



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Faculdade de Engenharia Campus de Bauru



MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Hildo Guillard Junior

Estudo de controladores aplicados a inversores para UPS com operação ilhada

Bauru-SP
2013



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Faculdade de Engenharia Campus de Bauru



MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Hildo Guillard Junior

Estudo de controladores aplicados a inversores para UPS com operação ilhada

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru – UNESP para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni

Bauru-SP
2013

Guillardí Júnior, Hildo.

Estudo de controladores aplicados a inversores para UPS com operação ilhada / Hildo Guillardí Júnior, 2013
151 f.: il.

Orientador: Paulo José Amaral Serni

Dissertação (Mestrado)-Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2013.

1. Eletrônica de potência. 2. Sistemas ininterruptos de energia. 3. Controle discreto. I. Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia. II. Título.

**ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE HILDO GUILLARDI JUNIOR,
DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DO(A)
FACULDADE DE ENGENHARIA DE BAURU.**

Aos 18 dias do mês de dezembro do ano de 2013, às 09:00 horas, no(a) Campus de Sorocaba, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI do(a) Coordenadoria de Curso / Unidade de Sorocaba, Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES do(a) Coordenadoria de Curso / Unidade de Sorocaba, Prof. Dr. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Estadual de Campinas, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE MESTRADO de HILDO GUILLARDI JUNIOR, intitulado "ESTUDO DE CONTROLADORES APLICADOS A UMA UPS PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGAS LINEARES E NÃO LINEARES COM OPERAÇÕES ILHADA". Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que, após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.


Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI


Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES


Prof. Dr. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO

PROPOSTA DE ALTERAÇÃO DO TÍTULO

A BANCA EXAMINADORA PROPÕE A ALTERAÇÃO DO TÍTULO DO TRABALHO DO ALUNO: HILDO GUILLARDI JUNIOR

DE: "ESTUDO DE CONTROLADORES APLICADOS A UMA UPS PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGAS LINEARES E NÃO LINEARES COM OPERAÇÕES ILHADA"

PARA:

ESTUDO DE CONTROLADORES APLICADOS
A INVERSORES PARA UPS COM
OPERAÇÃO ILHADA.

Bauru, 18 de dezembro de 2013.



Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni
Orientador

AGRADECIMENTOS

Primeiramente à minha família pelo apoio às decisões tomadas ao longo de minha vida.

Aos meus amigos do Laboratório de Aquisição de Dados e Processamento de Sinais (LADAPS) da UNESP Bauru-SP, Marcelo, Maurício e Cesar (Cesinha) pelas horas gastas em trabalho, piadas e brincadeiras.

Aos meus amigos e colegas de laboratório do Grupo de Automação e Sistemas Integráveis (GASI), Eduardo (Geninho), Danilo, Wesley Angelino, Rafael da Paz, Alessandro Bogila, e outros tantos, os quais, apesar de não estarem presentes diretamente, contribuíram com informações ou coleguismo para elaboração desse trabalho.

À Maria Luisa pelas horas de aula e risadas com os demais companheiros de estudo.

À agência fomentadora CAPES pela bolsa fornecida através do programa, sem a qual seria impossível dedicar-se a essa atividade.

Aos bibliotecários da UNESP Bauru e Sorocaba pela disposição em sanar minhas dúvidas.

Aos demais servidores técnico-administrativo da UNESP campus de Sorocaba-SP e os envolvidos no programa de pós-graduação.

Ao professor Dr. Paulo Roberto de Aguiar por acreditar e me incentivar na área acadêmica da iniciação científica até a pós-graduação.

Aos professores Dr. Lourenço Matakas Jr. e Dr. Wilson Komatsu da Escola Politécnica da USP e alunos envolvidos no desenvolvimento inicial do painel utilizado para construção desse protótipo, e pelos componentes fornecidos para sua manutenção.

Ao professor Dr. Flávio A. S. Gonçalves pelas conversas e orientações na atividade de docência e, por compor minhas bancas de qualificação e defesa.

Ao professor Dr. Átila Madureira Bueno por compor minha banca de qualificação e pelos momentos de descontração e conversa.

Ao professor Dr. José Antenor Pomilio pela enorme contribuição no texto final do trabalho.

Ao professor Dr. Fernando Pinhabel Marafão e sua esposa pela confiança depositada.

E por último, e não menos importante, ao meu orientador, professor Dr. Paulo José Amaral Serni, pelas sábias palavras técnicas e transmissão de conhecimento de vida.

RESUMO

Esta dissertação apresenta o projeto, simulação e ensaio dos protótipos da etapa de saída de uma Fonte de Alimentação Ininterrupta (UPS – *Uninterruptible Power Supply*) monofásica de tensão igual a 127V e trifásica com tensões 220/127V a 4 fios, ambas de frequência 60Hz e potência nominal igual a 1kVA para uso em operação ilhada. A validação da metodologia de projeto foi realizada primeiramente em simulação, e depois, experimentalmente utilizando-se diferentes tipos de cargas tipicamente encontradas em instalações elétricas e diferentes tipos de controladores clássicos: PI (Controlador Proporcional Integral), Ressonante e composição dos dois. Os ensaios experimentais consistiram em duas etapas, regime e transitório, na primeira sendo avaliado o comportamento estático do conversor com parâmetros como valor eficaz (RMS – *Root Mean Square*) e a Distorção Harmônica Total (THD – *Total Harmonic Distortion*) da tensão de saída e, na segunda, o comportamento frente à entrada e saída de cargas, evidenciando a estabilidade do controle. Nas duas etapas foram aplicados procedimentos normatizados de ensaios e os resultados foram comparados com os requisitos das normas aplicáveis a esse tipo de conversor. Como dispositivo de controle utilizou-se um Processador Digital de Sinais (DSP – *Digital Signal Processing*) de ponto fixo, responsável pelo cálculo do algoritmo de controle e leitura dos sinais de tensões e correntes do inversor; sendo avaliada sua capacidade de processamento frente à manutenção da qualidade e da frequência do sinal de saída. O projeto aponta a necessidade do controle multimalhas, ou seja, o controle da tensão mais corrente, devido à instabilidade criada em sua função de transferência ao alimentar as cargas não resistivas. Também é mostrada, em simulação, a possibilidade de trabalho da interface de potência do protótipo em outros propósitos: Retificador com Alto Fator de Potência (para recarga da bateria), Fonte de Corrente (para interconexão com a rede elétrica) e, utilizando a Teoria da Potência Conservativa (CPT – *Conservative Power Theory*), operação como Filtro Ativo Paralelo (compensador de distúrbios relacionados à corrente elétrica).

Palavras-chave: Eletrônica de Potência, Sistemas Ininterruptos de Energia, Controle Discreto.

ABSTRACT

This dissertation presents the design, simulation and testing of the prototype of the stage of output of a UPS (Uninterruptible Power Supply) single-phase with voltage equal to 127V and three-phase with voltage equal to 220/127V four-wired, both with 60Hz and nominal power of 1kVA to use in islanded mode. The validation of the methodology of the project was realized first in simulation, and subsequently, experimentally using different kinds of loads typically found in electrical installations and, different kinds of classical controllers: PI (Proportional Integrative Controller), Resonant and composition of both. The testing has consisted of 2 stages: steady state and transitory state, in the first stage, it has been measured the RMS (Root Mean Square) value and THD (Total Harmonic Distortion) of the voltage of the output and, in the second stage, the behavior in relation to the loads step in and step out, highlighting the stability of the control. The standardized procedures of the test have been applied in the two stages and the results were compared to the requirements of the applicable standards to this kind of power converter. It has been used a fixed point DSP (Digital Signal Processing) as a device of control, which was responsible for the calculation of the control algorithm and for the signal sampling of voltages and currents of the inverter; being measured its processing capacity in relation to the conservation of power quality and the signal frequency of output. The project has indicated the necessity of the multi-loop control, *i.e.*, voltage plus current controller, due to the instability generated in its transfer function when supplying non-resistive loads. It has been also demonstrated in simulation, the possibility of the power interface works in others functionalities: Rectifier with Power Factor Correction (to battery recharge), Current Source Inverter (to grid connection) and, using de Conservative Power Theory (CPT), to works as an Active Power Filter.

Keywords: Power Electronic, Uninterruptible Power Supply, Discrete Control.

LISTA DE ABREVIações

A/D	Analógico-Digital
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i> (Transistor Bipolar de Junção)
CA	Corrente Alternada
CBEMA	<i>Computer and Business Equipment Manufacturers Association</i>
CI	Circuito Integrado
CC	Corrente Contínua
CPT	<i>Conservative Power Theory</i> (Teoria da Potência Conservativa)
CSI	<i>Current Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Corrente)
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
DLL	<i>Dynamic-Link Library</i> (Biblioteca de Vínculos Dinâmicos), arquivo base de bibliotecas do sistema operacional Windows®
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> (Processador Digital de Sinais)
FET	<i>Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo)
FILO	<i>First In, Last Out</i> (Primeiro a Entrar, Último a Sair)
FP	Fator de Potência ¹
GASI	Grupo de Automação e Sistemas Integráveis da UNESP Campus Experimental de Sorocaba-SP
I/O	<i>Input and Output</i> (Entrada e Saída)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insuled-Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
ITIC	<i>Information Technology Industry Council</i>
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
LADAPS	Laboratório de Aquisição de Dados e Processamento de Sinais da UNESP Campus de Bauru-SP
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Algoritmo de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Ponto de Neutro Fixo)

¹ Por esse trabalho tratar de circuitos com distorção harmônica e uma nova teoria de cálculo de parcelas de potência, o termo Fator de Potência é sempre utilizado no sentido de representar o quociente da potência ativa pela potência aparente.

PAC	Ponto de Acoplamento Comum (de uma rede elétrica)
PI	Controlador Proporcional Integral
PI _I	Controle com PI de corrente
PI _V	Controle com PI de tensão
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Malha Fechada para Sincronismo de Fase)
PRep	Controlador Proporcional Repetitivo
PRes	Controlador Proporcional Ressonante
PRes1-9 _V	Controle com PRes de tensão nas harmônicas 1, 3, 5, 7, e 9
PRes _V	Controle com PRes de tensão em sua harmônica fundamental
PRes _V +PI _I	Controle multimalhas, sendo externa PRes _V e interna PI _I
PRes1-9 _V +PI _I	Controle multimalha, sendo externa PRes1-9 _V e interna PI _I
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação em Largura de Pulso)
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
RC	Circuito composto por um resistor e um capacitor
Rep	Controlador Repetitivo
Res	Controlador Ressonante
RL	Circuito composto por um resistor e um indutor
RLE	Circuito composto por resistência, indutância e fonte de tensão em série
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz Quadrada da Média dos Quadrados, valor eficaz)
SI	Sistema Internacional de Unidades
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulação Senoidal por Largura de Pulso)
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> (Modulação Vetorial Espacial)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total ou Índice de Distorção Harmônica Total)
UNESP	Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho
UPS	<i>Uninterruptible Power System</i> (Fonte de Alimentação Ininterrupta)
USP	Universidade de São Paulo
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Tensão)

LISTA DE SÍMBOLOS

Aqui é apresentada a simbologia utilizada no desenvolvimento desse projeto. Para todas as unidades, quando não especificadas, é utilizada o Sistema Internacional de Unidades (SI).

