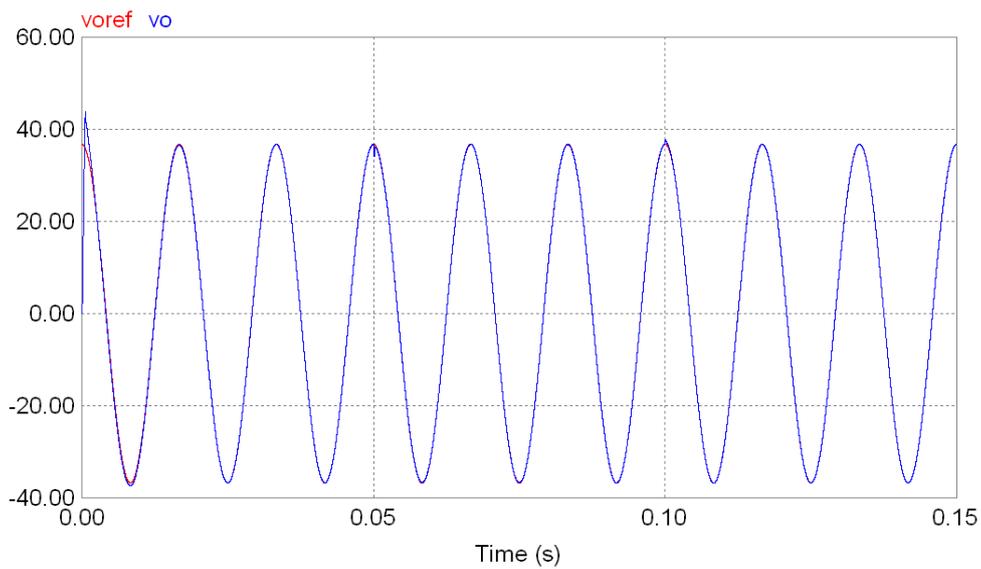


Figura 4.38 Tensões de referência e de carga para inversor com malha interna de corrente e externa de tensão, com degraus de carga 0,62→1.0 (em $t=0.05s$)→0.62 (em $t=0.1s$). v_{oref} em vermelho; v_o em azul

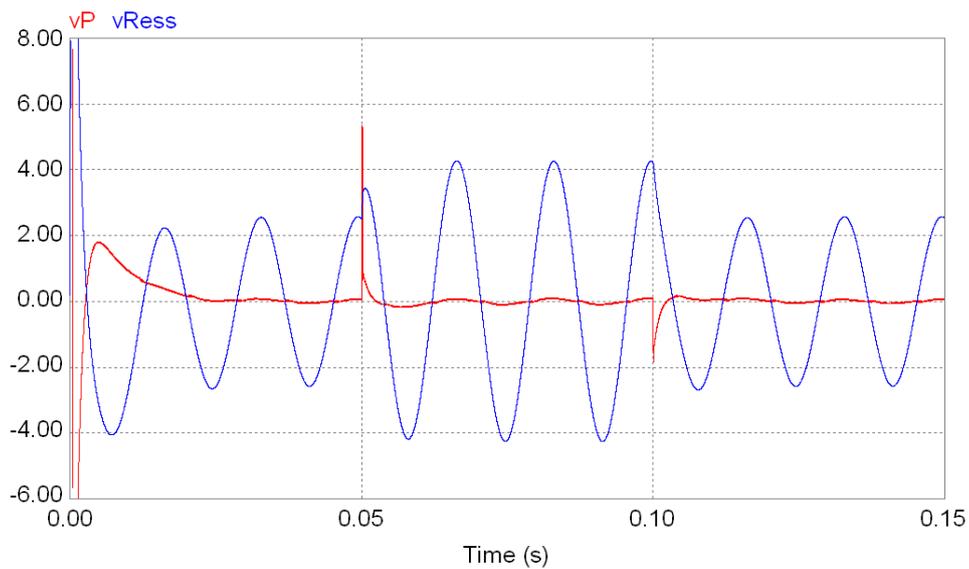


Figura 4.39 Saídas do controlador P+Res, v_P (em vermelho) e v_{Res} (em azul) para degraus de carga 0,62→1.0 (em $t=0.05s$)→0.62 (em $t=0.1s$)

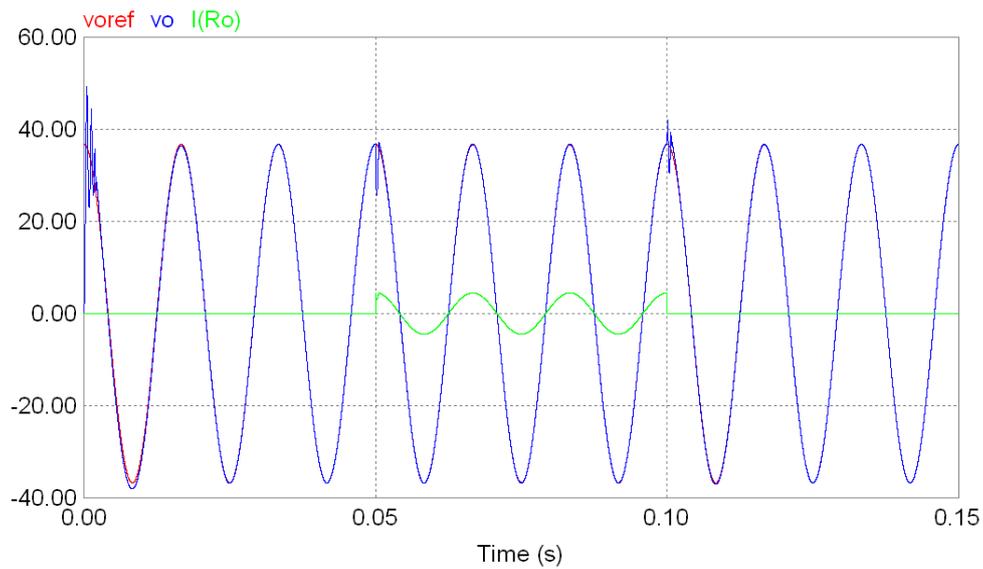


Figura 4.40 Tensões de referência e de carga e corrente de carga para inversor com malha interna de corrente e externa de tensão, com degraus de carga 0→1.0 (em $t=0.05s$)→0 (em $t=0.1s$). v_{oref} em vermelho; v_o em azul e corrente na carga resistiva $i(R_o)$ em verde

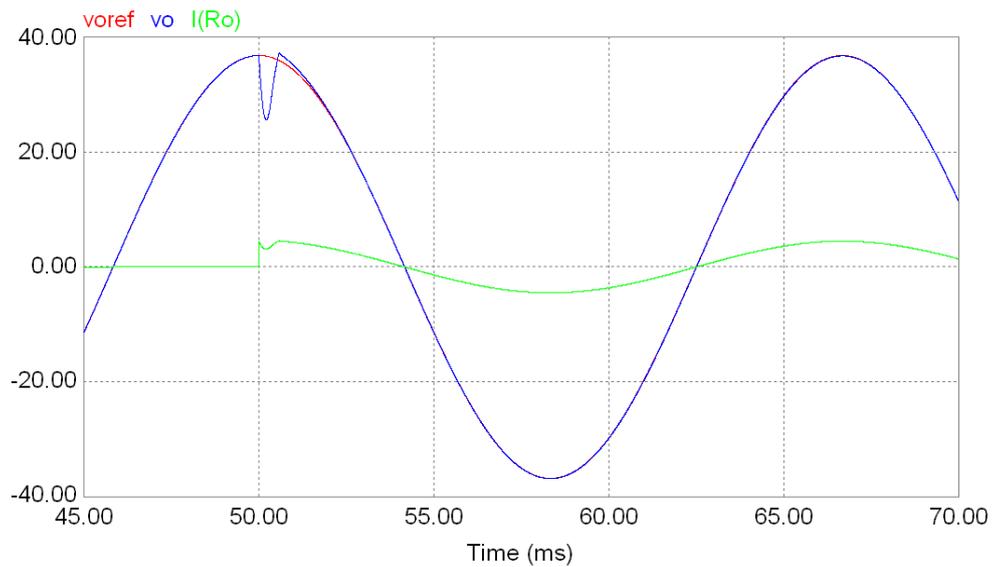


Figura 4.41 Ampliação da fig. 4.40: degrau de carga 0 → 1,0 (em $t=0.05s$). v_{oref} em vermelho; v_o em azul e corrente na carga resistiva $i(R_o)$ em verde

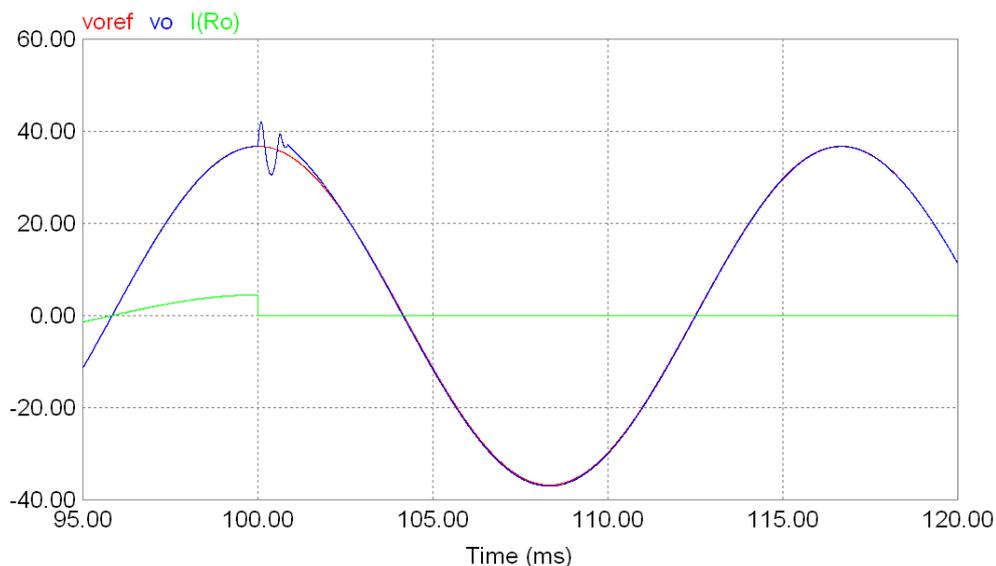


Figura 4.42 Ampliação da fig. 4.40: degrau de carga 1,0 \rightarrow 0 (em $t=0.1$ s). v_{oref} em vermelho; v_o em azul e corrente na carga resistiva $i(R_o)$ em verde

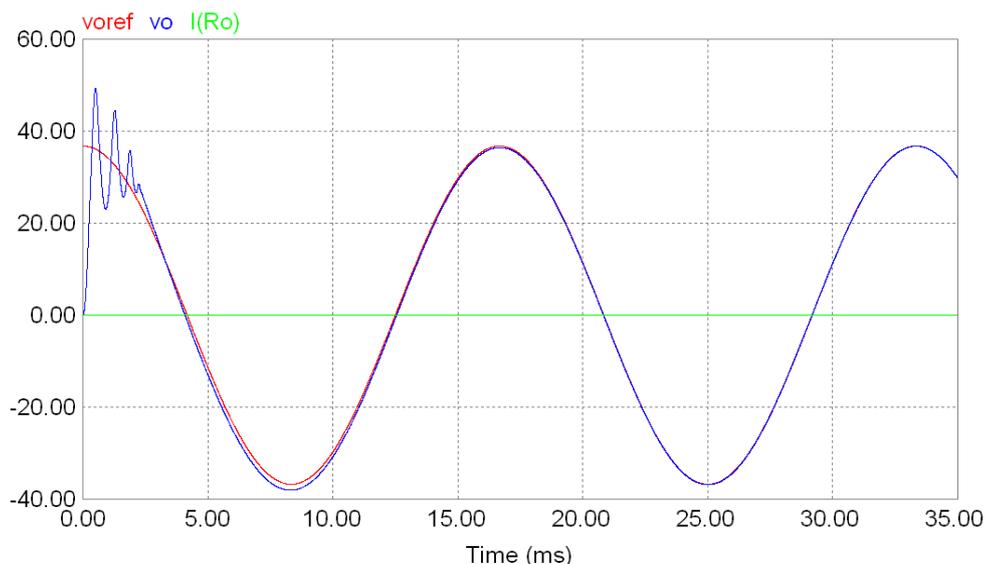


Figura 4.43 Ampliação da fig. 4.40: partida em vazio sem entrada gradativa. v_{oref} em vermelho; v_o em azul e corrente na carga resistiva $i(R_o)$ em verde

Observando os resultados de simulações nas figuras 4.38 a 4.43 conclui-se que: os erros de estado estacionário são praticamente nulos para a faixa da potência de saída desde vazio até o valor nominal, para carga resistiva; o desempenho de v_o com relação ao sobre sinal máximo, M_p , (elevação e afundamento) e o tempo de acomodação, t_s , durante as transições visualmente está bom (os resultados pioram para o caso em vazio). É possível analisar os resultados de M_p e t_s nas figuras 4.41 e 4.42 segundo a norma IEC, não realizado nesse trabalho.

Inserindo agora o bloco partida gradativa após v_{oref} , conforme mostrado no diagrama esquemático da figura 4.44, o resultado de simulação é mostrado na figura 4.45.

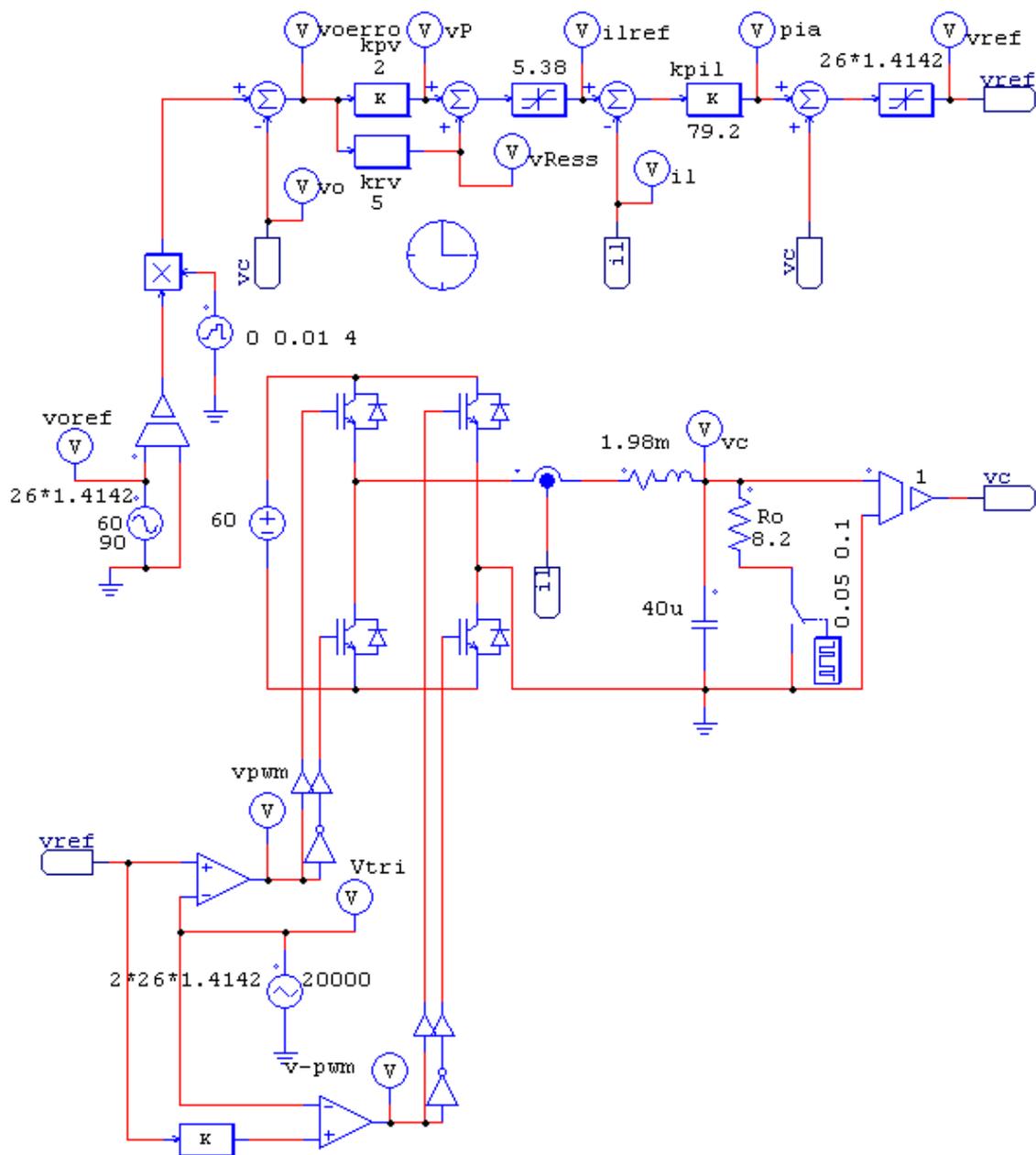


Figura 4.44 Inversor com as duas malhas de controle, externa de tensão e interna de corrente do indutor do filtro com entrada gradativa

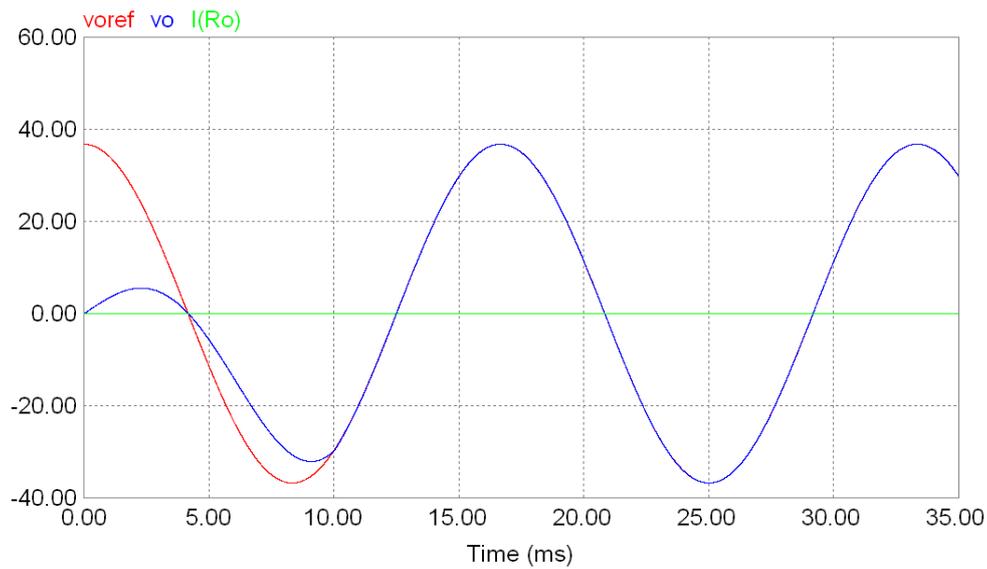


Figura 4.45 Partida em vazio com entrada gradativa. v_{oref} em vermelho; v_o em azul e corrente na carga resistiva $i(R_o)$ em verde

Comparando a figura 4.45 com a figura 4.43, nota-se na última a inexistência da oscilação de v_o na partida devido ao bloco entrada gradativa.

4.5.3 DHT da tensão de saída filtrada do inversor com carga resistiva nominal

A DHT de v_o juntamente com outros resultados de simulação do diagrama da figura 4.46 são mostrados na figura 4.47.

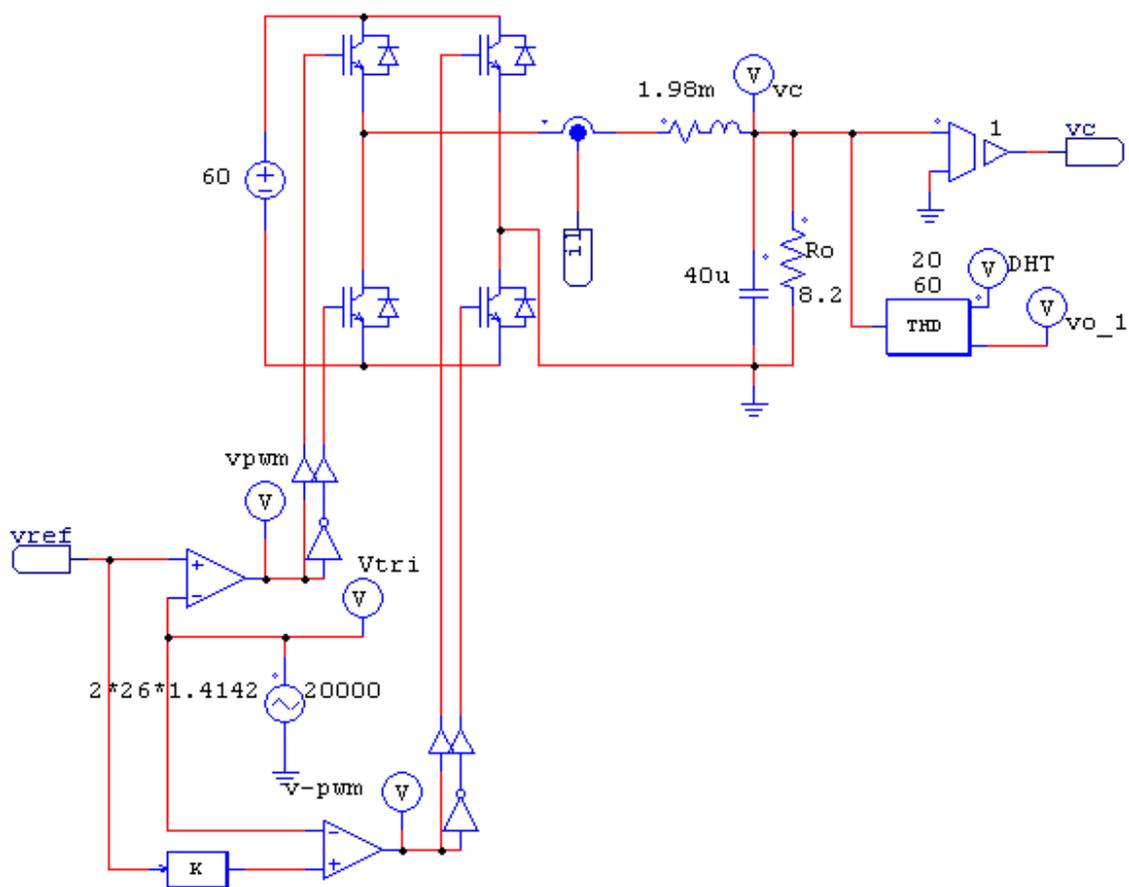
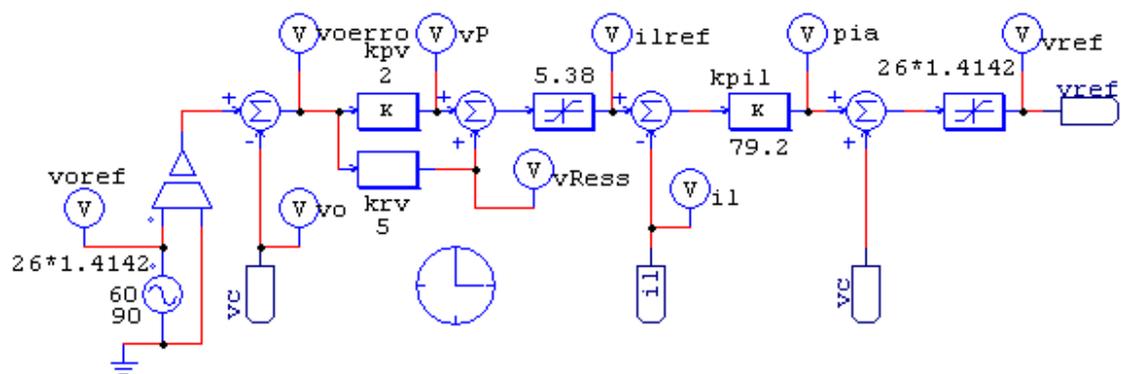


Figura 4.46 Diagrama esquemático para medição da DHT de v_o , com carga resistiva nominal

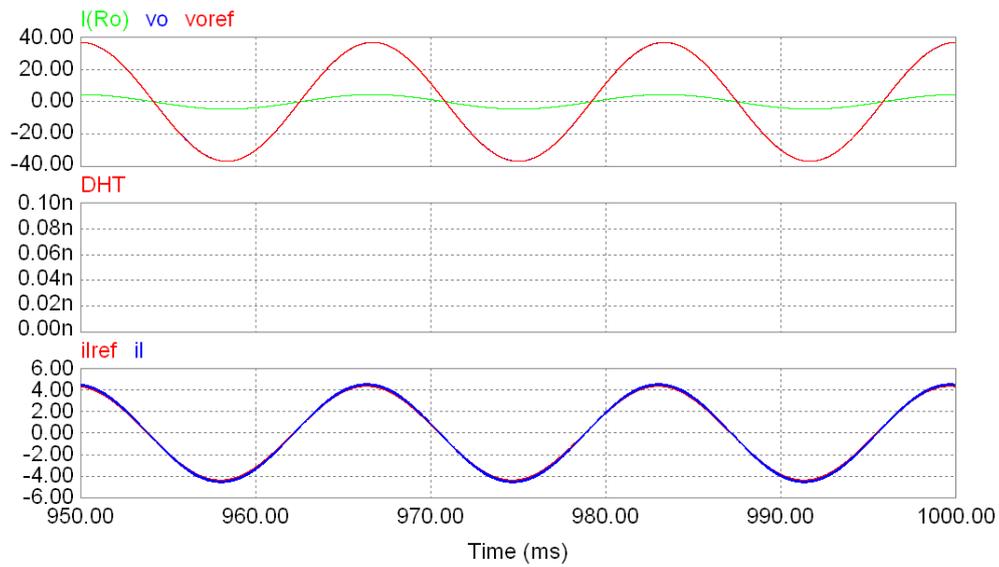


Figura 4.47 Carga resistiva nominal. Superior: v_{oref} (em vermelho), v_o (em azul) e $i(R_o)$ (em verde); Meio: DHT de v_o (nula); Inferior: i_{lref} (em vermelho) e i_l (em azul)

Pela figura 4.47 verifica-se que a DHT de v_o é nula.

4.5.4 DHT da tensão de saída filtrada do inversor com carga não linear

A limitação da corrente i_{lref} , conforme indicada no diagrama para simulação, figura 4.48, é aumentada de 120% para 170% do valor nominal, ou seja, para $7,6 A_p$ para poder suprir i_o não linear de $7,385 A_p$. Os resultados de simulação são mostrados na figura 4.49.

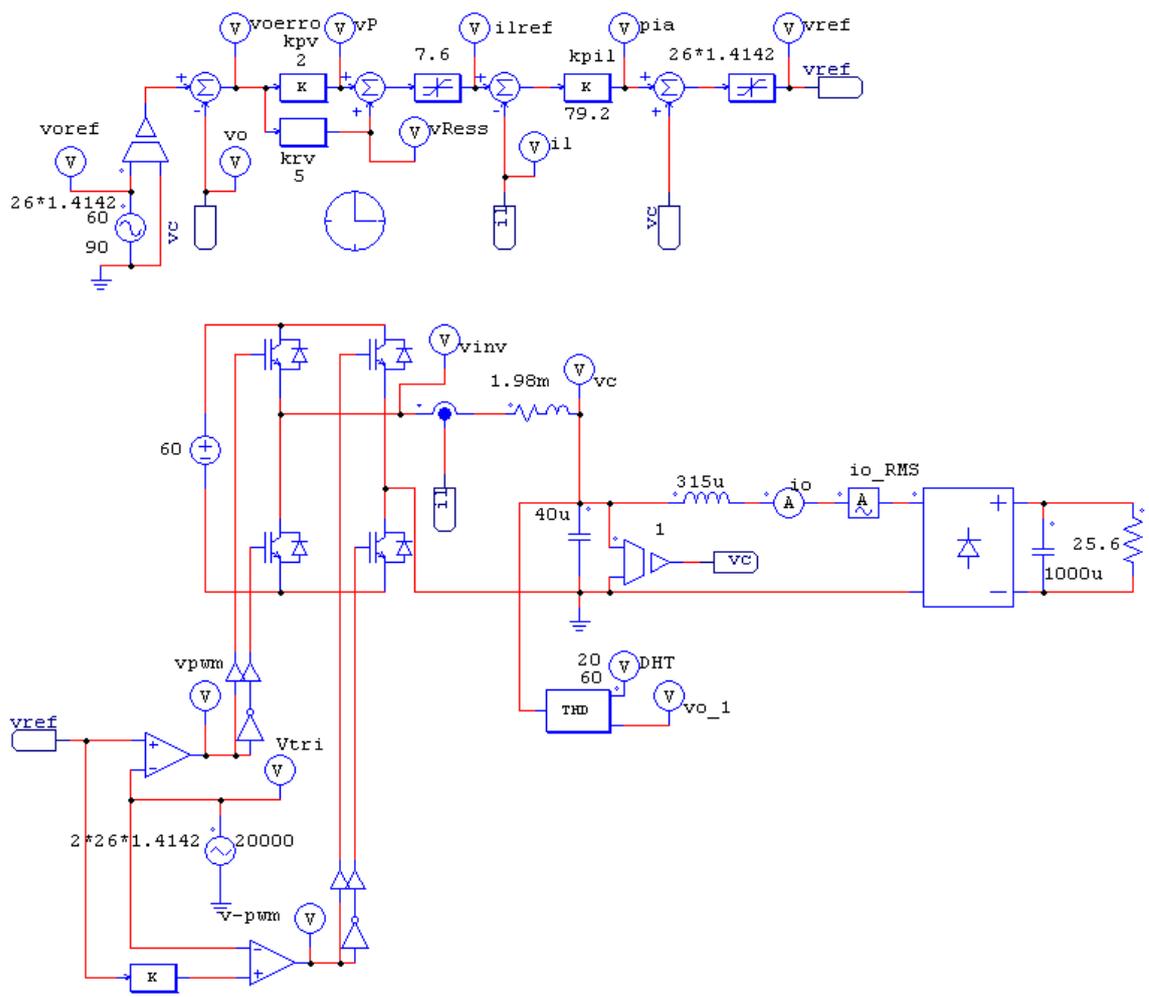


Figura 4.48 Inversor com carga não linear

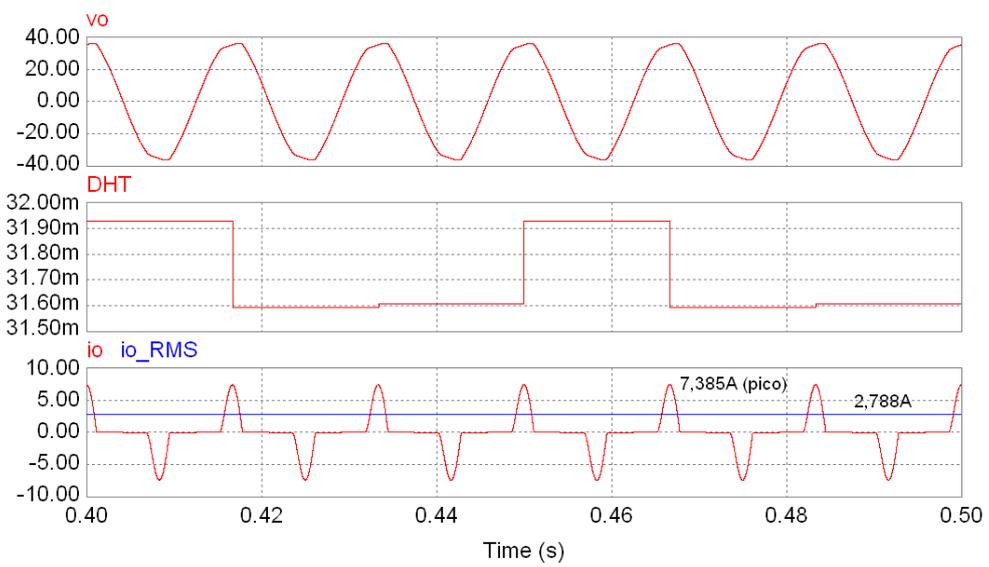


Figura 4.49 Carga não linear. Superior: v_o ; Meio: DHT de v_o ; Inferior: i_o (em vermelho) e $i_{o_{rms}}$ (em azul)

Pela figura 4.49 o valor da DHT resultou em 3,19% e o FC em 2,65.

Conclui-se, portanto, que para o dimensionamento do conversor CC/CA, quanto maior é o valor do FC, maior deve ser o porte das chaves semicondutoras com relação a corrente de pico repetitiva.

4.6 Comparação dos critérios de desempenho avaliados nas duas estratégias de controle simuladas

A nomenclatura adotada nesta comparação é:

- Inversor com o tipo de estratégia de controle clássica: refere-se ao inversor com a planta controlada por duas malhas, interna e externa de tensão onde o controlador na malha interna é do tipo Proporcional;
- Inversor com a estratégia de controle escolhida: é o inversor com a planta controlada por duas malhas, externa de tensão e interna de corrente com compensação *feedforward* onde os controladores da malha externa e interna são respectivamente P+Ressonante e Proporcional.

Foram dois os principais critérios de desempenho avaliados nas simulações: erro de estado estacionário, $erro(\infty)$, para carga resistiva e DHT para carga resistiva e carga não linear. A tabela 4.1 mostra os resultados:

Tabela 4.1 Comparação de critérios de desempenho nas duas estratégias de controle simuladas

Critério de desempenho	Estratégia de controle	
	Clássica ($G_v = 5$)	Escolhida
$erro(\infty)$ para carga resistiva nominal (%)	10,90 (medido)	$\cong 0$
DHT para carga resistiva nominal (%)	2,2	0
DHT para carga não linear (%)	35,35	3,19

Conclusão: Através dos resultados de simulação, mostrados nos itens anteriores conclui-se que a DHT e o $erro(\infty)$ são maiores para o Inversor com o tipo de estratégia de controle clássica, comprovando os estudos realizados analiticamente no Capítulo 3.