Desenvolvimento do projeto

ΔI_{Filtro}	Variação da tensão no indutor do filtro de saída durante regime [A]
$\Delta V_{Barramento}$	Variação da tensão do barramento durante regime [V]
$C_{Barramento}$	Capacitância do capacitor do barramento de tensão contínua que alimentará o inversor [F]
C_{Filtro}	Capacitância do capacitor do filtro de saída do inversor [F]
$f_{Chaveamento}$	Frequência de chaveamento do inversor [Hz]
$f_{Fundamental}$	Frequência fundamental da forma de onda da tensão de saída [Hz]
$f_{RessonânciaFiltro}$	Frequência de oscilação natural do filtro de saída do inversor [Hz]
f_{Ripple}	Frequência da ondulação de tensão no barramento de tensão contínua [Hz]
i_a	Corrente instantânea da fase a [A]
I_a	Valor eficaz da corrente da fase a [A]
L_{Filtro}	Indutância do indutor do filtro de saída do inversor [H]
$R_{L-Filtro}$	Resistência do filtro do indutor de saída do inversor [Ω]
V_{Fase}	Tensão eficaz de fase [V]
V_{Linha}	Tensão eficaz de linha [V]
$V_{Barramento}$	Tensão do barramento de tensão contínua que alimenta o inversor [V]
$S_{Inversor}$	Potência aparente de projeto do inversor [VA]

Teoria da Potência Conservativa (CPT)

$\langle x, y \rangle$	Produto interno de duas funções no tempo
$\ x\ $	Norma de um sinal no tempo, corresponde a seu valor eficaz ou a notação X
φ	Defasagem entre os sinais de tensão e corrente para o caso de carga linear [$^\circ$]
ω	Frequência angular do sistema elétrico [rad/s]
i_n	Sinal de corrente da fase n [A]

i_{an}^b	Corrente ativa balanceada da fase n do sistema, decomposta pela CPT [A]
i_{rn}^b	Corrente reativa balanceada da fase n do sistema, decomposta pela CPT [A]
i_{an}^u	Corrente ativa desbalanceada da fase n do sistema, decomposta pela CPT [A]
i_{rn}^u	Corrente reativa desbalanceada da fase n do sistema, decomposta pela CPT [A]
i_{vn}	Corrente residual (<i>void</i>) da fase n do sistema, decomposta pela CPT [A]
n	Índice para se remeter a uma fase do sistema (variáveis sem esse índice são tidas como globais)
u_n	Sinal de tensão da fase n [V]
p_n	Sinal de potência instantânea da fase n [W]
t	Variável de tempo [s]
$\bar{x}$	Valor médio de um sinal temporal
$\tilde{x}$	Derivada de uma função no tempo
x_f	Integral de uma função no tempo
$\hat{x}$	Integral sem nível médio de um função no tempo
w_n	Energia reativa instantânea da fase n [J]
A	Potência aparente do sistema elétrico [VA]
B	Susceptância equivalente do sistema [S]
D	Potência residual (causada pela não linearidade da carga) [VA]
E	Potência balanceada (no caso polifásico) [VA]
E_a	Potência ativa balanceada (no caso polifásico) [W]
E_r	Potência reativa balanceada (no caso polifásico) [VAr]
G	Condutância equivalente do sistema [S]
$\mathbf{I}_*$	Corrente eficaz coletiva calcula a partir de cada componente de corrente do sistema polifásico [A]
N	Potência de desbalanço (apenas presente no caso polifásico) [VA]
N_a	Potência ativa desbalanceada (apenas presente no caso polifásico) [W]
N_r	Potência reativa desbalanceada (apenas presente no caso polifásico) [VAr]
P	Potência ativa [W]
Q	Potência reativa [VAr]
$\mathbf{U}$	(letra maiúscula em negrito) Tensão eficaz coletiva do sistema polifásico [V]

X	(letra maiúscula) Norma do sinal no tempo $x(t)$, corresponde a seu valor eficaz ou a notação $\ x(t)\ $
W	Energia reativa média [J]

Teoria dos controladores

$\angle$	Ângulo de um número complexo [°]
ω_0	Frequência fundamental do sistema [rad/s]
ω_{CL}	Frequência de corte de malha fechada [rad/s]
ω_{Res}	Frequência de ressonância do controlador ressonante [rad/s]
a_{Res}	Coefficiente do numerador para implementação do controlador ressonante discreto
b_{Res}	Coefficiente do denominador para implementação do controlador ressonante discreto
f_{CL}	Frequência de corte de malha fechada [Hz]
f_s	Frequência de chaveamento do inversor [Hz]
T_s	Período de aquisição de sinais do sistema [s]
MF	Margem de fase requerida para o sistema [°]
K_D	Ganho derivativo do controlador PID no tempo contínuo
K_I	Ganho integrativo do controlador PID no tempo contínuo
K_P	Ganho proporcional do controlador PID no tempo contínuo
K_{Rep}	Ganho do controlador repetitivo no tempo contínuo
K_{Res}	Ganho do controlador ressonante no tempo contínuo
Kz_D	Ganho derivativo do controlador PID discreto
Kz_I	Ganho integrativo do controlador PID discreto
Kz_P	Ganho proporcional do controlador PID discreto
Kz_{Res}	Ganho do controlador ressonante discreto
K_{PWM}	Ganho do inversor ponte H
T_D	Tempo derivativo do controlador PID
T_I	Tempo de integração do controlador PID

SUMÁRIO

1	OBJETIVO E MOTIVAÇÃO	21
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E CONCEITUAL.....	23
2.1	Fontes de Alimentação Ininterruptas (UPS).....	23
2.1.1	Topologias e classificações das UPSs.....	23
2.2	Topologia de conversores CC-CC.....	26
2.2.1	Conversores unidirecionais	27
2.2.2	Conversores bidirecionais	28
2.3	Topologia de inversores (conversores CC-CA)	29
2.4	Modulação PWM	32
2.5	Técnicas de controle.....	35
2.5.1	Estratégias de controle	35
2.5.2	Controladores	36
2.5.2.1	Cálculo dos parâmetros dos controladores.....	40
2.5.2.2	Processador Digital de Sinais (DSP).....	44
2.5.3	Implementação em <i>software</i>	47
3	DESENVOLVIMENTO	53
4	PROJETO DA UPS.....	55
4.1	Projeto dos componentes.....	55
4.2	Modelagem do conversor CC-CA.....	60
4.3	Projeto dos controladores	63
5	SIMULAÇÃO DOS INVERSORES	73
5.1	Inversor monofásico	73
5.2	Inversor trifásico.....	81
5.3	Síntese dos resultados das simulações.....	89
6	ENSAIOS EXPERIMENTAIS DOS INVERSORES.....	91
6.1	Comportamento em regime	91
6.1.1	Inversor monofásico	92
6.1.2	Inversor trifásico	101
6.2	Comportamento dinâmico	113
6.2.1	Inversor monofásico	113
6.2.2	Inversor trifásico	117
6.3	Síntese dos resultados experimentais	121
7	SIMULAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	123
7.1	Retificador de alto fator de potência	123
7.2	Inversor fonte de corrente com conexão à rede elétrica	126
7.3	Filtro ativo paralelo	128
7.4	Síntese dos resultados.....	131
8	RESULTADOS OBTIDOS.....	133
9	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	137
	REFERÊNCIAS	139

TRABALHOS PUBLICADOS.....	143
APÊNDICE A – CPT: TEORIA DA POTÊNCIA CONSERVATIVA	145

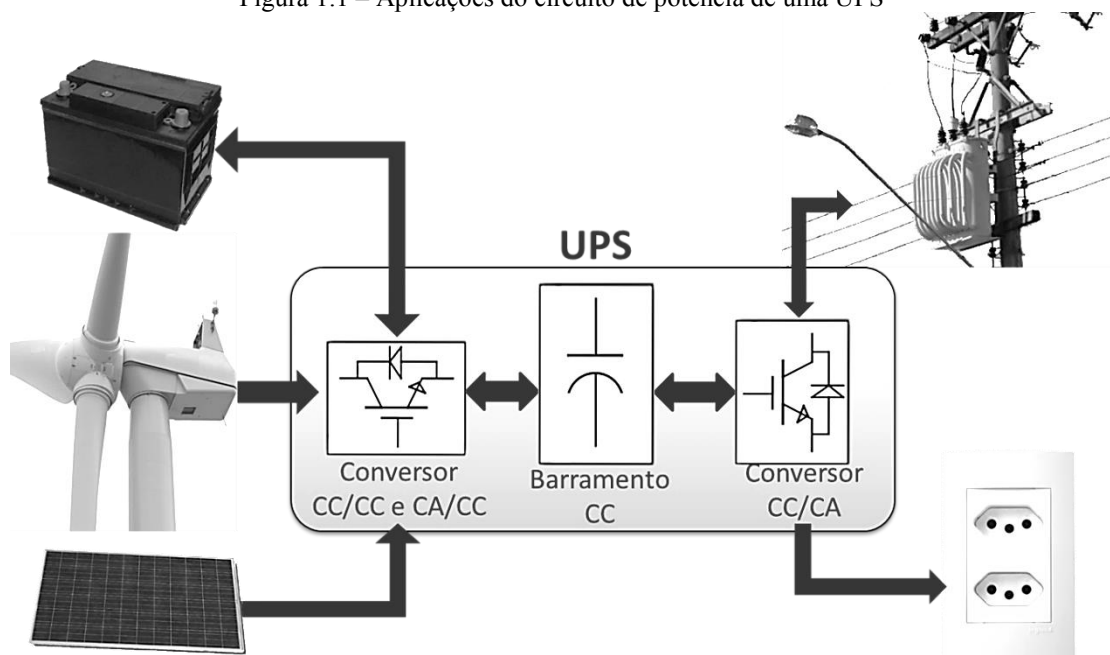
1 OBJETIVO E MOTIVAÇÃO

Com o advento das redes inteligentes de energia elétrica (*smart grids*), da cogeração de energia, da diversificação da matriz energética e também em função do crescente surgimento das fontes de energia renováveis, torna-se importante o aprimoramento da metodologia de projeto do conversor eletrônico que permite interligar essas novas fontes com o sistema elétrico. Este aprimoramento, tem como objetivo, a manutenção da qualidade da energia elétrica no Ponto de Acoplamento Comum – PAC e o respeito aos limites das normas e características de funcionamento da rede.