4.7 Inversor com a estratégia de controle escolhida e metodologia de projeto

A figura 4.50 mostra o diagrama do inversor com a estratégia de controle escolhida (RODRIGUES et al, 2009) com os principais blocos do sistema de controle e planta.

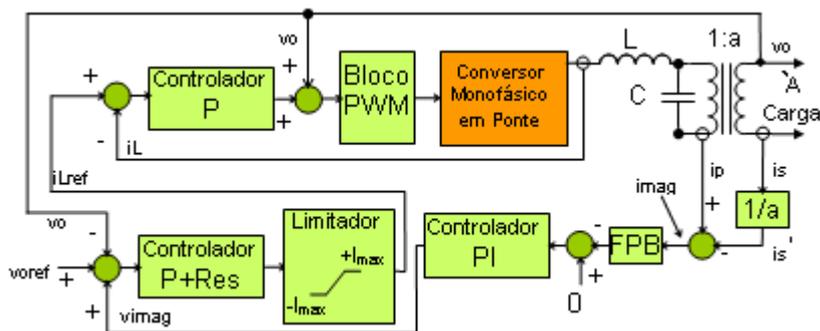


Figura 4.50 Diagrama em blocos simplificado do inversor com a estratégia de controle escolhida

As características da parte de potência do inversor foram definidas conforme abaixo e algumas já citadas no início desse capítulo:

- Conversor CC/CA PWM em ponte completa chaveado em $f_{ch} = 20 \text{ kHz}$;
- Tensão nominal de saída do inversor no primário do transformador: $v_c = 26 \text{ V}$ (eficazes);
- Tensão nominal no secundário do transformador: $v_{carga} = 100 \text{ V}$ (eficazes);
- Frequência nominal de saída $f_o = 60 \text{ Hz}$;
- Potência nominal da carga $P_{carga} = 78,74 \text{ W}$;
- Potência nominal do inversor $P_{inv} = 82,0 \text{ W}$;
- Tensão nominal do barramento CC $V_{cc} = 60 \text{ V}$;
- Relação de espiras do transformador 1:4,096.

A tensão e a potência nominal de saída do inversor (no primário do transformador) é obtida levando-se em conta os parâmetros do transformador (vide figura 4.51): resistências dos enrolamentos e a indutância de dispersão; a tensão desejada na carga igual a 100 V e a relação de espiras do transformador de 1:4,096, para uma faixa de corrente no secundário do transformador, i_s , em torno de $1,0 \text{ A}$ (eficaz). Dessa forma o valor calculado de v_c é aproximado para 26 V (eficazes).

4.7.1 Sistema de controle

Referindo-se à figura 4.50, para o controle do inversor foi adotado o sistema de malhas em cascata com respectivas realimentações sendo a mais interna de

corrente; a externa de tensão e a mais externa a de anti-saturação do transformador.

Na malha interna controla-se a corrente no indutor de filtro de saída com sobre corrente limitada pela corrente de referência do indutor. A corrente $i_{Lref}(t)$ é comparada com a corrente $i_L(t)$, cujo erro resultante vai para o regulador de corrente com controlador do tipo P. Na saída do controlador P a perturbação causada por $v_o(t)$ é desacoplada pela realimentação *feedforward* da mesma. A resposta dinâmica do inversor é muito mais dependente da malha interna de corrente do que a externa de tensão.

A malha externa, de tensão, tem a função de gerar $i_{Lref}(t)$, é mais lenta que a de corrente e também é responsável pela regulação da tensão de saída do inversor.

A tensão de referência que para a malha de tensão é $v_{oref}(t) + DC$, é comparada com a tensão de saída do secundário do transformador. O erro resultante vai para a entrada do controlador, adotado P+Res, cuja saída gera a referência para a corrente do indutor, $i_{Lref}(t)$, que após é limitada em amplitude.

A malha de controle anti-saturação do núcleo do transformador é necessária devida à presença de tensão CC no lado primário do transformador provocada por diferenças de chaveamento no conversor CC/CA e assimetrias do PWM entre os dois braços do conversor CC/CA, causados por diferenças no tempo morto e atrasos. Foi utilizada a seguinte estratégia: Mede-se a corrente no primário do transformador, assim como a corrente no secundário. Por intermédio da relação de espiras, reflete-se a corrente do secundário para o lado primário. Subtraindo a corrente instantânea no secundário do transformador refletida ao primário da corrente no primário, obtém-se a corrente de magnetização do núcleo do transformador, $imag(t)$.

A $imag(t)$ passa por um filtro passa baixas de 2ª ordem, cuja saída $imagFPB(t)$ é comparada com zero, ou seja, subtraída de zero ou de outra forma, invertida. A diferença entra num controlador PI, onde a saída $vimagPI(t)$ é somada com a tensão de referência $v_{oref}(t)$, obtendo-se $v_{oref}(t) + DC$, que é a tensão de referência adicionada do valor médio proporcional de $imag(t)$.

Se a amplitude de $imag(t)$ é maior que o valor nominal tem-se $vimagPI(t)$ negativo acarretando $v_{oref}(t) + DC$ com valor médio também negativo obrigando a $imag(t)$ ser corrigida, dessaturando o núcleo do transformador, que corresponde ao valor médio de $imag(t)$ nulo.

4.7.2 Procedimento na simulação

Uma vez definido as malhas do sistema de controle com os respectivos controladores e a parte de potência, do inversor representado na figura 4.50, parte-se para a etapa de simulação.

A figura 4.51 mostra o diagrama esquemático para simulação em tempo contínuo do inversor com a estratégia de controle escolhida, onde se utilizou o programa de simulação PSIM.

O transformador isolador conectado na saída do filtro é modelado levando-se em conta a característica de saturação (MONTEIRO et al, 2009). Conforme descrito com mais detalhes em (RODRIGUES et al, 2009), como o núcleo do transformador tem comportamento não linear com relação à respectiva indutância de magnetização, L_{mag} , em função da corrente de magnetização aplicada, $imag(t)$, é armazenada no bloco tabela.tbl a função $L_{mag} = f(imag)$ mostrado na representação do transformador da figura 4.51.

Com objetivo de verificar a estabilidade da planta interagindo com as malhas de controles na presença de atrasos para atuação ao ser o sistema de controle implementado com DSP, foram inclusos os blocos time delay, TDELAY e amostrador/segurador de ordem zero, ZOH.

O ganho total da parte ressonante é igual a 250, que é o resultado do produto de $K_i=20$ (equações 4.9 e 4.10 e item 4.5.1) por $k_{rv}=12,5$ (figura 4.51). A carga resistiva de 127Ω corresponde a $0,92pu$. Na simulação no modo de tempo contínuo o regulador PI da malha anti-saturação não possui ação *anti-windup*.

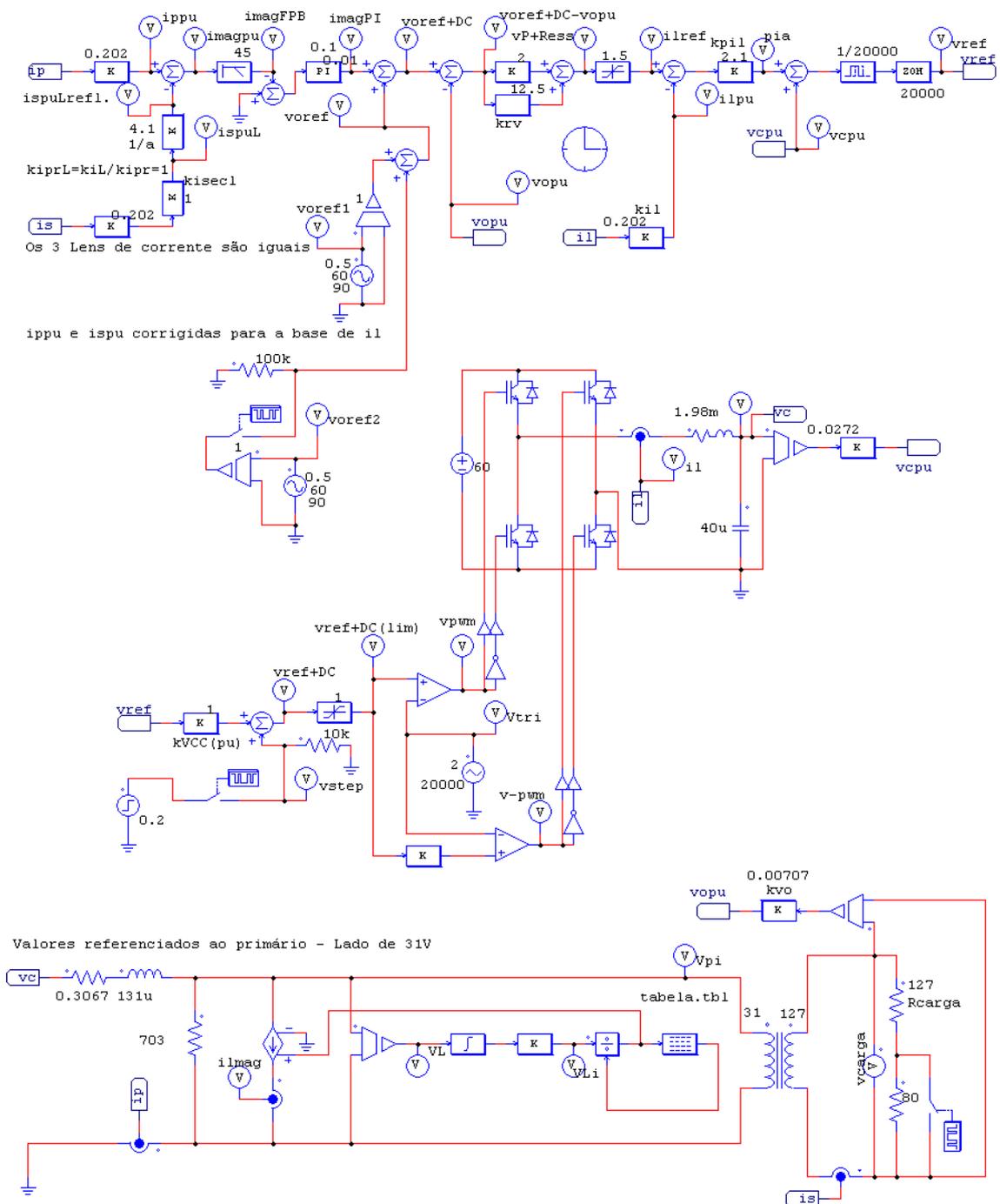


Figura 4.51 Diagrama esquemático para simulação em tempo contínuo do inversor com a estratégia de controle escolhida

No modo contínuo foi seguido o seguinte roteiro:

- Abre-se a fonte de corrente controlada por tensão que representa a indutância de magnetização do transformador;

- Injeta-se tensão senoidal na malha de corrente, em $iLref(t)$ com o circuito anti-saturação e malha de tensão sem atuação. Mede-se $iL(t)$ e compara com $iLref(t)$;
- Retira-se a fonte de tensão senoidal aplicada à malha de corrente na simulação anterior. Ainda com o circuito anti-saturação desatuante, $imag(t)=0$, interliga-se as malhas de tensão e corrente verificando $iL(t)$. Caso haja oscilação de $iL(t)$, o ganho proporcional do regulador P+Res deve ser diminuído. Mede-se também a tensão na saída do inversor, $vo(t)$, que nesse caso $vo(t)=vc \arg a(t)$ e a compara com $voref(t)$;
- Insere-se o circuito do controle anti-saturação, restabelecendo a fonte de corrente controlada por tensão, aberta anteriormente. Observa-se $imag(t)$ para ajustar os ganhos proporcional e integral do controlador PI da malha anti-saturação.

As figuras 4.52 e 4.53 mostram algumas formas de ondas obtidas pela simulação do diagrama esquemático da figura 4.51, porém com degrau CC de 0,4pu e carga resistiva de 127Ω .

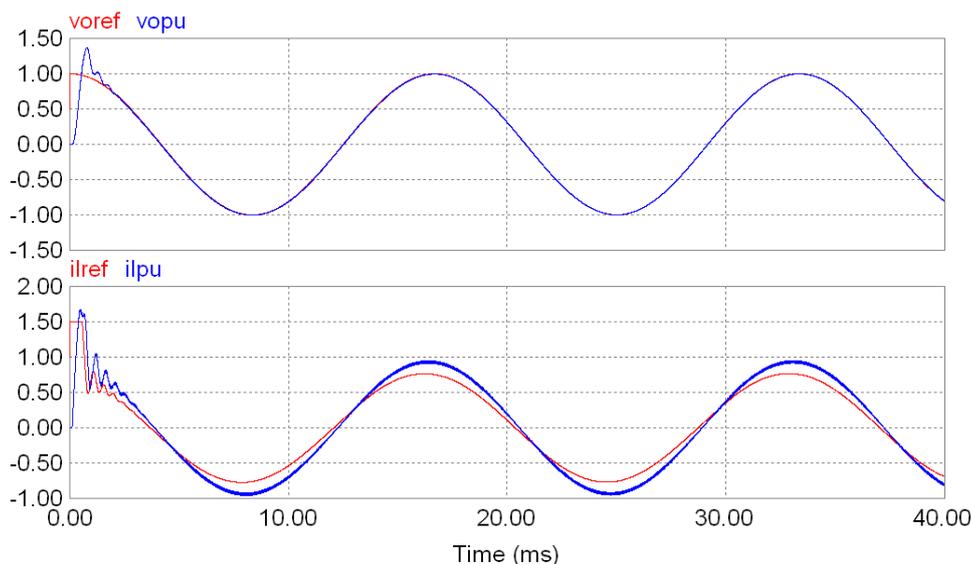


Figura 4.52 Resultados da simulação do diagrama esquemático da figura 4.51. Em vermelho: $voref$ e $iLref$; em azul: $vopu$ e $iLpu$

Pela figura 4.52 nota-se o rastreamento perfeito da tensão de saída $vopu$ que é o objetivo desse inversor com a respectiva estratégia de controle escolhida. Dessa forma apesar do erro de rastreamento da corrente do indutor, a malha de corrente se comporta de tal forma a se obter o rastreamento da tensão na malha externa de tensão.

Adicionando uma tensão de *offset* (tensão CC) de 0,4 pu de fundo de escala em $t=0,25s$ durante 0,5 segundos, conforme mostrado na figura 4.51, obtém-se os resultados mostrados na figura 4.53.

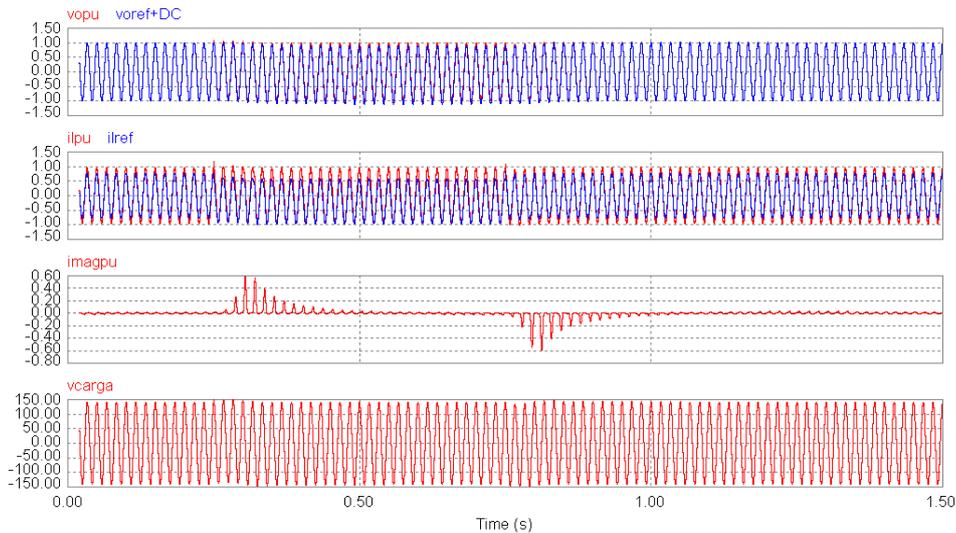


Figura 4.53 Resultados da simulação do diagrama esquemático da figura 4.51. Degrau de *offset* de 0,4 pu de fundo de escala em $t=0,25s$ e retirado em $t=0,75s$. Em vermelho: *vopu*, *iLpu*, *imagpu* e *vcarga*; em azul: *voref + DC* e *iLref*

Pela figura 4.53 verifica-se a atuação da malha anti-saturação através da corrente *imagpu* e as conseqüentes correções das demais grandezas das malhas de tensão e corrente para restabelecer *imagpu* com valor médio nulo.

4.7.3 Roteiro para simulação em tempo discreto

A partir de uma função de transferência genérica no domínio da frequência é possível discretizá-la utilizando a transformação bilinear do programa MATLAB.

O resultado será os coeficientes b_0 a b_N e a_0 a a_N , respectivos do numerador e denominador da equação 4.11:

$$H(z) = \frac{b_0 \cdot z^N + b_1 \cdot z^{N-1} + \dots + b_N}{a_0 \cdot z^N + a_1 \cdot z^{N-1} + \dots + a_N} \quad (4.11)$$

Se:
$$H(z) = \frac{y(n)}{u(n)} \quad (4.12)$$

onde $y(n)$ representa a saída e $u(n)$ a entrada de uma função genérica, pode-se escrever:

$$y(n) = [b_0 u(n) + b_1 u(n-1) + \dots + b_N u(n-N)] - [a_1 y(n-1) + a_2 y(n-2) + \dots + a_N y(n-N)] \quad (4.13)$$

que é a equação de diferenças que será utilizada na linguagem de programação, por exemplo "C", para a elaboração do programa.

A equação 4.10 escrita no modo da equação 4.13, se torna:

$$\text{resso} = 0.01 * [\text{verro}(n) - \text{verro}(n-2)] + 1.9986 * \text{resso}(n-1) - 0.9990 * \text{resso}(n-2)$$

onde:

$\text{verro} = \text{voref} + \text{DC} - \text{vopu}$;

$\text{vorefDC} = \text{voref} + \text{imagPI}$

sendo estas grandezas visualizadas no diagrama da figura 4.51.

Através de um software IDE² (ambiente de desenvolvimento integrado), por exemplo “Visual C”, edita-se, compila-se e “debuga-se” (debug) o programa e cria-se o arquivo .dll utilizado no bloco DLL do PSIM. O programa utilizado é mostrado no Apêndice B.

Como nas entradas do bloco DLL estão conectadas as saídas dos elementos ZOH (*zero-order hold*), o bloco DLL é considerado como um elemento discreto onde a rotina interna é chamada somente em tempos discretos, na frequência de amostragem do elemento ZOH (20 kHz), O bloco DLL recebe os valores do PSIM, realiza os cálculos e envia-os de volta ao PSIM.

Vale salientar que o controlador PI, na parte do programa da malha de controle anti-saturação do núcleo do transformador, é realizado com ação *anti-windup* (ÅSTRÖM, K.J. et al, 1995), (FERNANDES, L.A.P., 2001).

O esquema do circuito utilizado para simulação em tempo discreto é mostrado na figura 4.54 e algumas formas de ondas resultantes da simulação são apresentadas nas figuras 4.55 e 4.56, com degrau CC de 0,4 pu para serem comparadas com os resultados de simulação em tempo contínuo das figuras 4.52 e 4.53.

² IDE: *Integrated Development Environment*

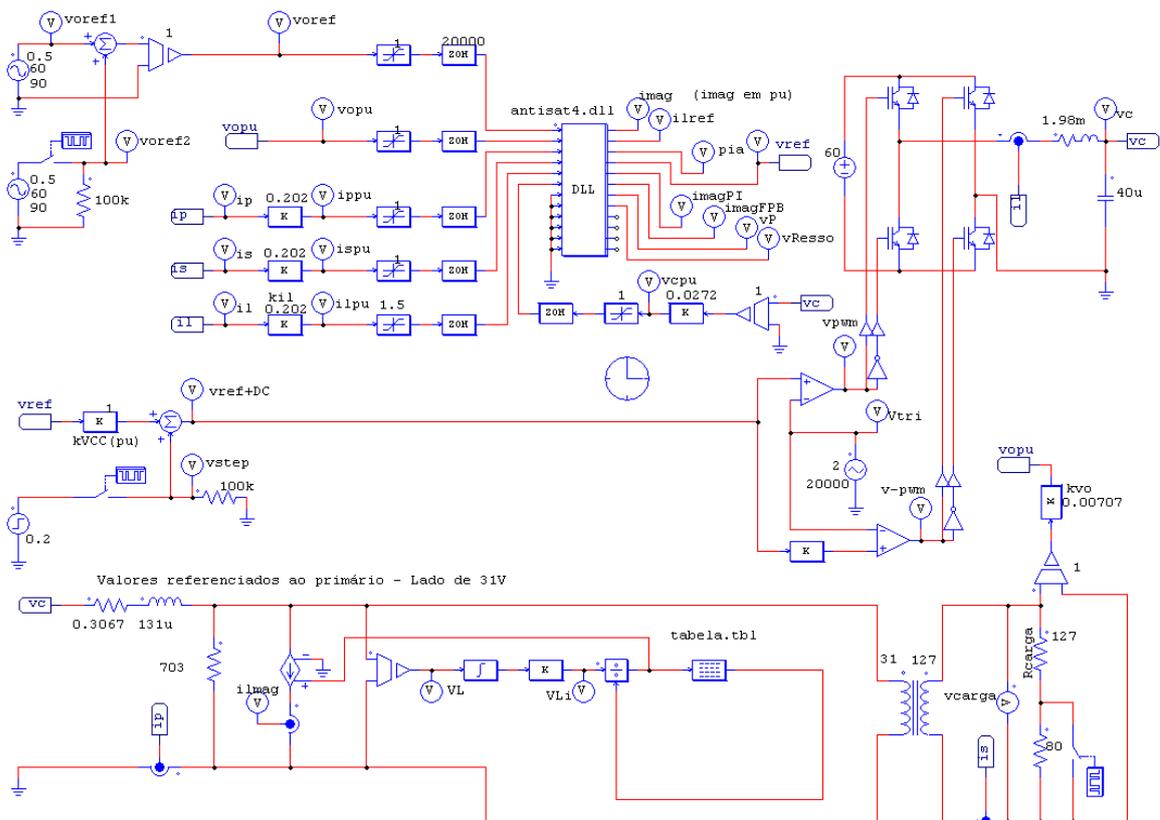


Figura 4.54 Diagrama esquemático para simulação em tempo discreto do inversor com a estratégia de controle escolhida

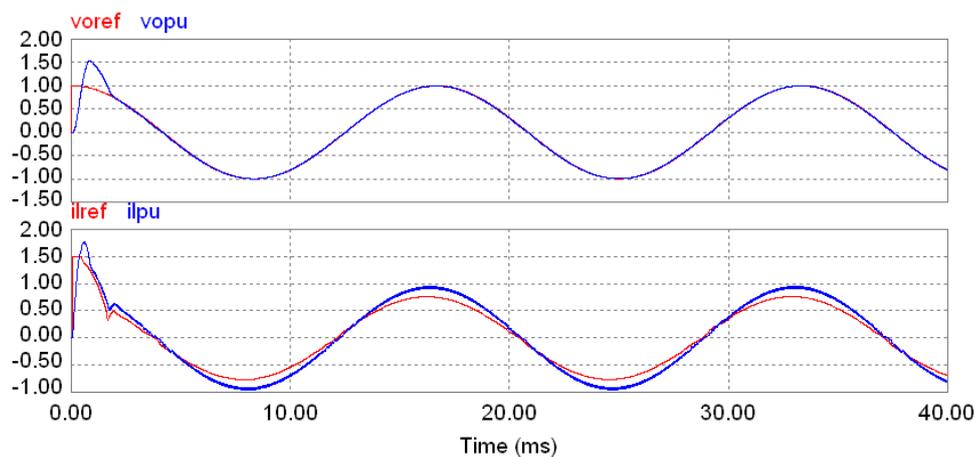


Figura 4.55 Simulação do diagrama esquemático da figura 4.54. Em vermelho: v_{oref} e i_{lref} ; em azul: v_{opu} e i_{Lpu}

Comparando as figuras 4.55 e 4.52 conclui-se que as mesmas, com exceção do transitório inicial, são idênticas.

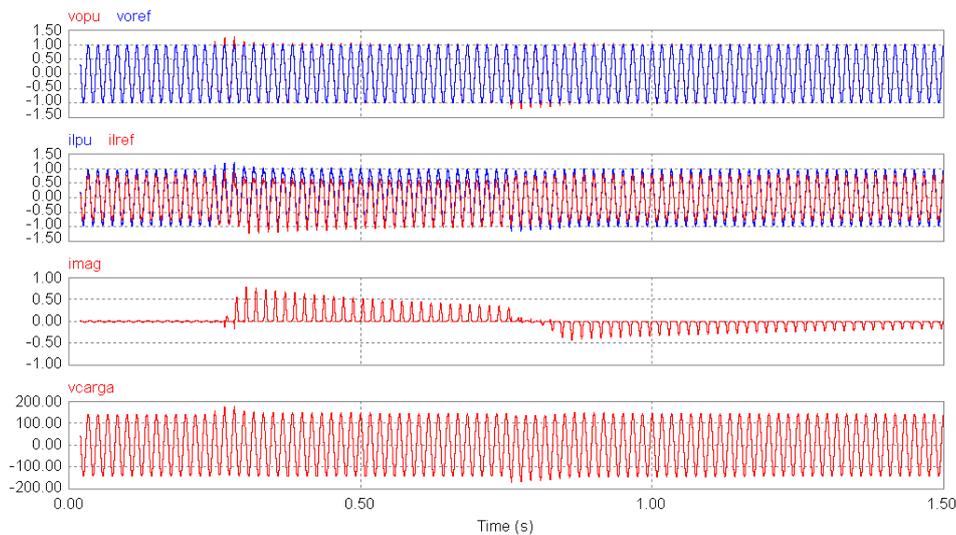


Figura 4.56 Resultados da simulação do diagrama esquemático da figura 4.54. Degrau de *offset* de 0,4 pu de fundo de escala em $t=0,25s$ e retirado em $t=0,75s$. Em vermelho: $vopu$, $iLref$, $imag$ (em pu) e $vcarga$; em azul: $voref$ e $iLpu$

Comparando a figura 4.56 com a figura 4.53 conclui-se que as malhas de corrente e tensão têm o mesmo comportamento, apesar de na simulação discretizada o sobre sinal (elevação e afundamento) da $vcarga$ ser maior do que na simulação em tempo contínuo. Também a resposta de $imag$ é mais lenta na simulação discreta do que em tempo contínuo, a diferença é que a malha anti-saturação e tempo discreto possui ação *anti-windup*.

Conclui se, portanto nesse item 4.7, que a estratégia de controle escolhida apresenta bom desempenho das três malhas de controle além de validar o critério utilizado para a discretização, cujo programa será utilizado na implementação experimental.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesse capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos em um arranjo implementado no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP), do inversor com a estratégia de controle escolhida visto no item 4.7 para validar o estudo do mesmo.

A montagem experimental em laboratório do inversor para fontes ininterruptas de energia com a estratégia de controle escolhida é realizada a fim de verificar o desempenho previsto para carga resistiva no secundário do transformador.

A figura 5.1 mostra a fotografia do arranjo experimental do inversor com a estratégia de controle escolhida. O conversor CC/CA é implementado com IGBT IRG4PC500D ($V_{CES} = 600V$ e $I_C = 27A$) e *gate drivers* HCPL-316J. A alimentação do conversor CC/CA é de $V_{cc} = 60V_{cc}$ onde o capacitor do barramento CC é de $C = 400\mu F$. O filtro LC é implementado com dois indutores separados de $L/2 = 0,99mH$, um em cada saída CA do conversor CC/CA, e um capacitor de $C = 40\mu F$.

Corrente e tensão são medidas com transdutores de efeito Hall LEM LA25-NP e LV25-P respectivamente.

O sistema DSP adotado é o kit TMS320F2808 eZdsP com IDE (ambiente desenvolvimento integrado) *Code Composer v.3.3*. Os sinais de tensão e corrente dos transdutores são atenuados e deslocados para se compatibilizarem com a faixa de tensão das entradas analógicas/digital, A/D, do DSP (de $0V$ a $3V$).

As formas de ondas foram obtidas utilizando-se um osciloscópio Agilent DSO6014A 100MHz e respectivas pontas de prova e ponta diferencial de tensão Tektronix P5200. Foi utilizada a saída do conversor D/A para as grandezas medidas nos transdutores LEM.

São apresentados resultados experimentais e de simulações (para comparações) de três testes realizados:

- teste de degrau de carga;
- teste da malha anti-saturação e
- teste de variação em degrau da tensão de referência da malha de tensão.

Nos três testes realizados experimentalmente, os ganhos do controlador da malha de tensão são ajustados com a parte proporcional igual a 2,0 e ressonante igual a 250. Para os mesmos testes de simulações os respectivos ganhos são iguais. O ganho da parte ressonante é igual a 12,5 e corresponde a 250,0 no arranjo experimental, ou seja, no esquema ou programa de simulação o ganho indicado é 12,5, mas é multiplicado por $K_i = 20$, conforme mostrado nas equações (4.9) e (4.10).

O diagrama esquemático para as simulações dos três testes é o mesmo da figura 4.54.

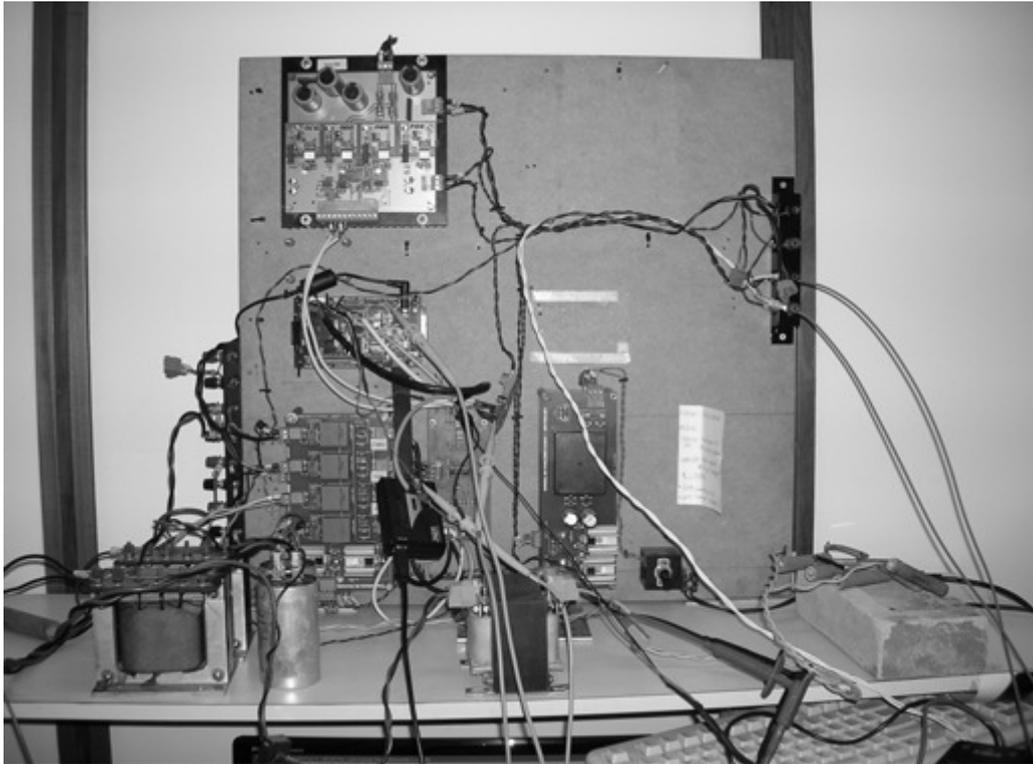


Figura 5.1 Arranjo experimental com carga resistiva

5.1 Teste de degrau de carga

A fim de verificar a regulação da tensão de saída devida variação de carga são realizados dois testes de degrau de carga:

O primeiro de $0,56 pu$, $R_{carga}=207\Omega$, para $0,92 pu$, $R_{carga}=127\Omega$ durante aproximadamente $430 ms$. A tensão de referência da malha de tensão é ajustada em $1 pu$ que é equivalente à tensão no secundário do transformador, $v_{carga}=100V$ (eficazes). A figura 5.2 mostra o resultado experimental desse teste.

O segundo teste, análogo ao primeiro, com degrau da carga em vazio para $0,92 pu$ durante $470 ms$ aproximadamente onde na figura 5.3 é mostrado o resultado. Os resultados das simulações são mostrados nas figuras 5.4 e 5.5.