Outra motivação deste trabalho é o fato de que a diversificação de fontes geradoras, torna a matriz energética menos suscetível a condições climáticas e adversas e, sua distribuição no sistema elétrico, pode reduzir as perdas no transporte da energia, ao reduzir as correntes nos condutores que interligam o sistema de distribuição à geração (IEEE STD. 1547.2, 2009).

Neste cenário, o conversor eletrônico da Fonte de Alimentação Ininterrupta (UPS – *Uninterruptible Power Supply*) é a base das topologias de conversão aplicadas a essas novas fontes, permitindo o fornecimento de uma tensão senoidal estável aos equipamentos (operação ilhada) ou a conexão de qualquer gerador não síncrono à rede elétrica de distribuição (figura 1.1), podendo também, ser utilizado como fonte de alimentação em condições de falta de energia da rede principal, ou como dispositivo para mitigação de distúrbios elétricos.

Figura 1.1 – Aplicações do circuito de potência de uma UPS



Fonte: autoria própria

Além disso, o estudo da operação da UPS em um ambiente com cargas de diferentes naturezas pode contribuir no desenvolvimento e entendimento do controle da UPS em um sistema interligado com a rede de distribuição.

Portanto, este trabalho trata do projeto, construção e análise do desempenho da etapa de saída de uma UPS de potência igual a 1,0kVA em 60Hz, nas topologias: monofásica com saída em 127V eficazes e trifásica a 4 fios com saída em 220/127V eficazes; ambas com operação ilhada, ou seja, ainda sem conexão com a rede de distribuição.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E CONCEITUAL

2.1 Fontes de Alimentação Ininterruptas (UPS)

Uma Fonte de Alimentação Ininterrupta (UPS – *Uninterruptible Power System*) é um sistema responsável por fornecer energia elétrica quando houver a interrupção no suprimento de energia pela fonte principal. Outra funcionalidade para uma UPS é que o seu circuito de potência pode atuar como um compensador de faltas do sistema elétrico (interrupções, quedas, surtos, sobre e subtensões, cintilações, variações de frequência, ruído, e distorções harmônicas).

A capacidade de uma UPS comutar o modo de alimentação da carga, do sistema primário (rede elétrica) para o sistema secundário (baterias), garante várias características inerentes à qualidade da energia elétrica (LEE; KINOSHITA; SANADA, 2012). Em função disto, uma UPS pode ser classificada de acordo com sua topologia de conversão de energia e tempo de comutação (NBR 15014, 2003; IEC 62040-3, 1999).

A bateria, que normalmente é uma das partes integrantes de uma UPS, constitui-se em um sistema crítico para o armazenamento da energia, e deve ser projetada para fornecer a energia necessária para o funcionamento da carga durante o período de falta do sistema primário. Para tanto, quando o sistema primário se faz presente, a carga da bateria deverá ser mantida por um circuito da UPS. Assim, uma UPS também pode permitir futuras integrações com fontes alternativas que possuam uma geração de energia elétrica intermitente, tais como os sistemas de geração eólica e fotovoltaica.

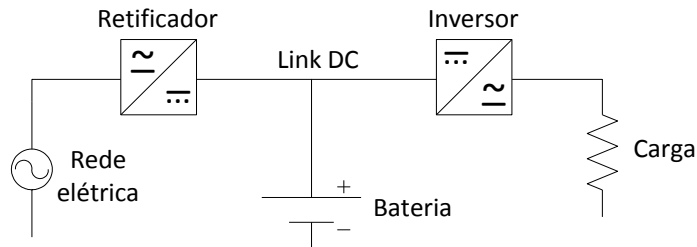
2.1.1 Topologias e classificações das UPSs

Segundo a norma brasileira (NBR 15014, 2003) e internacional (IEC 62040-3, 1999) as UPS possuem 3 topologias clássicas de acordo com sua operação e característica de fornecimento de potência a carga. A primeira delas é denominada *online*. Nesta topologia a amplitude e a frequência da tensão apresentada à carga são independentes da rede principal e o circuito inversor da UPS é responsável pelo fornecimento de energia à carga durante toda sua operação; nesses sistemas é tipicamente empregada a topologia de dupla conversão, apresentada na figura 2.1.

A vantagem da topologia *online* é a não apresentação do tempo de comutação entre as fontes (rede elétrica e bateria), porém, esta topologia possui um menor rendimento devido às constantes perdas de chaveamento nos semicondutores e à dupla conversão quando

alimentando a carga pela rede elétrica. Por causa do desacoplamento das formas de onda das tensões de saída e da rede, não há a necessidade de algoritmos de sincronismo na UPS, conseguindo minimizar, para a carga, a maioria dos distúrbios ocorridos na rede elétrica principal.

Figura 2.1 – UPS de topologia *online* com circuito de dupla conversão

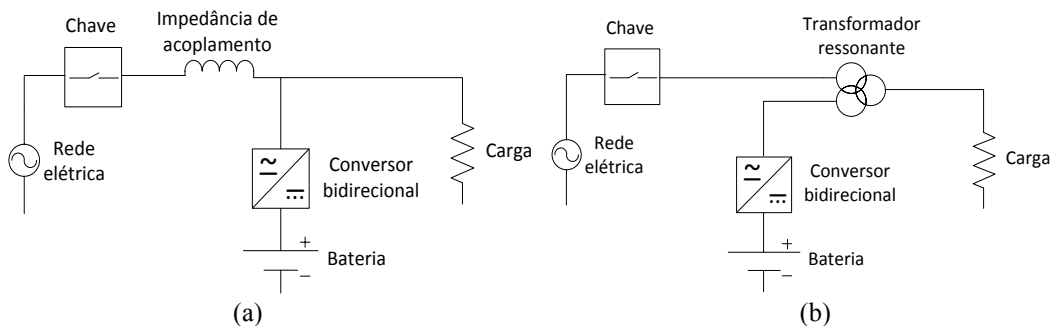


Fonte: NBR 15014 (2003) e IEC 62040-3 (1999)

A segunda topologia utilizada é chamada de interativa com a rede (*line interactive*). Sua principal característica é que a frequência do sinal da tensão apresentada à carga depende da rede (ao contrário da topologia *online*), já necessitando de algoritmos de sincronismo para o circuito do inversor mas, não é completamente dependente do valor de sua amplitude, podendo atuar como compensador para distúrbios relacionados com a amplitude da forma de onda de tensão da rede.

Como ponto negativo, a topologia *line interactive* pode apresentar maior tempo de comutação entre as duas fontes, não conseguindo compensar qualquer tipo de falta do sistema primário. Possui duas formas de construção empregadas, entre elas o acoplamento direto, usando apenas uma impedância, e o acoplamento através de transformadores, ambos mostrados na figura 2.2.

Figura 2.2 – (a) UPS de topologia de interação de linha com impedância de acoplamento, (b) UPS com transformador ressonante

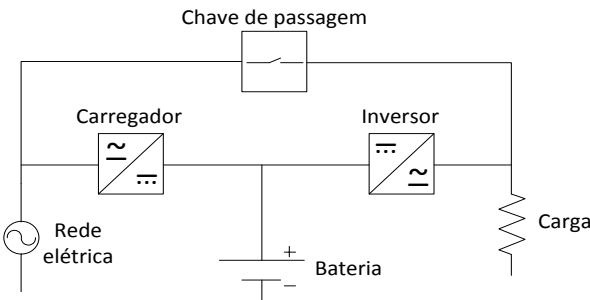


Fonte: NBR 15014 (2003) e IEC 62040-3 (1999)

A última topologia é chamada *stand-by*, também conhecida em algumas literaturas por *off-line* (ZHAO *et al.*, 2012), baseia-se no princípio de deixar o circuito do inversor de tensão inativo, mas pronto para entrar em operação. Quando operando no modo de alimentação da carga pela rede elétrica, tanto a tensão como a frequência dependem da rede, e a UPS pode se

encontrar no modo de recarga da bateria. Quando operando no modo *backup* (alimentação da carga pela bateria), os valores de tensão e frequência apresentados à carga não dependem mais da rede porém, o uso de algoritmos de sincronismo com a rede elétrica possibilita a comutação mais rápida entre as duas fontes. Para construção dessa topologia é tipicamente utilizado o circuito de dupla conversão acrescido de uma chave de passagem, *by-pass*, (figura 2.3) que permite a alimentação da carga sem a operação da UPS.

Figura 2.3 – UPS de topologia *stand-by* com circuito de dupla conversão



Fonte: NBR 15014 (2003) e IEC 62040-3 (1999)

Como comentado anteriormente, uma UPS pode agir como um compensador para faltas no sistema elétrico, no entanto, o distúrbio que esta é capaz de compensar depende não só do algoritmo usado mas também de sua topologia de construção. A tabela 2.1 mostra os tipos de distúrbios de QEE (Qualidade de Energia Elétrica) (PRODIST MÓDULO 8, 2012) tipicamente compensados por cada topologia de UPS (SÖLTER, 2002).

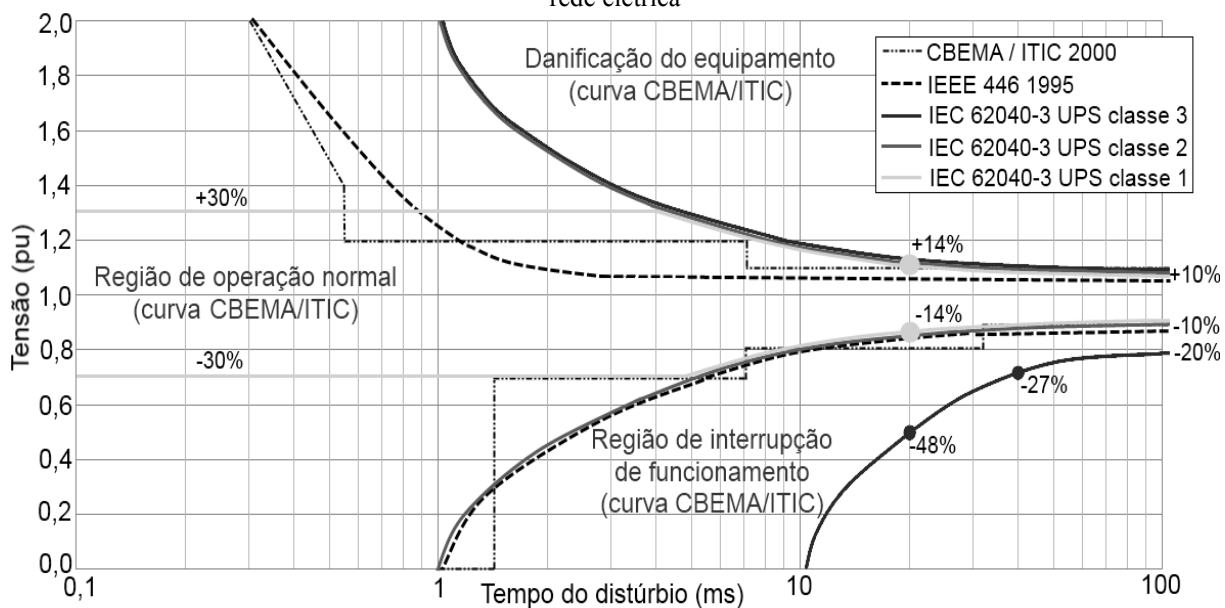
Tabela 2.1 – Distúrbios elétricos típicos eliminados por cada classe de operação de uma UPS

Fenômeno	Tempo	Exemplo	IEC 62040-3 Topologia de UPS
Interrupção (<i>blackout</i>)	> 10ms		Offline
Afundamento de tensão (<i>sag</i>)	< 16ms		
Elevação de tensão (<i>swell</i>)	< 16ms		
Subtensão (<i>undervoltage</i>)	contínuo		Line Interactive
Sobretensão (<i>overvoltage</i>)	contínuo		
Cintilação (<i>flicker</i>)	esporádico		Online
Transitório (<i>surge</i>)	< 4ms		
Variação de frequência	esporádico		
Distorção de alta frequência (<i>burst</i>)	periódico		
Harmônicas	contínuo		

Fonte: Sölter (2002, tradução do autor)

A operação de comutação (entre a fonte principal e a secundária) pela UPS e seu funcionamento perante a inserção e retiradas de cargas devem respeitar as curvas da norma IEC62040-3 (1999), que a classifica de acordo com seu tempo de resposta e manutenção do nível da tensão de saída, para que o sistema a que a UPS fornece energia elétrica não sofra danos. A figura 2.4 apresenta essas curvas em comparação com as curvas CBEMA/ITIC (*Information Technology Industry Council / Computer and Business Equipment Manufacturers Association*) e IEE Std. 446 (1995) que mostram a tolerância de equipamentos eletrônicos a ocorrências de falta da rede.

Figura 2.4 – Compilação entre as principais curvas de tolerância de equipamentos eletrônicos a distúrbios da rede elétrica



Fonte: IEEE Std. 446 (1995) e IEC 62040-3 (1999)

Adicionalmente, nas curvas acima, percebe-se que segundo a norma europeia (IEC 62040-1, 2008; IEC 62040-3, 1999) existem três classificações de UPSs quanto ao comportamento transitório de sua saída, sendo assim, a correta escolha da classe atendida pela UPS é de fundamental importância para a sua aplicação.

2.2 Topologia de conversores CC-CC

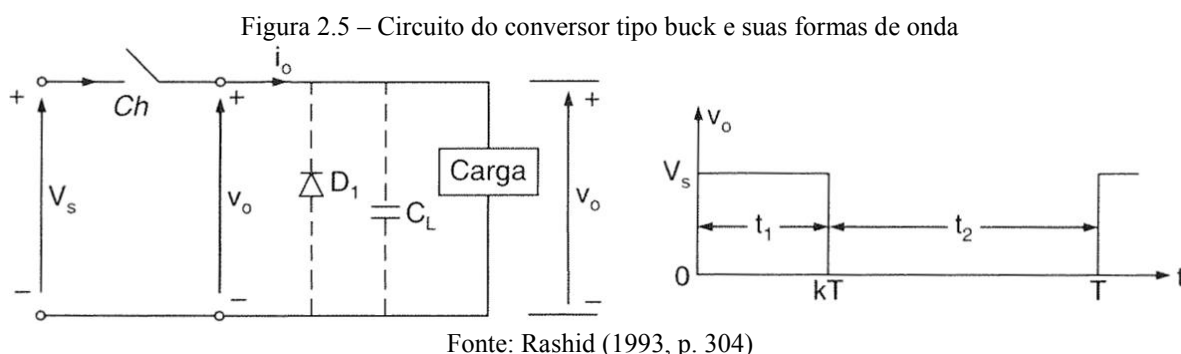
Em várias aplicações, inclusive nas UPSs, se torna necessário o uso de fonte de tensão contínua variável ou mesmo um barramento de tensão de valor constante sendo a alimentação disponível variável. Para solucionar esse tipo de problema são utilizados circuitos conhecidos como conversores CC-CC. Estes são empregados em conversores de potência, tração e carros elétricos, possuem dinâmica de resposta muito rápida, são extremamente eficientes e alguns são capazes de atuar bidirecionalmente (RASHID, 1993, p. 303).

O conversor CC-CC é tido como análogo ao transformador CA e seu princípio de funcionamento é baseado na modulação de sua chave semicondutora. Nos tópicos seguintes são comentadas as principais topologias aplicadas para construção desses circuitos.

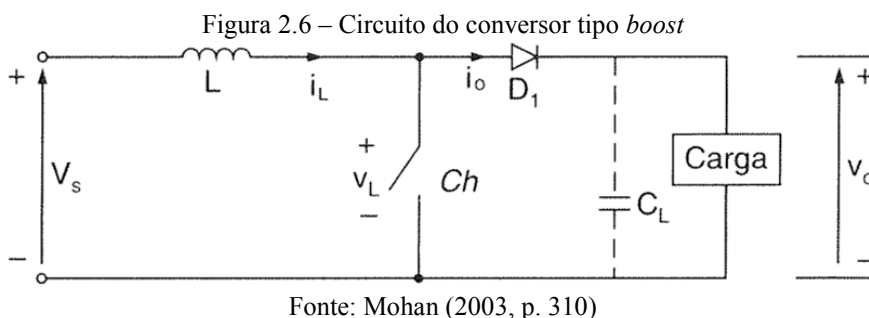
2.2.1 Conversores unidirecionais

Entre os mais tradicionais e simples conversores CC-CC encontram-se os conversores do tipo *buck* (também chamado *step-down* ou abaixador de tensão) e *boost* (*step-up* ou elevador de tensão). Esses se caracterizam por possuir apenas um único sentido de conversão, ou seja, não possuem reversibilidade do fluxo de energia ou capacidade de funcionar como regenerador de energia.

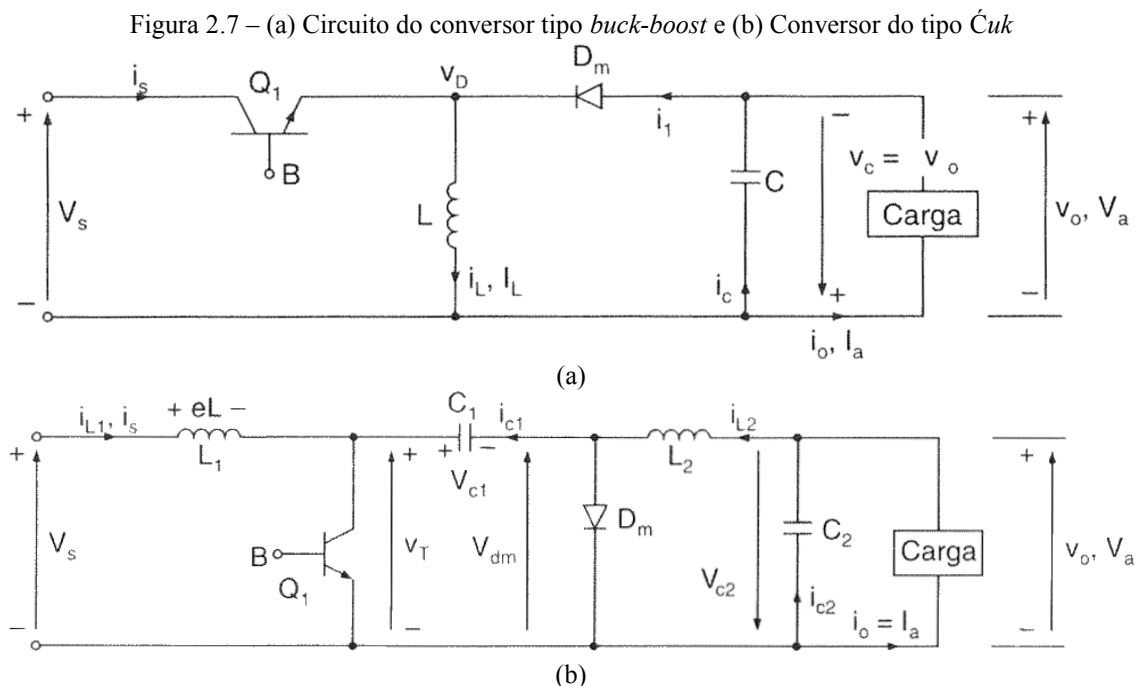
O conversor do tipo *buck* (figura 2.5) converte a tensão de entrada para um valor menor em sua saída atuando nos tempos de condução ($k \cdot T$) ou não de sua chave, modificando assim, o valor médio da tensão de saída calculado no período T de funcionamento.



Já o conversor do tipo *boost* (figura 2.6) consegue elevar a tensão de saída em relação à entrada pela ação de carga de seu indutor. O indutor é carregado quando a chave encontra-se em condução e, ao passar ao corte, como a corrente no circuito tende a diminuir, o sentido da tensão no indutor se inverte, resultando, para a carga, em uma tensão adicional somada ao valor da tensão de alimentação do conversor.



Além disso, existem as uniões das duas topologias, o conversor *buck-boost* e o *Cuk* (figura 2.7), que são capazes tanto de elevar quanto abaixar a tensão fornecida em sua saída comparada com a tensão de entrada. Cada um desses dois possuem características específicas não discutidas aqui.