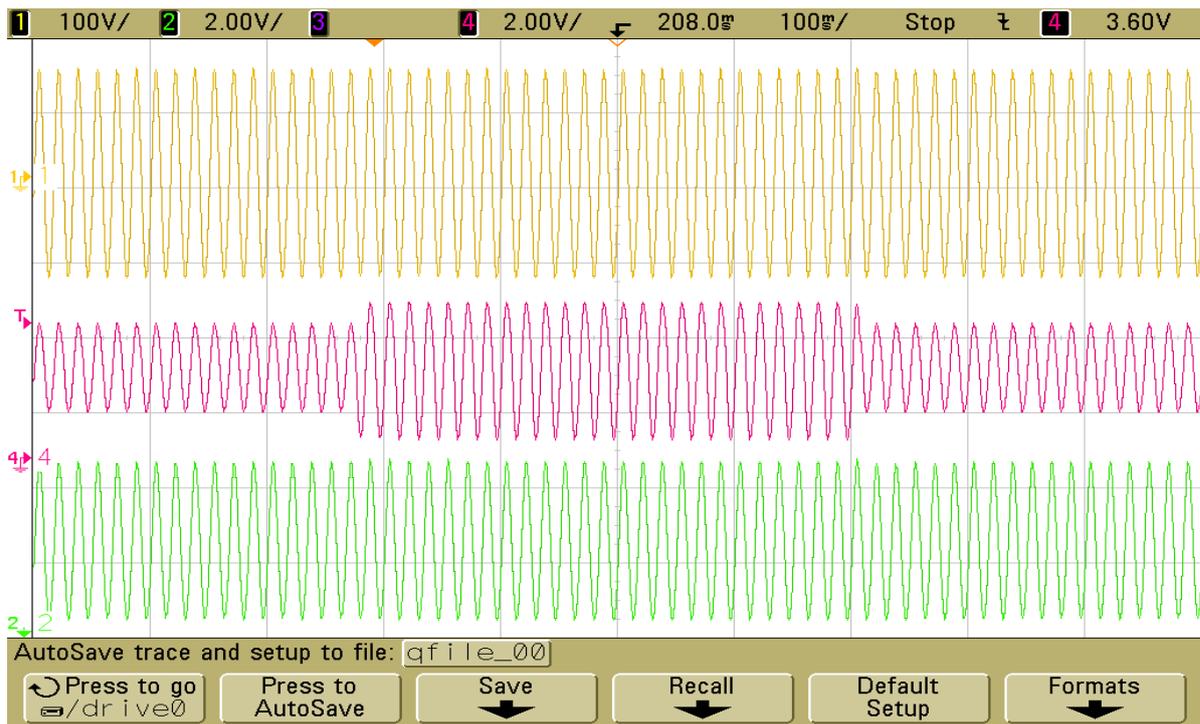


Figura 5.2 Resultado experimental para o teste de degrau de carga ($0,56 pu \rightarrow 0,92 pu \rightarrow 0,56 pu$). Sinal superior (amarelo): tensão no secundário v_{carga} , $100 V/div$; sinal no centro (magenta): corrente medida no LEM do primário i_p , $4,5 A/div$; sinal na parte inferior (verde): tensão medida no LEM do primário v_c , $33,8 V/div$. Escala de tempo: $100 ms/div$.

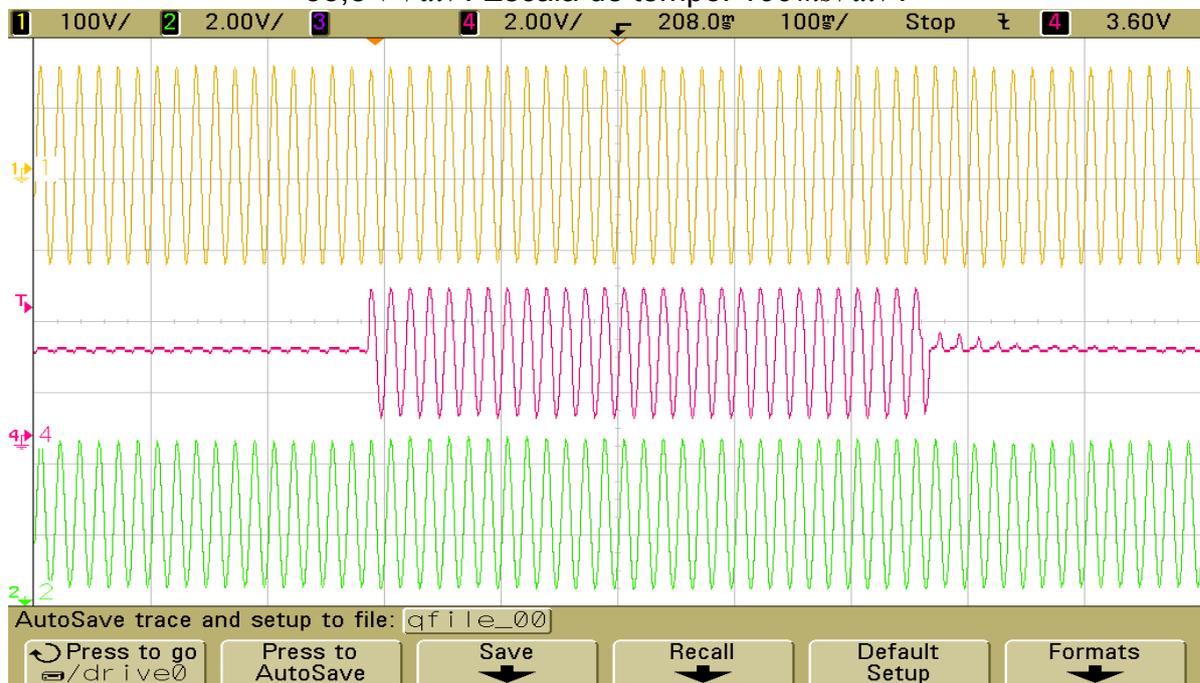


Figura 5.3 Resultado experimental para o teste de degrau de carga (vazio $\rightarrow 0,92 pu \rightarrow$ vazio). Sinal superior (amarelo): tensão no secundário v_{carga} , $100 V/div$; sinal no centro (magenta): corrente medida no LEM do primário i_p , $4,5 A/div$; sinal na parte inferior (verde): tensão medida no LEM do primário v_c , $33,8 V/div$. Escala de tempo: $100 ms/div$.

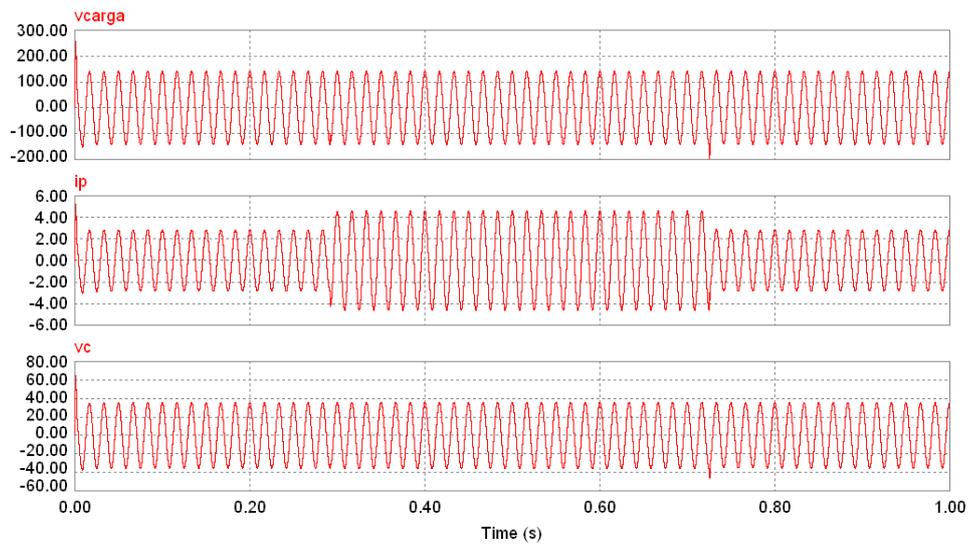


Figura 5.4 Resultados de simulação do teste de degrau de carga $0,56 pu \rightarrow 0,92 pu$ (em $t=0,292s$) $\rightarrow 0,56 pu$ (em $t=0,725s$). Sinal superior: tensão no secundário $vcarga$, $100V/div$; sinal no centro: corrente no primário ip , $2,0 A/div$; sinal na parte inferior: tensão no primário vc , $20V/div$. Escala de tempo: $200ms/div$.

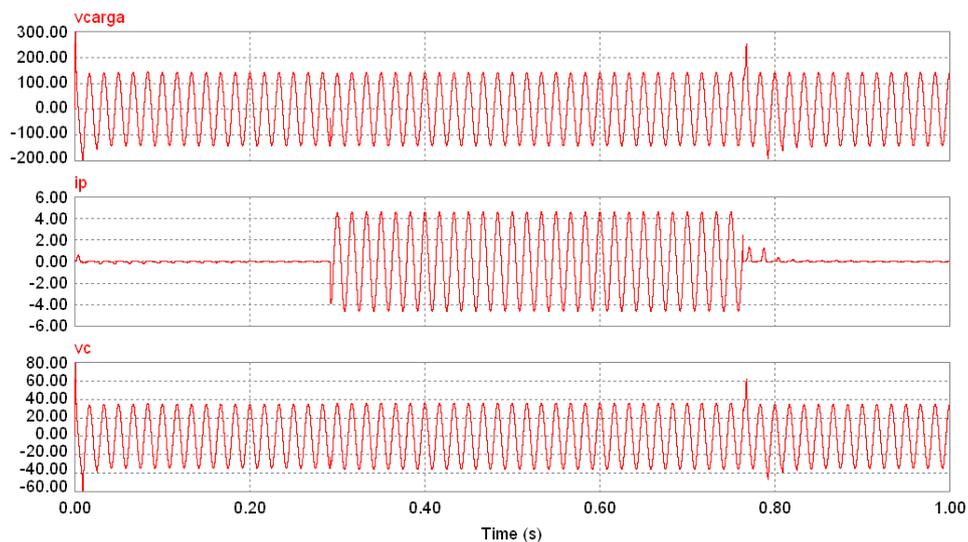


Figura 5.5 Resultados de simulação do teste de degrau de carga vazio $\rightarrow 0,92 pu$ (em $t=0,292s$) \rightarrow vazio (em $t=0,764s$). Sinal superior: tensão no secundário $vcarga$, $100V/div$; sinal no centro: corrente no primário ip , $2,0 A/div$; sinal na parte inferior: tensão no primário vc , $20V/div$. Escala de tempo: $200ms/div$.

Comparando as figuras 5.2 e 5.4 nota-se que na figura 5.2 (experimental) a variação da amplitude de v_{carga} e v_c são praticamente imperceptíveis durante as transições ao passo que na figura 5.4 (simulação) o sobre sinal, M_p , é nítido nas mesmas grandezas durante o degrau decrescente da carga. Conclui-se que o tempo de resposta, t_s , é bastante rápido e o M_p não é elevado nas transições de carga.

Comparando as figuras 5.3 e 5.5 nota-se que na figura 5.3 (experimental) a variação da amplitude de v_{carga} e v_c novamente são praticamente imperceptíveis durante as transições, com exceção da i_p após o degrau decrescente da carga. Na figura 5.4 (simulação) o M_p é nítido nas três grandezas durante as transições. O comportamento da i_p após o degrau decrescente da carga é idêntico ao do resultado experimental. Conclui-se que t_s não é tão rápido quanto no degrau de carga $0,56 pu \rightarrow 0,92 pu \rightarrow 0,56 pu$ acarretando M_p com valor elevado na transição da carga de $0,92 pu \rightarrow$ vazio.

5.2 Teste da malha anti-saturação

Este teste é feito introduzindo uma tensão de offset adicionada à entrada do comparador do PWM, conforme mostrado na figura de simulação 4.54. O valor adicionado de offset é de $0,2 pu$ de fundo de escala durante 2,0 segundos, simulando uma assimetria entre os dois braços do conversor CC/CA. Para esse teste o valor da tensão de referência do secundário é ajustado em $v_{oref} = 100V$ (eficazes) e a carga resistiva é 127Ω .

A figura 5.6 mostra o resultado experimental deste teste. A corrente de magnetização mostrada é estimada e obtida da seguinte forma: $i_{mag} = i_p - (1/a) \cdot i_s$, onde $1/a = n_s/n_p = 4,1$ é a relação entre as espiras do secundário e do primário do transformador de saída.

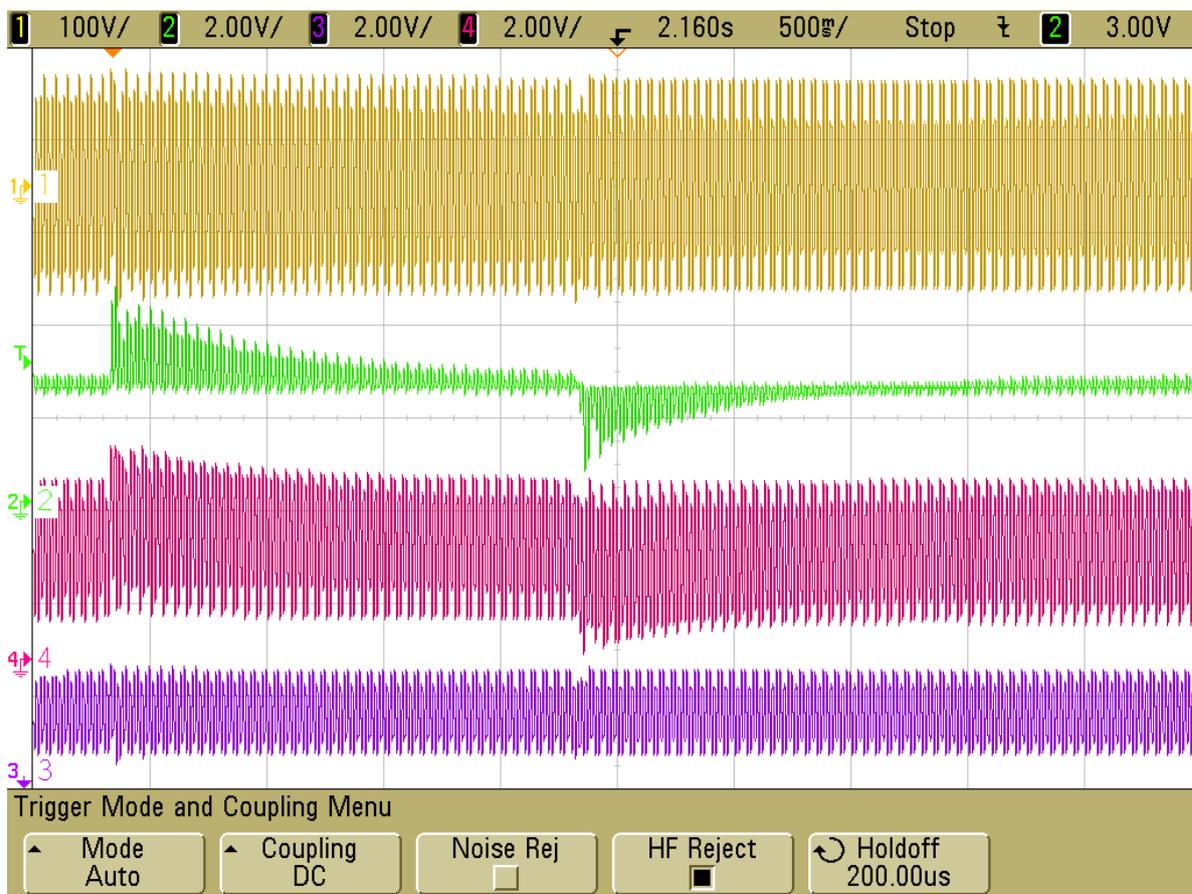


Figura 5.6 Resultado experimental para o teste da malha anti-saturação. Sinal superior (amarelo): tensão no secundário v_{carga} , $100 V/div$; sinal central superior (verde): corrente de magnetização i_{mag} , $4,5 A/div$; sinal central inferior (magenta): corrente medida no LEM do primário i_p , $4,5 A/div$; sinal inferior (roxo): corrente medida no LEM do secundário i_s , $2,0 A/div$. Escala de tempo: $500 ms/div$.

Na figura 5.7 (resultados simulados) a corrente de magnetização indicada na figura, dividida pelo ganho do LEM (0,202), representa a própria corrente de magnetização (i_{mag}), porque na figura 4.54 (esquema para simulação) i_{mag} , na primeira saída do DLL, está indicada como i_{mag} em pu.

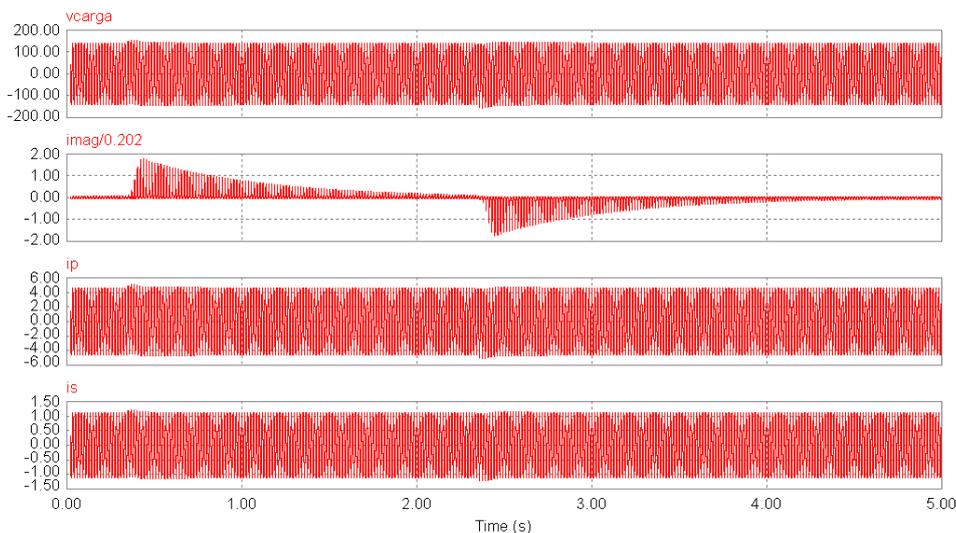


Figura 5.7 Resultados de simulação do teste da malha anti-saturação. Sinal superior: tensão no secundário $vcarga$, $100V/div$; sinal central superior: corrente de magnetização $imag$, $1,0A/div$; sinal central inferior: corrente no primário ip , $2,0A/div$; sinal inferior: corrente no secundário is , $0,5A/div$; Escala de tempo: $1s/div$.