Fonte: Mohan (2003, p. 324–327)

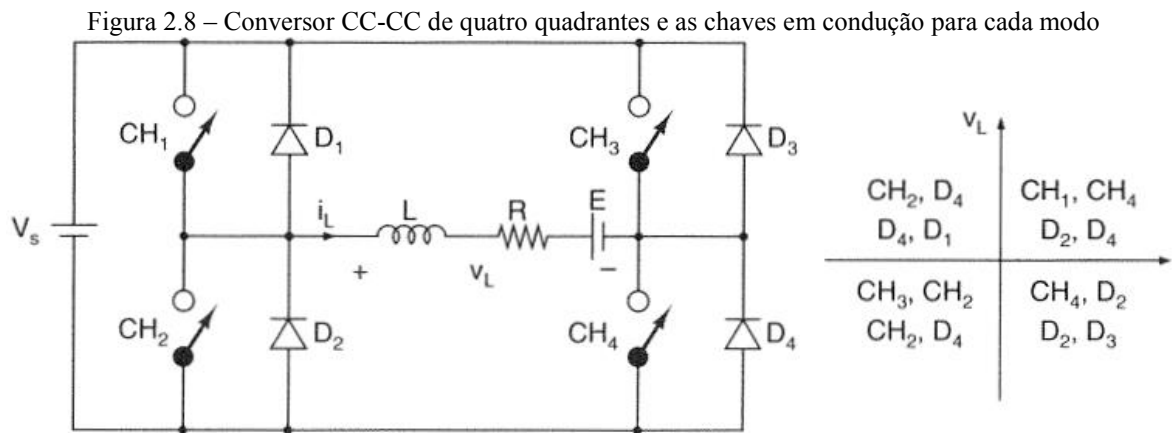
Outras topologias de conversores CC-CC podem ser construídas usando transformadores isoladores de alta frequência no lugar dos indutores e com isso podendo alterar o ganho de conversão, são chamados de conversores do tipo *flyback* e *push-pull*¹. Esses conversores são usados em aplicações em que o conversor sozinho não consegue atingir o ganho de tensão desejado ou que a isolamento entre entrada e saída se faz necessária.

2.2.2 Conversores bidirecionais

Conversores bidirecionais são conversores do tipo CC-CC capazes de atuar tanto na conversão entrada-saída como na função reversa, saída-entrada, e possuem as duas funções, *buck* e *boost*, dependendo do sentido ou até as duas em ambos os sentido. Essa função surgiu da necessidade da regeneração de energia quando aplicada em cargas do tipo RLE (RL série mais fonte de tensão), como por exemplo, na tração elétrica; porém tem sido empregada em novas topologias de conversão envolvendo baterias e energias renováveis.

¹ Conversores do tipo *flyback* e *push-pull* são comumente empregados na construção de fontes de alimentação CC chaveadas pois, aliam a capacidade de isolamento entrada-saída em um núcleo ferromagnético de tamanho reduzido, comparado as fontes CC convencionais, e a capacidade de conversão CC-CC.

A figura 2.8 mostra um conversor CC-CC capaz de trabalhar nos quatro quadrantes, ou seja, dependendo da combinação do chaveamento de suas quatro chaves é possível trabalhar com a função *buck* ou *boost* sendo da entrada para saída ou vice-versa, com esse circuito ainda é possível inverter o sentido da tensão aplicada à carga e da corrente (trabalhando no modo de regeneração de energia).

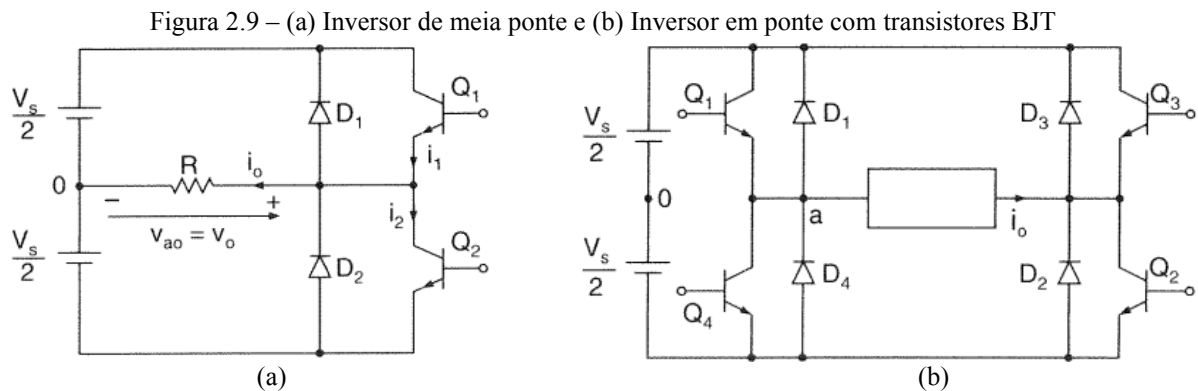


Fonte: Rashid (1993, p. 315)

2.3 Topologia de inversores (conversores CC-CA)

Inversor é um conversor eletrônico capaz de transformar uma forma de onda contínua em alternada, geralmente na forma de onda quadrada ou modulada em PWM (seção 2.4).

Os inversores monofásicos possuem várias topologias de construção, a mais simples utiliza apenas duas chaves e é chamada inversor de meia ponte, uma segunda topologia possui quatro chaves semicondutoras e pela figura formada é chamada de ponte completa ou ponte “H” (figura 2.9). Tipicamente as chaves semicondutoras de um mesmo braço atuam em ciclos complementares de condução.

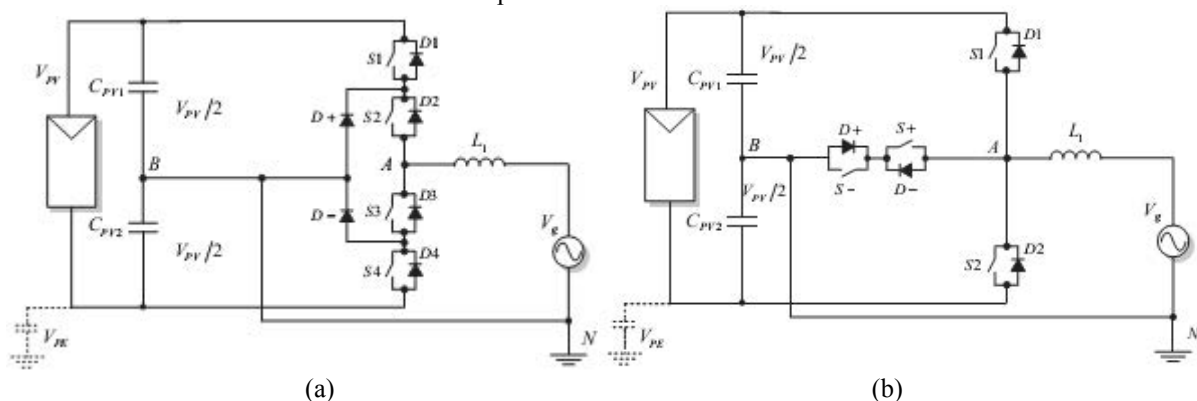


Fonte: Rashid (1999, p. 438–443)

Existem também topologias mais sofisticadas de inversores que são capazes de produzir um tensão com menor nível de distorção na saída ou que necessitam de chaves

semicondutores muito menos robustas (que não precisem suportar níveis e variações de tensão elevadas), destacam-se as Topologias de Ponto de Neutro Fixo (NPC – *Neutral Point Clamped*), apresentadas por Nabae, Takahashi e Akagi (1981), e mostrada na figura 2.10.

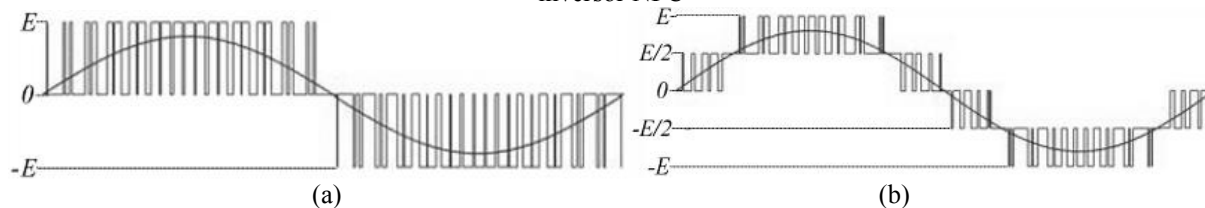
Figura 2.10 – (a) Topologia NPC de meia ponte, (b) Topologia NPC utilizando chaves em antiparalelo a partir do ponto central de tensão



Fonte: Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2010, p. 21–23)

Os conversores NPC são chamados também de inversor de três níveis (KIM *et al.*, 2012; LEE; KINOSHITA; SANADA, 2012) e possuem a característica de diminuir o esforço de comutação das chaves, fazendo com que cada uma delas seja responsável apenas pelo chaveamento de metade da tensão disponível no barramento CC, diminuindo as perdas por comutação e prolongando a sua vida útil. Além disso, produzem uma tensão na saída com conteúdo harmônico menor que do inversor convencional (a dois níveis), se aproximando mais da forma de onda fundamental (figura 2.11). Como desvantagem, aumenta o número de semicondutores utilizados e a complexidade da geração dos sinais de controle.

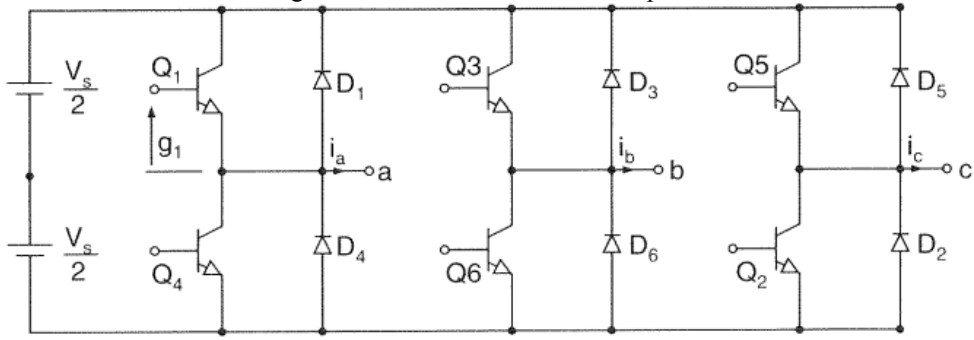
Figura 2.11 – Sinal de tensão de saída e componente fundamental gerada por um (a) inversor a dois níveis (b) inversor NPC



Fonte: Lee, Kinoshita e Sanada (2012)

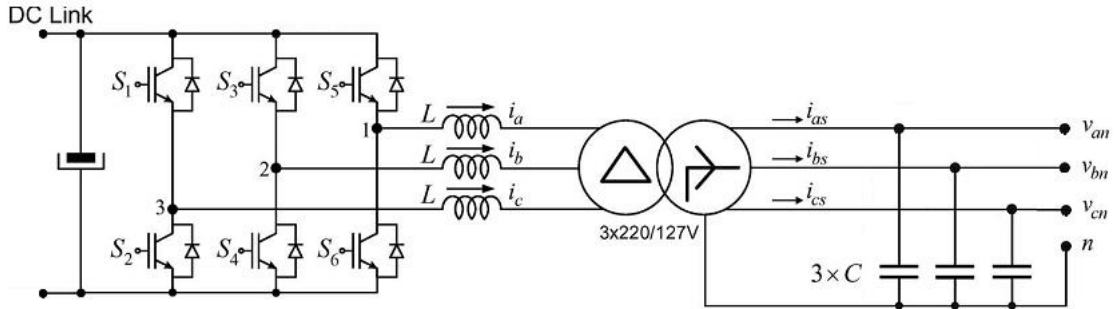
Quanto aos inversores trifásicos, existem várias topologias que podem ser implementadas em uma UPS, desde as mais simples e consolidadas, usadas principalmente em controle de um motor trifásico (figura 2.12), em que através de um conversor de dois níveis com controle PWM apenas são geradas as três fases; passando por modificações que permitem a criação de um ponto de referência (neutro) utilizando um transformador (figura 2.13) ou um braço a mais de chaves semicondutoras e, conversores multiníveis ou de topologia NPC (figura 2.14).

Figura 2.12 – Inversor trifásico em ponte



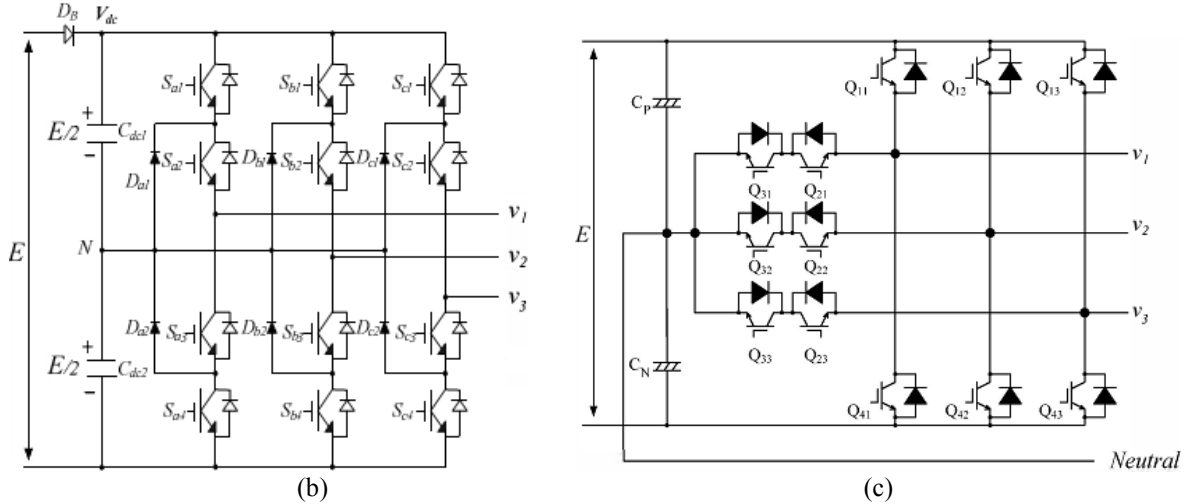
Fonte: Rashid (1999, p. 448)

Figura 2.13 – Inversor com neutro gerado por transformador de acoplamento



Fonte: Botteron e Pinheiro (2007)

Figura 2.14 – Inversor NPC de 3 níveis (a) Com diodo grameador e (b) Sem diodo grameador



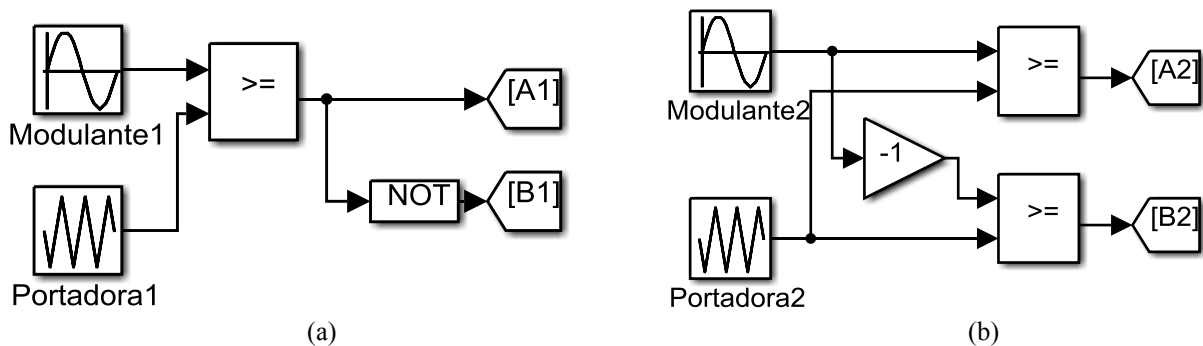
Fonte: (a) Kim *et al.* (2012), (b) Lee, Kinoshita e Sanada (2012)

Adicionalmente, essas topologias podem ser controladas de forma a trabalhar no sentido inverso do fluxo de energia, passando a funcionar como conversores CA-CC (retificadores); com a vantagem de, dentro de seus limites operacionais, conseguir controlar a forma de onda da corrente de entrada.

2.4 Modulação PWM

A Modulação por Largura de Pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) é uma técnica capaz de representar o valor médio de um sinal analógico, durante o período da forma de onda portadora, por meio de apenas dois estados. Esse processo de modulação pode ser realizado através da simples comparação do sinal que se deseja modular com uma portadora (figura 2.15), geralmente no formato triangular ou dente de serra, criando os dois níveis de tensão. A forma de onda resultante, ao ser integrada em um período, representa o mesmo valor do sinal modulante inicial.

Figura 2.15 – Esquema de geração dos sinais de modulação (a) bipolar e (b) unipolar para os braços A e B de um inversor monofásico



Fonte: autoria própria

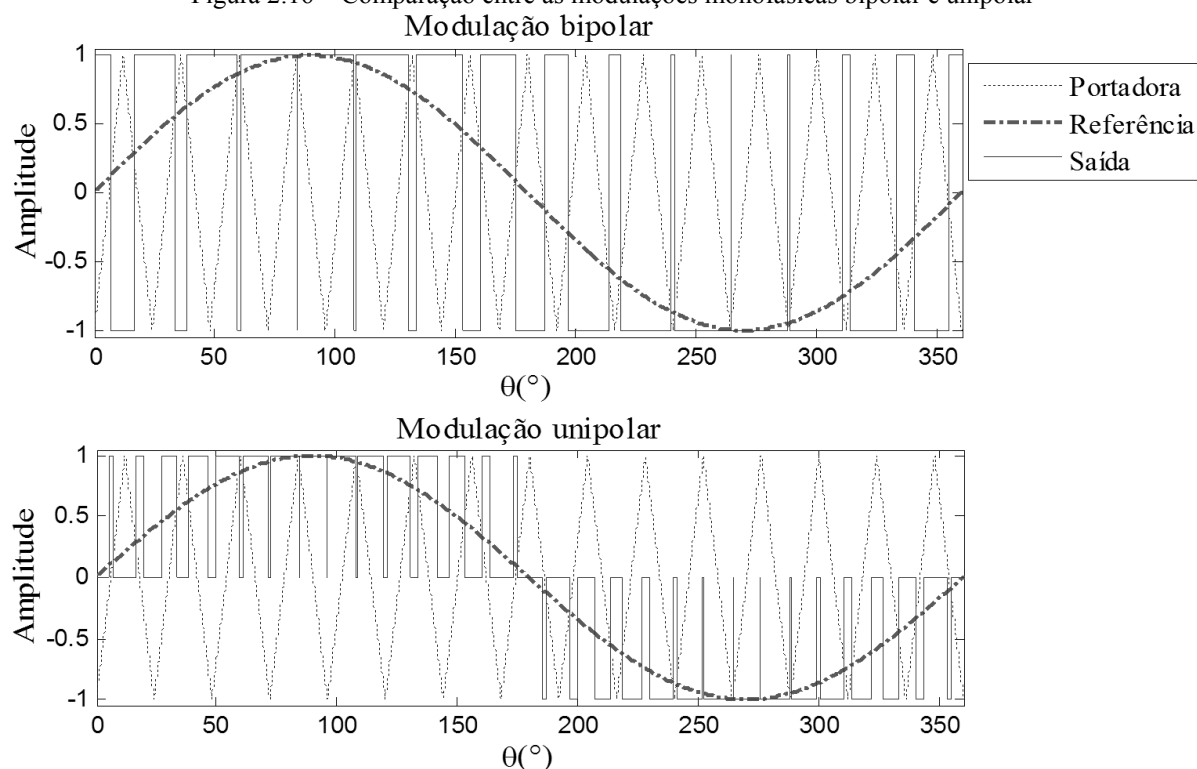
Essa técnica de representação de um sinal analógico através de níveis discretos é muito utilizada em eletrônica de potência por fazer com que as chaves não trabalhem mais em suas regiões ativas¹, mas apenas nos estados de condução plena e corte, diminuindo sua potência dissipada.

Para o sistema de um inversor monofásico em ponte, duas estratégias de modulação (figura 2.16) são possíveis:

- Bipolar, caracterizada pela presença de dois níveis de tensão não nulos em um semiperíodo de uma forma de onda alternada de referência;
- Unipolar, que tem esse nome por apenas possuir um nível de tensão não nulo durante o mesmo semiperíodo.

¹ A região ativa de uma chave semicondutora é a região de trabalho caracterizada pelo controle contínuo da corrente de condução pelo seu sinal de excitação. Outras regiões de trabalho são a de corte, ou não condução, e a de condução total (saturação nos BJTs e ôhmica nos FETs).

Figura 2.16 – Comparação entre as modulações monofásicas bipolar e unipolar



Fonte: autoria própria

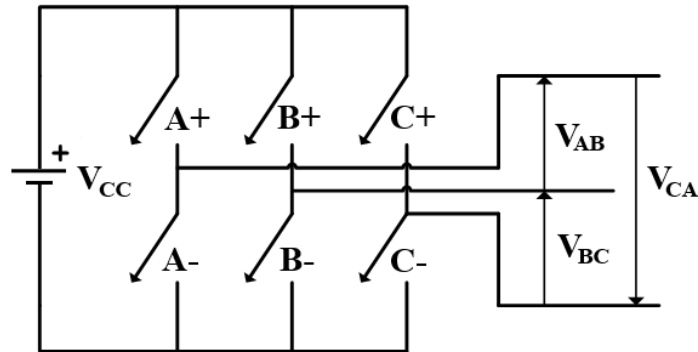
Perceber-se que a modulação unipolar, para os mesmos índices de modulação de frequência¹ e amplitude² da bipolar, possui um sinal resultante muito mais próximo do sinal modulante (referência), ou seja, o sinal resultante possui uma THD muito menor.