Comparando as figuras 5.6 e 5.7 nota-se o comportamento semelhante (elevação e afundamento) da $vcarga$ e da ip durante as transições e da $imag$ para anular o respectivo valor médio. Uma diferença bem notória é o tempo de resposta da malha anti-saturação, a qual implica no tempo de resposta das outras duas malhas de controle, que na simulação é mais rápido que no resultado experimental.

5.3 Teste de variação em degrau da tensão de referência da malha de tensão

Para este teste a tensão de referência inicialmente em $0,5 pu$, correspondendo a $voref = 50,0V$ (eficazes) no secundário do transformador, é aumentada em forma de degrau para $1,0 pu$ durante $500ms$ e retornando novamente para $0,5 pu$. A carga resistiva ligada no lado secundário do transformador é 127Ω .

A figura 5.8 mostra o resultado experimental e a figura 5.9 o resultado de simulação. A transição de $0,5 pu \rightarrow 1,0 pu$ ocorre em $t=0,282s$ e de $1,0 pu \rightarrow 0,5 pu$ ocorre em $t=0,782s$.



Figura 5.8 Resultado experimental para o teste de variação em degrau da tensão de referência da malha de tensão. Sinal superior (amarelo): tensão no secundário v_{carga} , $100 V/div$; sinal central superior (verde): corrente medida no LEM do secundário i_s , $2,0 A/div$; sinal central inferior (magenta): corrente medida no LEM do primário i_p , $4,5 A/div$; sinal inferior (roxo): tensão de referência v_{oref} , $130 V/div$; Escala de tempo: $100 ms/div$.

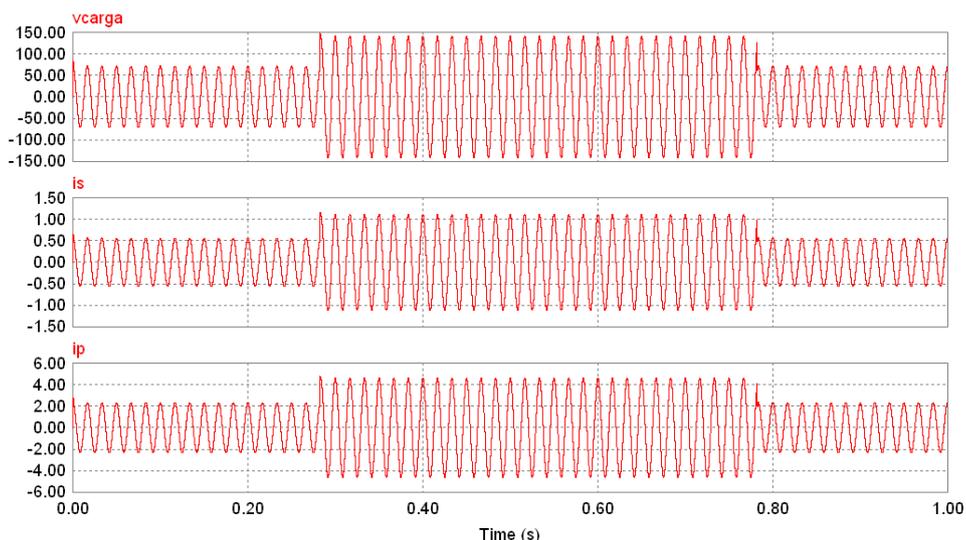


Figura 5.9 Resultados de simulação do teste de variação em degrau da tensão de referência da malha de tensão. Sinal superior: tensão no secundário, $v_{carga} = 50 V/div$; sinal central: corrente no secundário, $i_s = 0,5 A/div$; sinal inferior: corrente no primário, $i_p = 2 A/div$; Escala de tempo: $200 ms/div$.

Comparando as figuras 5.8 e 5.9 nota-se nas duas figuras a variação da amplitude da v_{carga} , da i_s e da i_p durante as transições da tensão de referência da malha de tensão. Observa-se nitidamente o M_p da i_s durante o degrau crescente da tensão de referência na figura 5.8. Os resultados experimentais e simulados são bastante parecidos e pelo critério do M_p e do t_s pode-se afirmar que o desempenho é satisfatório para esse tipo de teste.

Para verificação do rastreamento as figuras 5.10 e 5.11, a seguir, mostram os resultados experimentais e as figuras 5.12 e 5.13 os resultados simulados. Na malha de tensão do esquema de simulação, v_{oref} de $1,0 pu$ é obtido através da fonte de tensão senoidal de $1,0 V$ (de pico) e, portanto nas figuras 5.12 e 5.13 v_{oref} é multiplicado por $100 \cdot \sqrt{2}$ que é a tensão desejada na carga, $100 \cdot \sqrt{2} V$ (de pico), para verificação do rastreamento.

Nas figuras 5.10 e 5.12 a tensão de referência no secundário do transformador inicial de $0,5 pu$, $v_{oref} = 50,0 V$ (eficazes), é aplicado um degrau positivo para $1,0 pu$. Nas figuras 5.11 e 5.13 a tensão de referência no secundário do transformador retorna para $0,5 pu$. A carga resistiva ligada no lado secundário do transformador é 127Ω .

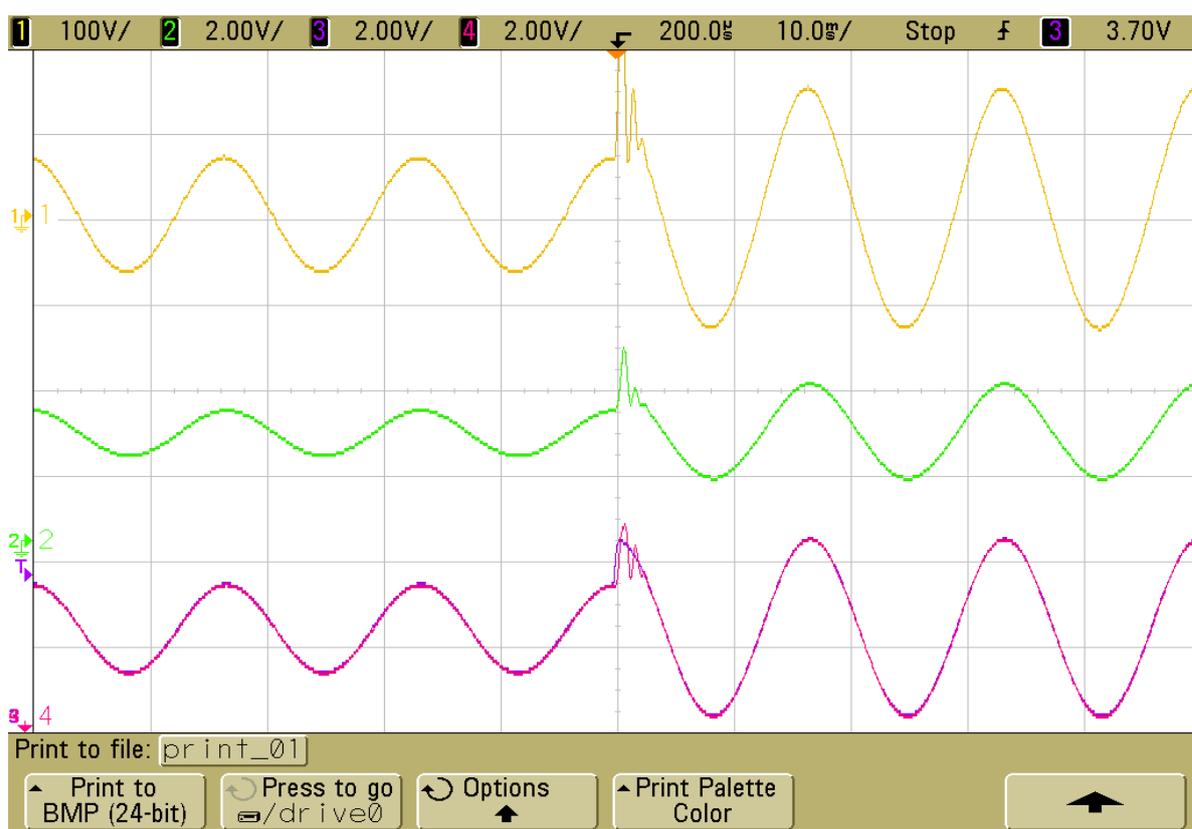


Figura 5.10 Resultado experimental para o teste de variação em degrau crescente da tensão de referência da malha de tensão. Sinal superior (amarelo): tensão medida diretamente no secundário v_{carga} , $100 V/div$; sinal central (verde): corrente medida no LEM do secundário i_s , $2,0 A/div$. Sinais na parte inferior: (roxo): tensão de referência v_{oref} , $130 V/div$; (magenta): tensão medida no LEM do secundário v_{carga} , $130 V/div$. Escala de tempo: $10 ms/div$.

O comportamento oscilatório na transição verificado nas grandezas da figura 5.10 (que não ocorre na figura 5.12), principalmente na v_{carga} que acarreta em sobre sinal que é maior que o dobro do correspondente valor máximo, não é aceitável podendo causar danos dependendo do tipo de carga que o inversor alimenta. Novamente aqui uma avaliação do sobre sinal e a duração do mesmo poderia ser realizada com base na norma IEC, mas esta análise não foi realizada neste trabalho.

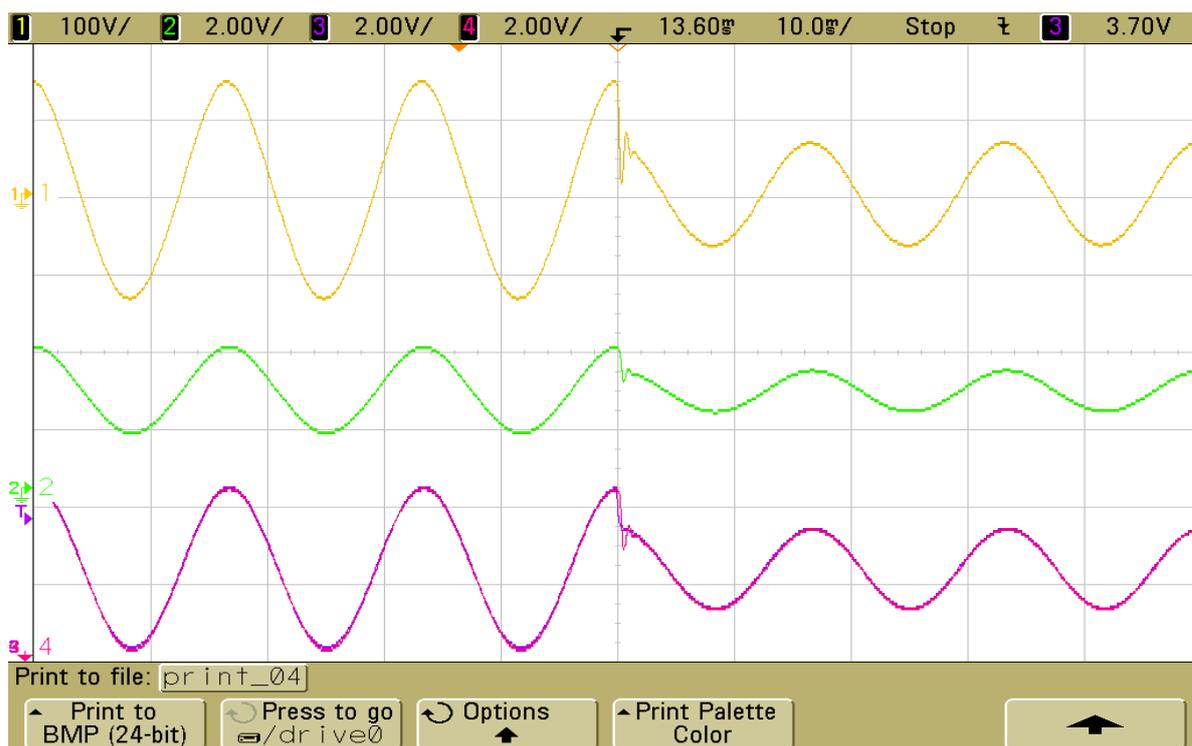


Figura 5.11 Resultado experimental para o teste de variação em degrau decrescente da tensão de referência da malha de tensão. Sinal superior (amarelo): tensão medida diretamente no secundário v_{carga} , $100V/div$; sinal central (verde): corrente medida no LEM do secundário i_s , $2,0A/div$. Sinais na parte inferior: (roxo): tensão de referência v_{oref} , $130V/div$; (magenta): tensão medida no LEM do secundário v_{carga} , $130V/div$. Escala de tempo: $10ms/div$.

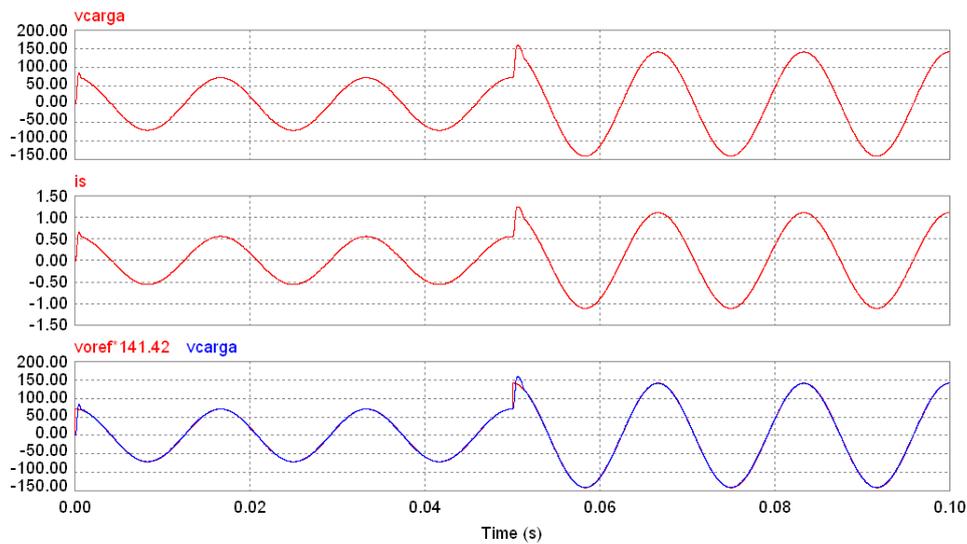


Figura 5.12 Resultado de simulação para o teste de variação em degrau crescente da tensão de referência da malha de tensão. Sinal superior: tensão no secundário, $vcarga = 50 V / div$; sinal central: corrente no secundário, $is = 0,5 A / div$. Sinais na parte inferior: (vermelho): tensão de referência $voref \cdot 100$; (azul): tensão no secundário $vcarga$, $50 V / div$. Escala de tempo: $20 ms / div$.

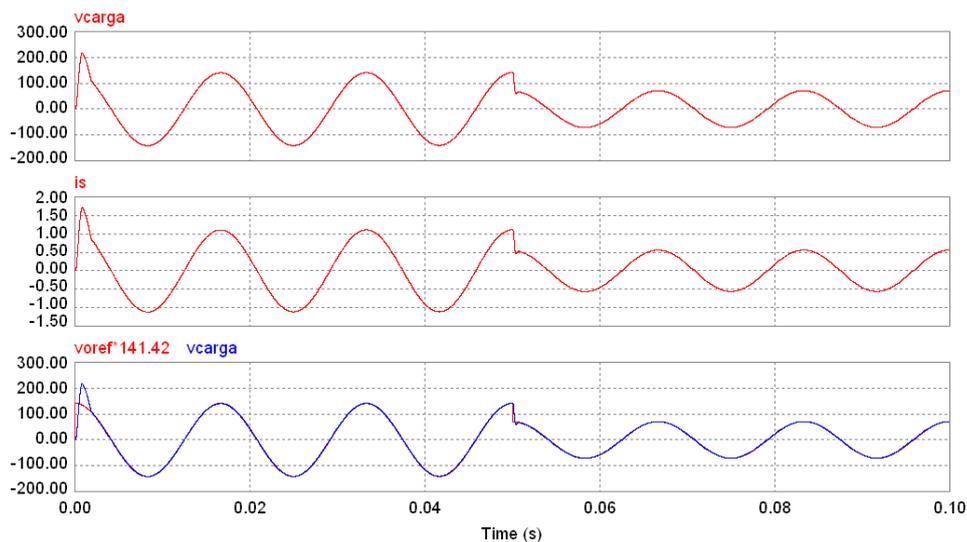


Figura 5.13 Resultado de simulação para o teste de variação em degrau decrescente da tensão de referência da malha de tensão. Sinal superior: tensão no secundário, $vcarga = 100 V / div$; sinal central: corrente no secundário, $is = 0,5 A / div$. Sinais na parte inferior: (vermelho): tensão de referência $voref \cdot 100$; (azul): tensão no secundário $vcarga$, $100 V / div$. Escala de tempo: $20 ms / div$.