Além da simples técnica de comparação, que em um sistema trifásico é conhecida por Modulação Senoidal (SPWM – *Senoidal Pulse Width Modulation*), outra técnica muito utilizada para modulação em sistemas trifásicos a 3 ou 4 fios e polifásicos de forma geral, é a Modulação Vetorial Espacial (SVM – *Space Vector Modulation*). Nela são definidas regiões (do espaço de chaveamento) nas quais são chaveados cada um dos braços do inversor (figura 2.17). Essas regiões são definidas com fronteiras, chamadas vetores de estado, que são as combinações dos estados de condução e de corte de cada um dos braços (tabela 2.2).

¹ Índice de modulação de frequência é dado pelo quociente da frequência da forma de onda portadora pela frequência do sinal modulante (referência). Quanto maior esse índice, mais o conteúdo das harmônicas superiores é deslocado para frequências mais elevadas.

² Índice de modulação de amplitude é dado pelo quociente da amplitude do sinal modulante pela amplitude da forma de onda portadora, esse valor é compreendido entre 0 e 1 para uma modulação linear, para valores acima deste se tem a característica de sobremodulação, sendo que para valores ligeiramente acima se tem uma modulação em onda quase quadrada.

Figura 2.17 – Inversor genérico trifásico a 3 fios



Fonte: autoria própria

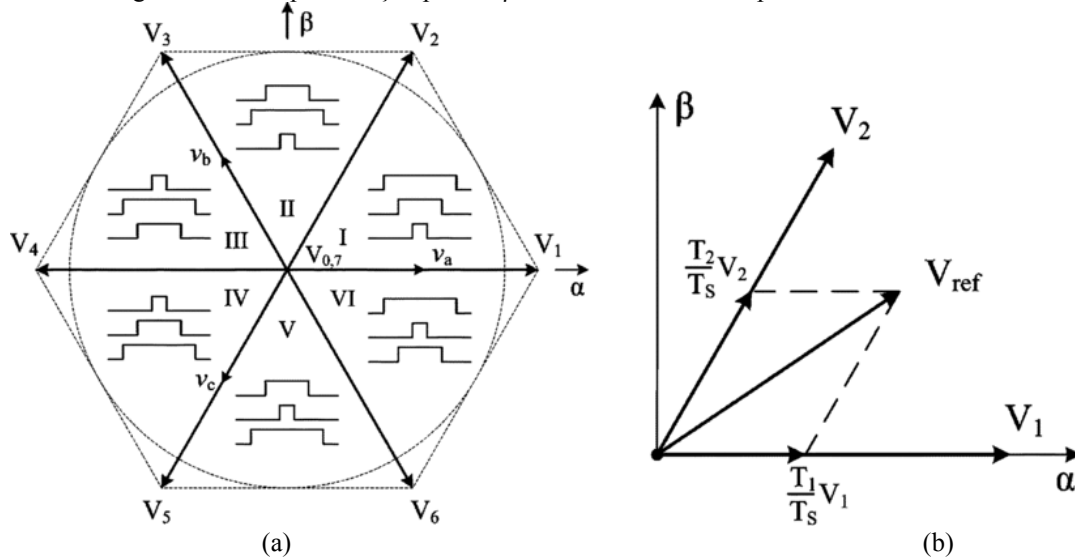
Tabela 2.2 – Tabela com os vetores de estado utilizados na SVM trifásica

Vetor	C+	B+	A+	C-	B-	A-	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
V_0	off	off	off	on	on	on	0	0	0
V_1	off	off	on	on	on	off	$+V_{CC}$	0	$-V_{CC}$
V_2	off	On	on	on	off	off	0	$+V_{CC}$	$-V_{CC}$
V_3	off	On	off	on	off	on	$-V_{CC}$	$+V_{CC}$	0
V_4	on	On	off	off	off	on	$-V_{CC}$	0	$+V_{CC}$
V_5	on	off	off	off	on	on	0	$-V_{CC}$	$+V_{CC}$
V_6	on	off	on	off	on	off	$+V_{CC}$	$-V_{CC}$	0
V_7	on	On	on	off	off	off	0	0	0

Fonte: autoria própria

E através da representação $\alpha\beta^1$ dos valores trifásicos que se deseja sintetizar na saída do inversor (figura 2.18 (a)) é possível obter a decomposição do valor em cada vetor de estado (figura 2.18 (b)).

Figura 2.18 – Representação plano $\alpha\beta$ dos vetores de estado para a SVM trifásica



Fonte: Vetores SVM trifásico 3 fios ([S.d.])

¹ $\alpha\beta$ é uma representação de valores trifásicos em que $\alpha\beta$ representam fasores ortogonais de mesma frequência e sentido de fase do sistema abc original em fase com a fase A. E o vetor 0 é representa os níveis médios da soma das três fases e é representado ortogonalmente ao plano $\alpha\beta$.

A SVM possui muitas vantagens comparadas a SPWM em sistemas polifásicos (MULDER, 2003), entre elas:

- Redução do conteúdo harmônico, diminuição do THD do sinal de saída e eliminação de harmônicas específicas, por exemplo, as homopolares, devido à diminuição do número de comutações das chaves dentro de um período do sinal de referência;
- Aumento do desempenho do controle e a eficiência do conversor, pois eleva o ganho do conversor, permitindo a diminuição da tensão no barramento CC;
- Pode ser expandida para topologias polifásicas com mais braços e topologias NPC.

2.5 Técnicas de controle

Uma UPS é definida por vários parâmetros dinâmicos e estáticos; como a regulação e THD da tensão, fidelidade da forma de onda sintetizada, impedância de saída, tempo de resposta a transitórios (mudança da fonte de alimentação, saída e entrada de cargas), tempo de partida, capacidade de operação a vazio ou com cargas não lineares e/ou desbalanceadas.

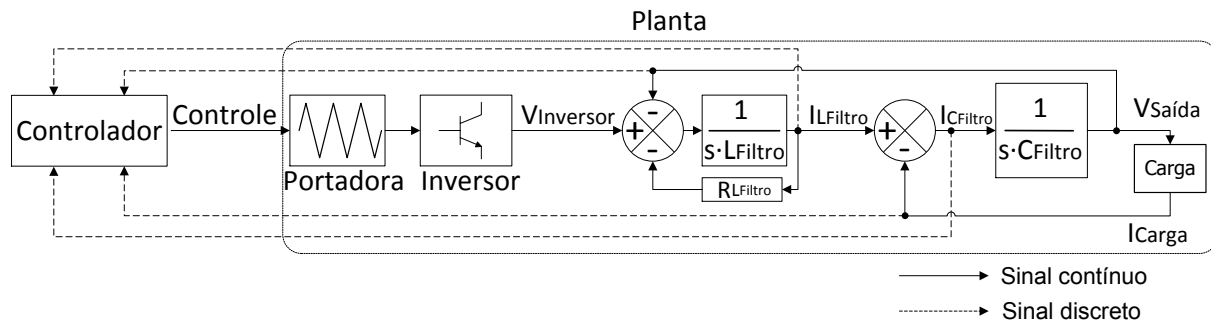
Nesse contexto, uma maneira de melhorar a sintetização da forma de onda da tensão de saída é aumentar a frequência de chaveamento do inversor da UPS porém, isso eleva as perdas do conversor. Assim, o controle adequado da modulação do sinal de saída reflete no desempenho do sistema e na qualidade da tensão fornecida, sem a necessidade da elevação da frequência de chaveamento até os limites físicos dos componentes semicondutores empregados.

2.5.1 Estratégias de controle

O emprego de estratégias de controle em um sistema tem a função de fazer com que uma ou mais variáveis sigam um padrão pré-determinado. Sendo assim, em uma UPS, deseja-se que sua saída sintetize o mais fielmente possível uma senoide de frequência e amplitude conhecidas e em fase com a rede (nas UPS do tipo *line interactive* e *stand-by*), e que ainda possua THD de tensão dentro de limites estabelecidos por normas (ANSI/IEEE STD. 944, 1986; IEC 62040-3, 1999), bem como uma boa resposta à entrada e saída de cargas lineares, não lineares, desbalanceadas ou desequilibradas (no caso de uma UPS trifásica).

Sobre o controle do sistema da UPS diversas questões podem ser levantadas, como qual (ou quais) variável(is) observar e em que ordem devem ser inseridas na malha de controle (em um sistema multimalhas). Em (LOH *et al.*, 2003) algumas destas questões são levantadas, chegando à conclusão que uma boa medida é o monitoramento das variáveis de tensão de saída e corrente simultaneamente (figura 2.19), conseguindo, assim, manter sua amplitude e diminuir o THD. Também em (LOH *et al.*, 2003) é proposta a comparação do controle monitorando a corrente no indutor e no capacitor do filtro LC de saída. Além da diminuição do THD, a monitoração da corrente traz benefícios adicionais, como a não saturação de elementos eletromagnéticos presentes no circuito (transformador e indutor do filtro).

Figura 2.19 – Modelo da planta do inversor monofásico a ser controlado



Fonte: Loh *et al.* (2003, adaptação do autor)

Dentre os tipos de controladores mais empregados em sistemas do tipo UPS estão o PID (controlador proporcional-integral-derivativo) e PRes (controlador proporcional ressonante). Adicionalmente, para sistemas polifásicos é comum utilizar, em conjunto com os controladores, métodos matemáticos para simplificação do modelo dinâmico do sistema, entre eles as transformadas $dq0$ e $\alpha\beta$ (LOH *et al.*, 2003) que convertem as características dinâmicas de um sistema trifásico em simples valores contínuos ou diminui a quantidade de variáveis inseridas no controlador.

2.5.2 Controladores

Nesse tópico são apresentados os principais tipos de controladores comumente encontrados em aplicações de controle de UPSs (KIM *et al.*, 2008; LOH *et al.*, 2003):

- $P(s)$ o controlador proporcional;
- $P(s) + I(s)$ o controlador proporcional integrativo;
- $P(s) + I(s) + D(s)$ o controlador proporcional-integral-derivativo;

- $Res(s)$ o controlador ressonante;
- $Rep(s)$ o controlador repetitivo.

Sendo que associações entre eles ainda podem ser realizadas para se obter o desempenho desejado para o sistema. A seguir são explicados e comparados, com foco no controle de uma UPS, cada um dos controladores ou parcelas destes.