Pela figura 5.14, resultado experimental das correntes i_{Lref} e i_{Lpu} se verifica o mesmo erro de rastreamento da malha de corrente apresentado na figura 4.55 (resultado de simulação).



Figura 5.14 Resultado experimental de i_{Lref} (em verde) e i_{Lpu} (em amarelo), $2,25 A/div$. Escala de tempo: $100 ms/div$.

Conclusão dos resultados experimentais:

Pela comparação dos oscilogramas da parte experimental com as figuras de simulação realizada nos respectivos testes (de degrau de carga; da malha anti-saturação; de variação em degrau da tensão de referência da malha de tensão e rastreamento), conclui-se que os resultados são aproximadamente iguais e que com base nos resultados do erro de estado estacionário, $erro(\infty)$, do M_p , do t_s e da regulação do valor eficaz da tensão de saída em toda faixa de potência analisada, pode-se dizer que os resultados são satisfatórios, portanto validando o estudo realizado.

6 CONCLUSÕES

Nesse trabalho foram registradas e estudadas estratégias de controle utilizadas em inversores para fontes ininterruptas de energia, através de levantamento bibliográfico, englobando estratégias clássicas, implementadas muitas vezes na forma analógica, e recentes (com implementação digital).

Foi realizada comparação dos desempenhos, determinados analiticamente por modelamento e/ou por simulação computacional, entre algumas estratégias de controle. Esta comparação demonstrou o melhor desempenho das estratégias de controle atuais, ressaltando-se que no desenvolvimento das estratégias clássicas não se dispunha das ferramentas computacionais atuais, e na implementação física atualmente não se usa mais controle analógico, substituído por controle digital usando-se DSPs, por exemplo.

Foi, também, apresentado um método para a implementação digital de um inversor monofásico com transformador na saída para fontes ininterruptas de energia, onde o controle foi realizado com uma estratégia de múltiplas malhas, usando três malhas: uma malha interna de corrente, uma malha externa de tensão com uma terceira malha de controle externa à malha de tensão adicionada para prevenir a saturação do núcleo do transformador. Esse inversor foi implementado através de um arranjo físico de baixa potência e possibilitou comparação dos resultados de simulação e experimentais, comprovando a validade das simulações e do método de implementação.

Sugestões para trabalhos futuros:

Uma sugestão de trabalho futuro é modelar a planta e o respectivo sistema de controle diretamente no domínio de tempo discreto, não havendo o inconveniente de tratar os atrasos quando primeiramente se trata as funções de transferência no domínio da frequência e após discretiza-as.

Outra sugestão de trabalho futuro é realizar simulação e teste do inversor implementado com carga não linear.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABDEL-RAHIM, N. M. and 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*, July 1996, vol. 11, pp. 532-541.

ÅSTRÖM, K. J. and HÄGGLUND, T. *PID controllers - Theory, design, and tuning*. 2nd ed. International Society for Measurement and Control. 1995, 343 pp. ISBN 1-55617-516-7.

AWAD, H., SVENSSON, J. & BOLLEN, M. J. Tuning Software Phase-Locked Loop for Series-Connected Converters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, Vol. 20(1), pp. 300-308.

BECK, ALFONS; HOFFMANN, NORBERT; GUSTAV KLEIN GMBH & CO KG. Uninterruptible Power Supply System (UPS) With PWM Inverter and Microprocessor Controlled Measuring Equipment. In: *Telecommunications Energy Conference, 1985. INTELEC 85. Seventh International, 1985, page(s): 103-110*.

BISHOP, R. H. *Modern Control Systems Analysis and Design Using MATLAB*. 1st ed.: Addison-Wesley Publishing Company, 1993, 161 pp. ISBN 0-201-59657-1.

BUSO, S. *Digital Control in Power Electronics (Synthesis Lectures on Power Electronics)* Publisher: Morgan and Claypool Publishers, 2006, 158 pp. ISBN-10: 1598291122; ISBN-13: 978-1598291124.

BUSO, S., FASOLO, S. and MATTAVELLI, P. Uninterruptible Power Supply Multi-Loop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, November/December 2001, vol.37, no.6, pp.1846-1854.

CARPITA, M.; FARINA, P.; TENCONI, S. A Single Phase, Sliding Mode Controlled Inverter with Three Levels Output Voltage for UPS or Power Conditioning Applications. In: *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, vol. 4, 1993, pp. 272-277.

DENG, H., ORUGANTI, R. and SRINIVASAN, D. A Simple Control Method for High-Performance UPS Inverters through Output-Impedance Reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, February 2008, vol.55, no.2, pp.888-898.

DORF, R. C. *Modern Control Systems*. 6th ed. USA: Addison-Wesley Publishing Company, 1992. 723 pp. ISBN 0-201-51713-2.

FERNANDES, L. A. P. Técnicas “anti-windup”. 2001, 63p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

- FUKUDA, S. and IMAMURA, R. Application of a Sinusoidal Internal Model to Current Control of Three Phase Utility-Interface-Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, April 2005, vol. 52, no. 2, pp. 420–426.
- GALASSI, M. Projeto e Construção de um Restaurador Dinâmico de Tensão. 2006, 116p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
- HANEYOSHI, T.; KAWAMURA, A.; HOFT, R. G. Waveform Compensation of PWM Inverter with Cyclic Fluctuating Loads. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1988, vol. 24, no. 4, pp. 582-589.
- HARA, S.; YAMAMOTO, Y.; OMATA, T. and NAKANO, M. Repetitive Control System: A New Type Servo System for Periodic Exogenous Signals. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 33, no. 7, July 1988, pp. 659 - 668.
- JEZERNIK, K. e ZADRAVEC, D. Sliding Mode Controller for a Single Phase Inverter. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '90, Conference Proceedings 1990, Fifth Annual*. Digital Object Identifier: 10.1109/APEC.1990.66410. pp. 185-190.
- JOHNSON JR, R. W., RADDI, WILLIAN J., OUGHTON, G. W.; EXIDE ELECTRONICS. Uninterrupted Power Supply Having no Low Frequency Power Magnetic. *United States Patent, patent number 4,935,861*, Jun. 19, 1990.
- JUNG, S.-L.; TZOU, Y.-Y. Discrete Sliding-Mode Control of a PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis with Optimal Sliding Curve. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, July 1996, pp. 567–577.
- JUNQUEIRA, A. D. Retificador Trifásico com Alto Fator de Potência. 2004, 121p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
- KAWAMURA, A., HANEYOSHI, T., HOFT, R. G. Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only one Voltage Sensor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 3, 1988, pp 118–125.
- KAWAMURA, A., CHUARAYAPRATIP, R. and HANEYOSHI, T. Deadbeat Control of PWM Inverter with Modified Pulse Patterns for Uninterruptible Power Supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 35, NO. 2, May 1988, pp. 295–300.
- KERNICK, A. Synthesized Sine-Wave Static Generator. *United States Patent, patent number 4,489,371*, Dec. 18, 1984.
- KERNICK, A., GEYER, M. A., ERNSBERGER, G. W. Anticipatory Feedback Control for Inverters. *United States Patent, patent number 3,636,430*, 1972a.

- KERNICK, A., GEYER, M. A., ERNSBERGER, G. W. Apparatus for Producing a Low-Distortion Pulse Width Modulated Inverter Output. *United States Patent, patent number 3,648,150*, 1972b
- KERNICK, A., STECHSCHULTE, D. L. and SHIREMAN, D. W. Static Inverter with Synchronous Output Waveform Synthesized By Time-Optimal-Response Feedback. *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, Vol. IECI-24, No. 4, pp 297-305, November 1977.
- LOH, P. C. and HOLMES, D. G. Analysis of Multi-Loop Control Strategies for Power Conversion Applications. In: *Proceedings of the 38th Industry Applications Conference*, 2003, vol.3, pp. 1778–1785.
- LOH, P. C., NEWMAN, M. J., ZMOOD, D. N. and HOLMES, D. G. A Comparative Analysis of Multiloop Voltage Regulation Strategies for Single and Three-Phase UPS Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, n. 5, pp. 1176-1185, September 2003.
- MALESANI, L., MATTAVELLI, P. and BUSO, S. Robust Deadbeat Current Control for PWM Rectifiers and Active Filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.35, no.3, May-Jun 1999, pp. 613-620.
- MALESANI, L., MATTAVELLI, P. and TOMAS, P. Improved Constant-Frequency Hysteresis Current Control of VSI Inverters With Simple Feed-Forward Bandwidth Prediction. In: *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, 1995, pp. 2633–2640.
- MALESANI, L., TENTI, P. A Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 26, Part 1, 1990, pp. 88-92.
- MARTINZ, F. O. Estudo de Estratégias de Rastreamento da Corrente e da Tensão de Saída CA de um Conversor do Tipo Fonte de Tensão. 2007, 136p. Dissertação de Mestrado - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
- MARTINZ, F. O., MATAKAS JR, L. Design Criteria for Current Loop Controllers – Contínuos Time Analysis. In: *10º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP*, 27 de setembro a 1º de outubro, 2009, BONITO MS.
- MARTINZ, F. O., MIRANDA, R. D., KOMATSU, W. and MATAKAS JR, L. Gain Limits for Current Loop Controllers of Single and Three-phase PWM Converters. In: *IEEE International Power Electronics Conference, IPEC*, 2010, pp. 201-208.
- MATAKAS JR, L., KOMATSU, W. and MARTINZ, F. O. Positive Sequence Tracking Phase Locked Loops: A Unified Graphical Explanation. In: *IEEE International Power Electronics Conference, IPEC*, 2010, pp. 1273 – 1280.

MC CLUER, S. Infrastruxure Agency Listings APC, American Power Conversion. *Application note NA-30 v4*, 2006. Disponível em http://www.apc.com/prod_docs/results.cfm?DocType=App+Note&Query_Type=99&keyword=&fam_id=&wpnum=30. Acesso em 12/10/2009.

MICHELS, L.; STEFANELLO, M.; GRÜNDLING, H. A. Controlador Repetitivo para Inversores PWM com Referência de Freqüência Variável. *Revista Controle & Automação/Vol.20 no. 3/Julho, Agosto e Setembro 2009*, pág. 394-404.

MONTEIRO, T. C.; MARTINZ, F. O.; KOMATSU, W.; MATAKAS JR, L. A Method of Transformer Parameters Determination for Power Electronics Applications. In: *10º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP, 27 de setembro a 1º de outubro, 2009, BONITO MS.*

MOKHTARI, H., DEWAN, S. B., IRAVANI, M. R. Analysis of a Static Transfer Switch With Respect to Transfer Time. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 1, pp. 190-199, January 2002.

MOKHTARI, H., DEWAN, S. B., IRAVANI, M. R. Effect of Regenerative Load on a Static Transfer Switch Performance. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 16, no. 4, pp. 619-624, October 2001.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 2ª edição, Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil Ltda. 1993, 781 páginas.

OKADO, C. Uninterruptible Power Supply Utilizing a Synchronized Chopper for Power Factor Improvement. *United States Patent, patent number 4,827,151*, May 2, 1989.

PADUA, M. S.; DECKMANN, S. M.; MARAFAO, F. P. Frequency-Adjustable Positive Sequence Detector for Power Conditioning Applications. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 1928–1934.

PADUA, M. S.; DECKMANN, S. M.; SPERANDIO, G. S.; MARAFAO, F. P.; COLON, D. Comparative Analysis of Synchronization Algorithms Based on PLL, RDFT and Colman Filter. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE, 2007*, pp. 964–970.

POWERSIM INC. *PSIM User's Guide*. Powersim Inc., Andover, MA. Disponível em: <http://www.powersimtech.com>. Último acesso em 02/10/2010.

RADDI, W. J.; JOHNSON, R. W.; EXIDE ELECTRONICS CORP. A Utility Interactive PWM Sine-Wave Inverter Configured as a High Efficiency UPS. In: *Telecommunications Energy Conference, 1982. INTELEC 1982. International. Digital Object Identifier: 10.1109/INTELEC.1982.4793700, 1982, page(s): 42-48.*

RHOADS, P. M.; CHEFFER, H. H. Phase Synchronization and Control Circuit. *United States Patent, patent number 4,516,035*, May 7, 1985.

RHODES, B. R., JODLOWSKI, D. W. Inverter Power Supply System. *United States Patent, patent number 4,939,633*, Jul. 3, 1990.

RODRIGUES, A. J.; DE MIRANDA, R. D.; GALASSI, M.; MATAKAS JR, L.; KAISER, W.; KOMATSU, W. Power Converter for a High Pressure Discharge Lamp Evaluation Experimental Apparatus. In: *10º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP*, 27 de setembro a 1º de outubro, 2009, BONITO MS.

RYAN, M. J., BRUMSICKLE, W. E. and LORENZ, R. D. Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, March/April 1997, vol. 33, no.2, pp. 493-501.

SANTOS, J. L. dos; CHEHAB, A. C. Certificação de UPS até 3 KVA e as normas NBR 15204 e NBR 15014. *Revista Eletricidade Moderna*, SP, abril de 2007, nº 397, p.134-147.

TAI, T.-L.; CHEN, J.-S. UPS Inverter Design Using Discrete-Time Sliding-Mode Control Scheme. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, February 2002, pp. 67–75.

TOMIZUKA, M.; TSAO, T.-C. e CHEW, K.-K. Discrete-Time Domain Analysis and Synthesis of Repetitive Controllers. In: *IEEE American Control Conference*, 1988, pp. 860 - 866.

TZOU, Y. Y., OU, R.-S., JUNG, S.-L. and CHANG, M.-Y. High-Performance Programmable AC Power Source with Low Harmonic Distortion Using DSP-Based Repetitive Control Technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, n. 4, pp. 715-725, July 1997.

TZOU, Y. Y. and WU, H. J. Design and Implementation of a Multiprocessor-based Uninterruptible Power Supply. In: *Power Electronics Specialists Conference. PESC '88 RECORD., 19th Annual IEEE*, 1988, pp. 650-657.

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 de Mestrado em Engenharia Elétrica. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G. Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-State Error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, May 2003, vol. 18, no. 3, pp. 814-822.

ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G. and BODE, G. H. Frequency-Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, Issue 2, 2001, pp. 601– 610.

APÊNDICE A FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA (UPS³): DEFINIÇÃO DE TOPOLOGIAS, DESEMPENHO E DESCRIÇÃO

Nesse apêndice são definidas as topologias de fontes ininterruptas de energia (UPS) *on line*, *interativo* e *stand-by*; é citada uma norma brasileira e outra internacional de segurança e desempenho de UPS. Também são mostrados alguns requisitos de desempenho com base na norma citada e finaliza com a descrição e modos de operação do UPS.

APA1 Definição de topologias

Conforme descrições de (SANTOS; CHEHAB, 2007):

- a norma brasileira NBR 15014:2003, Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (*nobreak*) – Terminologia, da ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas, define os termos e definições para sistema de alimentação de potência ininterrupta *on-line*, *interativo* e *stand-by*. Válida desde janeiro de 2004 cancela e substitui a NBR 11875:1991;

- a definição das três topologias é apresentada na NBR 15014 e todas elas têm dois modos de operação: modo rede quando a energia à carga é fornecida pela rede CA, e modo bateria, quando a energia à carga vem da bateria.

*On line*⁴:

No modo rede, a tensão e frequência de saída são independentes da tensão e frequência da rede CA de entrada; o inversor é responsável por 100% da potência fornecida à carga por 100% do tempo de operação. O tempo de transferência, que é o tempo necessário para a carga deixar de ser alimentada pela rede e passar a ser alimentada pelo inversor, é igual à zero, pois a carga é sempre alimentada pelo inversor da UPS. No modo bateria a energia para o inversor é fornecida pela bateria.

Interativo:

No modo rede, a tensão de saída que permanece estabilizada independe da tensão da rede CA de entrada e a frequência de saída depende da frequência da rede CA de entrada. Esta topologia pode apresentar tempo de transferência não nulo.

³ UPS: *Uninterruptible Power Supply*. É também conhecida no Brasil por outra denominação, *No-Break*. Por facilidade é usado neste trabalho a abreviatura UPS.

⁴ Esta topologia também é conhecida como dupla conversão, devido à presença do retificador e do inversor, com um barramento em corrente contínua em comum entre eles.

Stand-by:

No modo rede, a tensão e a frequência de saída dependem da tensão e frequência da rede CA de entrada. Esta topologia sempre apresenta tempo de transferência não nulo.

A UPS do tipo *stand-by* é também conhecida no Brasil como *short break*, e é o tipo de UPS de menor custo. É inadequado para redes instáveis, com muita variação ou flutuação de tensão.

APA2 Normas de segurança e desempenho de UPS

(SANTOS; CHEHAB, 2007) cita que:

- a NBR 15204:2005 fixa as características mínimas exigíveis para UPS monofásico com tensão nominal até 250 V e potências de até 3 KVA; normas internacionais também podem ser aplicadas no Brasil se há intenção de exportação pelo fabricante;

- existe, por exemplo, a IEC 62040-3, *Uninterruptible power systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*.

APA3 Desempenho

Conforme citações em (SANTOS; CHEHAB, 2007): - a NBR15204 cita que as fontes ininterruptas de energia previstas para operar diretamente sob tensão de rede elétrica devem ser projetadas para uma faixa mínima da tensão de alimentação CA de 55% para tensões nominais abaixo de 150V e de 40% para tensões acima de 150V, e regulação estática da tensão de saída com valor máximo $\pm 6\%$; - A NBR 15204 exige que o fator de potência de saída declarado pelo fabricante não seja inferior a 0,7; - que a tensão de saída somente é considerada senoidal se apresentar DHT menor ou igual a 5% para *no-break* tipo *on line*.

Alguns outros órgãos internacionais que certificam UPS, por exemplo, do fabricante APC, *American Power Conversion*, são listados em (MC CLUER, 2006).

APA4 Descrição e modos de operação do UPS

Uma UPS geralmente é composta por retificador, carregador de bateria, banco de baterias, inversor e chave estática de saída. Destes três elementos, o inversor ou conversor CC/CA é o principal elemento que determina as características da tensão fornecida para a carga crítica.

A figura APA.1 mostra a topologia de uma UPS *on line* dupla conversão e é usado aqui para descrever a UPS através dos seus diversos modos de operação. O termo dupla conversão é devido aos conversores CA/CC (Retificador) e CC/CA (Inversor) necessários à conversão de energia à carga quando a rede da concessionária está dentro dos limites aceitáveis.

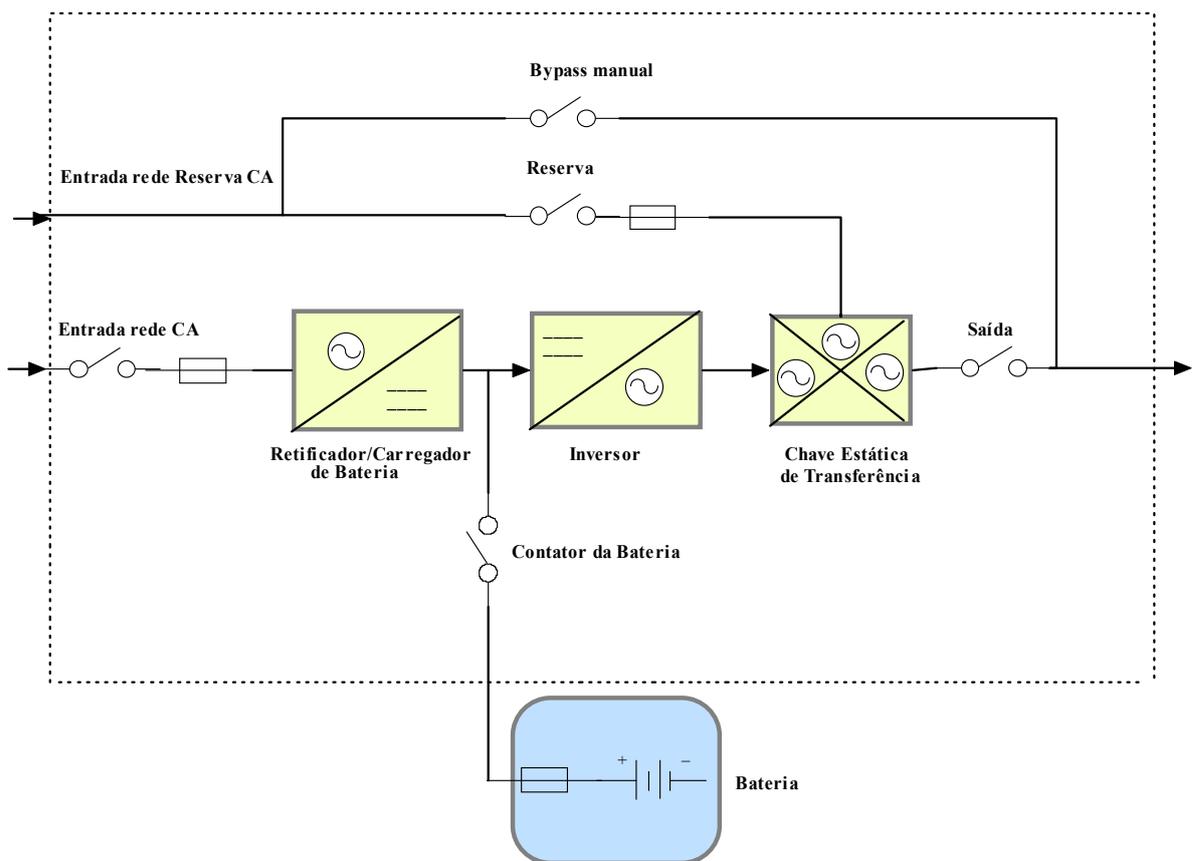


Figura APA.1 UPS *on line* dupla conversão com chave estática de transferência

Normal

A carga CA crítica é continuamente suprida pelo Inversor. O retificador/carregador da bateria deriva energia em CA da fonte de entrada e converte em CC para a entrada do inversor enquanto mantém a bateria totalmente carregada. O inversor converte a tensão CC em tensão CA regulada e com baixa distorção harmônica a qual alimenta a carga através da chave estática de transferência. A chave estática de transferência monitora e certifica que o inversor rastreia a frequência e fase da fonte reserva, permitindo transferência automática para a fonte reserva devido, por exemplo, a uma sobrecarga sendo essa transferência sincronizada e, portanto não causando interrupção na carga.

Sobrecarga

No evento de sobrecarga no inversor, comando de desligar ou falha, a chave estática de transferência deve automaticamente transferir a carga para a fonte reserva sem interrupção.

Emergência

Sob falha ou da tensão abaixo do valor mínimo da rede de entrada CA, a carga é alimentada, sem qualquer chaveamento, via Inversor pela energia drenada

da bateria. Não deve haver interrupção do fornecimento de energia para a carga devido a falha, redução ou restauração do nível de tensão da rede de entrada CA.

Recarga

Após restauração da rede de entrada CA, mesmo estando a bateria completamente descarregada, o retificador/carregador da bateria deve gradualmente assumir as cargas drenadas pelo Inversor e recarga da bateria, sem causar qualquer interrupção à carga crítica.

Bypass manual

Se por qualquer razão deve ser realizado serviço de manutenção ou reparo na UPS, a energia pode fluir da entrada da rede CA para a carga pelo ramo *Bypass* manual. O procedimento de manobra é realizado de forma a não haver interrupção do fornecimento de energia para a carga, mesmo no retorno para o modo de operação Normal. A transferência deve ser efetuada pela chave estática de transferência do inversor para a rede reserva, se em sincronismo. Após, fecha-se a chave *Bypass* manual e então se pode abrir as chaves entrada rede CA, saída, reserva e contator da bateria.

Operação sem Bateria

Se o banco de bateria, interno ou externo ao gabinete da UPS, está fora de serviço ou em manutenção, deve ser desconectado do retificador/carregador de bateria pelo fusível de bateria. A UPS deve continuar operando.

APÊNDICE B: PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

Esse apêndice contém o programa em linguagem de programação C utilizado na simulação em tempo discreto compilado dentro do bloco DLL do PSIM, capítulo 4, visando à implementação no DSP.

Esse programa é utilizado na simulação do inversor com a estratégia de controle escolhida, que consta no Capítulo 4 item 4.7, onde a malha de tensão controla a tensão de saída no secundário do transformador conforme descrito no respectivo cabeçalho, mas com algumas modificações, também pode ser utilizado quando o controle da tensão de saída é a do capacitor de filtro.

```
// Malha antisat4.c: Controle da tensão no secundário do trafo, vo. (Programa completo com as
// malhas anti saturação, tensão e corrente).
// Saídas: imag passada por PI, imag (corrente de magnetização) passando por filtro passa
// baixas de 2ª ordem, ilref, pia e vref (saída para o PWM) para implementação do controle
// do inversor (fsw=20kHz e fo=60Hz) com circuito anti-saturação do trafo alimentando lâmpada
// de descarga de alta pressão, por exemplo HPS (sódio).

// Rev.B:20-10-2010. Alterações em relação ao programa Malha antisat2.c e Malha antisat3.c:
// 1º) Tensão realimentada na malha de corrente (controle feedforward): da tensão de vopu (sec.
// do trafo) para vcpu (primário do trafo);
// 2º) Alterados os três Lem de corrente: são iguais, proporção 1pu=3,5Arms;
// Os Lem de tensão do primário e secundário do trafo permanecem inalterados, mas a proporção
// é 1pu=26Vrms e 1pu=100Vrms;
// 3º) Alterados os valores: kpil de 1.8 para 2.1; kisecl de 0.244 para 1.0 e kiprl de 0.982
// para 1.0;
```

```
#include <math.h>
#include <float.h>
```

```
__declspec(dllexport) void simuser (t, delt, in, out)
```

```
long double t, delt;
long double *in, *out;
```

```
{
    static long double imag, imag1, imag2;
    static long double imagFPB, imagFPB1, imagFPB2;
    static long double vaux1, vaux2, vaux3, vaux4, vaux5;
    static long double vaux10, vaux11;
    static long double ippu, ispu, kisecl=1.0;
    static long double imagmed, imagP, imagI, imagPI;

    static long double vorefpu, vorefDC, vopu;
    static long double ilref, ilpu, ilerro, pia;
    static long double verro, resso;
    static double kpv=2, krvc=12.5, kpil=2.1, kiprl=1.0, vcpu;
```

```

static long double vaux21, vaux22;
static long double resso1, resso2, verro1, verro2;
static long double vref;

static long double    Tsh, kiii, limite;
static double         kii=1, kpi=0.1;
static double         lim=1.0;

// kiii, kii, kpi e limite - referente ao PI da malha anti-saturação.
// kpv - ganho proporcional da malha de tensão CA.
// krv - ganho ressonante da malha de tensão CA.
// kpil- ganho proporcional máximo calculado da malha de corrente do indutor do filtro LC.
// kiscecl - Fator de correção da corrente secundária do trafo, em pu, para a base da corrente no
indutor.
// kiprl - Fator de correção da corrente primária do trafo, em pu, para a base da corrente do indutor.

Tsh =0.00005;    // 20kHz - 333.33 amostras por ciclo de 60Hz

vorefpu= in[0];    // tensão de referência, em pu. Externamente corresponde a voref.
vopu= in[1];    // tensão na carga (secundário do trafo), em pu.
ippu= in[2];    // corrente primária do trafo, em pu.
ispu= in[3];    // corrente secundária do trafo, em pu.
ilpu= in[4];    // corrente medida no indutor, em pu.
vcpu= in[5];    // tensão na saída do inversor (sobre o capacitor de filtro), em pu.

// Cálculo da corrente de magnetização, em pu,(imag): imag=ippu*Kiprl - (1/a)*ispu*kiscecl.
// 1/a=ns/np=4.1

vaux10=ispu*kiscecl; // Corrente secundária do trafo, em pu, corrigida para a base da
corrente do indutor.
vaux11=4.1*vaux10; // 4.1=1/a (4.1*vaux10: idem a corrente anterior refletida ao primário).
imag=ippu*kiprl;
imag=imag-vaux11; // imag em pu.

// Cálculo da corrente de magnetização ao passar por um filtro passa baixa (imagFPB),
// cuja frequencia de corte é 45 Hz e coeficiente de amortecimento igual a 0.7:

// imagFPB=1.0e-4*[0.4852*imag(n)+0.9704*imag(n-1)+0.4852*imag(n-
2)]+1.9804*imagFPB(n-1)-0.9806*imagFPB(n-2).

vaux1=0.4852*imag;
vaux2=0.9704*imag1;
vaux3=0.4852*imag2;
imagFPB=vaux1;
imagFPB=imagFPB+vaux2;
imagFPB=imagFPB+vaux3;
imagFPB=imagFPB*1.0e-4;
vaux4=1.9804*imagFPB1;
vaux5=-0.9806*imagFPB2;
imagFPB=imagFPB+vaux4;
imagFPB=imagFPB+vaux5;

```

```

imagFPB2=imagFPB1;
imagFPB1=imagFPB;
imag2=imag1;
imag1=imag;

```

```

// Limitação de imagFPB:

```

```

//     if(imagFPB<(-lim))
//     {imagFPB=(-lim);}
// else
//     {
//     if(imagFPB>lim)
//     {imagFPB=lim;}
//     }

```

```

// Verificação numérica da rotina que determina imagFPB:

```

```

//imag=1 ...

```

```

//.....FIM do Controle imagFPB.....

```

```

// Cálculo da corrente de magnetização ao passar por um controlador PI, imagPI
// (Controlador PI com controle anti wind up do Integrador):

```

```

imagmed=-imagFPB;
kiii=kii*Tsh;
imagP=kpi*imagmed;
imagl=imagl+kiii*imagmed;

```

```

    limite = 1-imagmed*kpi; // Definindo o valor limite para o integrador da corrente de
magnetização.

```

```

    if (imagmed<0)
        limite=1+imagmed*kpi; // Definindo o limite para erroa menor que zero
    if (limite<0)
        limite=0;
    if(imagl<(-limite))
        {imagl=(-limite);}
    else
    {
        if(imagl>limite)
        {imagl=limite;}
    }

```

```

imagPI=imagP+imagl;

```

```

// Limitação de imagPI:

```

```

//     if(imagPI<(-lim))
//     {imagPI=(-lim);}
// else
//     {
//     if(imagPI>lim)
//     {imagPI=lim;}

```

```

//      }

//.....FIM do Controle imagPI.....

//.....Cálculo da tensão de erro, verro, na malha de tensão:

    vorefDC= vorefpu + imagPI;
    verro = vorefDC - vopu;

//      if(verro<(-lim))
//          {verro=(-lim);}
//      else
//          {
//              if(verro>1)
//                  {verro=lim;}
//          }

//.....Controle P + Ressonante da malha externa de tensão da saída do inversor:

//      resso=0.01*[verro(n)-verro(n-2)]+1.9986*resso(n-1)-0.9990*resso(n-2)

resso=verro-verro2; // verroa=verroa(n), verroa1=verroa(n-1), verroa2=verroa(n-2)
resso=resso*0.01;
vaux21=1.9986*resso1; // ressoa1=ressoa(n-1), ressoa2=ressoa(n-2)
vaux22=-0.999*resso2;
resso=resso+vaux21; // vaux21 e vaux22 são variáveis auxiliares
resso=resso+vaux22;
resso2=resso1; // atualização das variáveis
resso1=resso;
verro2=verro1;
verro1=verro;

    ilref = kpV*verro + krV*resso; // resulta na referência de corrente para o indutor.

    if(ilref<(-1.5)) // Limitação da referência de corrente para o indutor, ilref.
        {ilref=(-1.5);}
    else
        {
            if(ilref>1.5)
                {ilref=1.5;}
        }

// Verificação numérica da rotina que determina ilref:
//verro=1 ...

```

```

//.....Controle da corrente do indutor do filtro LC .....

    ilerro = ilref - ilpu;      // erro na corrente do indutor do filtro LC.

//    if(ilerro<(-lim))
//        {ilerro=(-lim);}
//    else
//        {
//            if(ilerro>lim)
//                {ilerro=lim;}
//        }

//.....saida do controlador de corrente do indutor:

    pia=ilerro*kpil;

//.....limitador

//    if(pia<=-lim)
//        {pia=-lim;}
//    else
//        {
//            if(pia>=lim)
//                {pia=lim;}
//        }

//.....FIM do Controle de Corrente .....

//.....Saída, vref, do controle para o PWM (com compensação feedforward):

    vref=pia+vcpu;

//.....limitador de vref:

    if(vref<=-1.0)
        {vref=-1.0;}
    else
        {
            if(vref>=1.0)
                {vref=1.0;}
        }

// Saídas do bloco DLL:

out[0] = imag; // imag em pu.
out[1] = ilref;
out[2] = pia;
out[3] = vref;
out[4] = imagPI;

```

```
out[5] = imagFPB; // externamente corresponde a imagFPB.  
out[6] = kpv*verro;  
out[7] = krv*resso;  
out[8] = imagFPB;  
out[9] = imagFPB1;  
out[10]= imagFPB2;  
out[11]= verro;
```

```
}
```

```
// FIM DA ROTINA
```