Controlador proporcional: é o principal tipo de controlador, geralmente sendo parte inerente de uma topologia de controle. Este produz um sinal de controle proporcional ao erro, diferença do sinal medido para o sinal de referência, fazendo que com a planta sofra uma ação proporcional a esse, porém, não garante que o erro em regime seja ou tenda a 0.

Controlador integrativo: corrige o erro em regime permanente cujo controlador proporcional não consegue, mas, necessita de um valor contínuo como referência, tipicamente utiliza-se o valor RMS de tensão da saída porém, este cálculo gera um atraso na dinâmica do controlador já que seu valor corresponde à característica de um ciclo completo de um sinal. O controle integrativo é tipicamente utilizado em conjunto com o controle proporcional, tendo sua equação expressa em (2.1), podendo ainda ser associado a um controlador derivativo, caracterizando o PID, expresso em (2.2), que aperfeiçoa ainda a resposta transitória do sistema.

$$PI(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} \right) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (2.1)$$

$$PID(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_D \cdot s \right) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D \cdot s \quad (2.2)$$

Em que:

K_D é o ganho da parcela derivativa;

K_I é o ganho da parcela integrativa;

K_p é o ganho proporcional;

T_D é o tempo derivativo;

T_I é o tempo de integração.

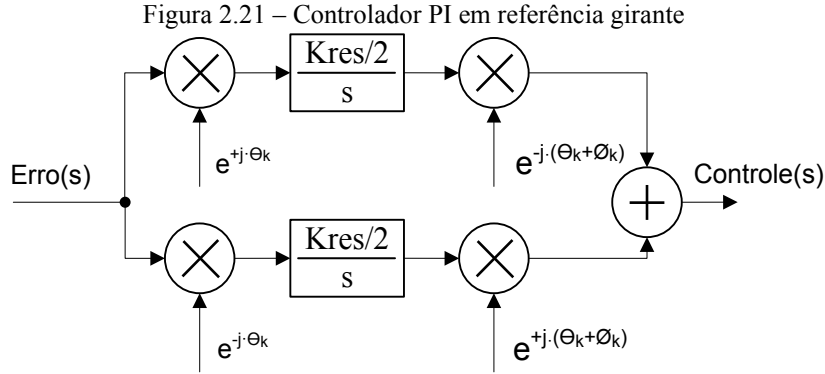
Controlador derivativo: adiciona um zero a função de transferência do sistema, podendo aumentar seu ganho para altas frequências e diminuir o tempo de resposta a um sinal. O comportamento no tempo desse controlador é como se fosse possível prever o erro do sistema T_D segundos à frente, ao conhecer sua tendência, fazendo com que o controle possa atuar de forma antecipada sobre a variável a ser controlada.

Figura 2.20 – Diagrama de blocos do controlador PID contínuo com *anti-windup*

Fonte: *anti-windup* PID ([S.d.], tradução do autor)

Controlador ressonante: possui como vantagem a característica de conseguir seguir um sinal periódico, não necessitando do cálculo do valor eficaz do sinal. Como característica principal tem seu ganho tendendo a infinito em sua frequência de sintonia (ou frequências), fazendo com que o sistema apresente nela(s), erro igual ou muito próximo de 0.

Seu desenvolvimento surge do uso do controlador PI em coordenadas girantes (BUSO; MATTAVELLI, 2006, cap. 4.3.3), figura 2.21, em que um sinal variante é decomposto em coordenadas girantes ortogonais, nas quais são utilizados dois controladores PIs.



Fonte: Buso e Mattavelli (2006)

Em que:

K_{Res} é o ganho da parcela ressonante do controlador;

θ_k é o ângulo atual da coordenada da harmônica k ;

ϕ_k é a fase que se deseja acrescentar no controle da harmônica k .

Quando, $\phi_k = 0$, ou seja, não se deseja adicionar um deslocamento de fase, a função de transferência do controlador, considerando seu ganho proporcional, é expressa em (2.3).

$$P(s) + Res(s) = K_p + \frac{K_{Res} \cdot s}{s^2 + \omega_{Res}^2} \quad (2.3)$$

Em que:

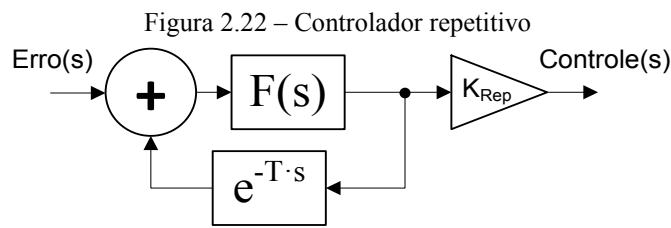
K_p é o ganho proporcional do controlador;

K_{Res} é o ganho da parcela ressonante do controlador;

ω_{Res} é $\omega_0 \cdot k$, a frequência de ressonância do controlador, sendo ω_0 a frequência de ressonância fundamental para o caso da soma de vários controladores ressonantes nas diferentes harmônicas k .

Esse controlador se comporta como o controlador PI, aplicando um ganho teoricamente infinito sobre a frequência em que está sintonizado, fazendo com que o erro nessa frequência tenda mais rapidamente a 0. A diferença entre o controlador PRes e o PI está no fato que a frequência de sintonia do segundo é em 0Hz.

Controlador repetitivo: com equação apresentada em (2.4), é normalmente associado a algum tipo de filtro, bloco $F(s)$ na figura 2.22. Esse controlador consiste na inclusão de uma malha de atraso igual a um ciclo da frequência de interesse, fazendo com que o seu erro atual seja somado com seu erro anterior, amplificando sua influência sobre o controle (BUSO; MATTAVELLI, 2006, cap. 5.4.1). Porém, por inserir uma rede de atraso com realimentação positiva, esse tipo de controle tende a instabilizar o sistema além de ser custoso computacionalmente devido ao algoritmo utilizado para o filtro.



Fonte: autoria própria

$$Rep(z) = K_F \cdot \frac{F(s)}{1 - F(s) \cdot e^{-T \cdot s}} \quad (2.4)$$

Em que:

$F(s)$ é a função de filtro do controlador repetitivo;

K_{Rep} é o ganho do controlador repetitivo;

T é o período do sinal em que se deseja utilizar o controle repetitivo.

2.5.2.1 Cálculo dos parâmetros dos controladores

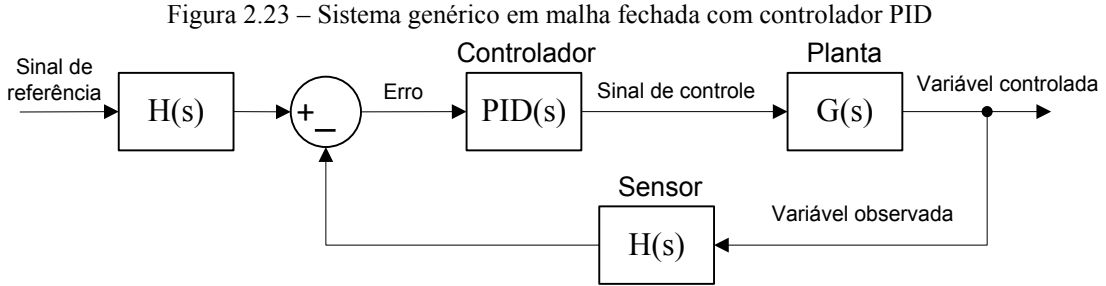
Um dos controladores mais utilizados é o PID, pois com ele é possível resolver, mesmo não conseguindo um ponto ótimo ou não atendendo todos os requisitos de operação, a grande maioria de problemas de instabilidade de processos.

Para o cálculo de seus ganhos (parâmetros internos) são usados apenas dois parâmetros de desempenho do sistema: a maior frequência ou a frequência para que a malha aberta do sistema com o controlador tenha ganho igual a 1 (muitas vezes aproximada pela frequência de corte dessa malha) e a fase da resposta nessa frequência.

O projeto dos controladores são normalmente realizados em s (domínio de Laplace) e posteriormente implementados através de equações a diferenças (tópico 2.5.3 Implementação em *software*) utilizando um método de discretização.

- Projeto do controlador PID

A figura 2.23 mostra um sistema genérico de uma planta com um controlador do tipo PID.



Fonte: autoria própria

A malha aberta do sistema é dada por $PID(s) \cdot G(s) \cdot H(s)$, sendo que, geralmente, $H(s)$ é apenas um ganho de sinal dado pelo sistema de aquisição da variável observada (sensor, condicionador de sinal e conversores A/D). Expandindo essa equação tem-se (2.5).

$$PID(s) \cdot G(s) \cdot H(s) = \left(\frac{K_D \cdot s^2 + K_P \cdot s + K_I}{s} \right) \cdot G(s) \cdot H(s) \quad (2.5)$$

Os únicos parâmetros dados para projeto do controlador são a banda ou frequência de corte na malha fechada (f_{CL} ou ω_{CL}), que é igual à da malha aberta e, no sistema da UPS deve ser no mínimo uma década abaixo da frequência de chaveamento (f_s) utilizada no inversor e; a fase da resposta. Enfatizando que quanto maior a banda de frequência, mais rápida é a dinâmica da resposta do sistema, porém, mais as frequências indesejáveis (harmônicas da frequência fundamental desejada e de chaveamento) passam a influenciar o sistema. Sendo assim, o requisito de uma década abaixo faz com que a influência da frequência e harmônicas oriundas do chaveamento do inversor possam ser desprezadas durante o projeto. A fase influencia no amortecimento do sistema que, por sua vez, altera o sobressinal e o tempo de acomodação.

Dados os parâmetros desejados para banda e fase da resposta do sistema, sabe-se que o controlador deve fornecer a fase e o ganho faltante. Assim a equação (2.6) expressa o ganho do controlador para uma determinada frequência ω .

$$|PID(j \cdot \omega)| = \frac{\sqrt{(\omega \cdot K_P)^2 + (K_I - \omega^2 \cdot K_D)^2}}{\omega} \quad (2.6)$$

Sabe-se que na frequência de corte o sistema deve apresentar ganho igual a 1, como mostrado na equação (2.7).

$$1 = |PID(\omega_{CL})| \cdot |G(\omega_{CL})| \cdot |H(\omega_{CL})| \Rightarrow$$

$$K_I = \frac{1}{|G(\omega_{CL}) \cdot H(\omega_{CL})|} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(K_P/K_I\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_{CL}} - \omega_{CL} \cdot K_D/K_I\right)^2}} \quad (2.7)$$

Resolvendo agora para obter a margem de fase desejada na frequência de corte, obtém-se a equação (2.8).

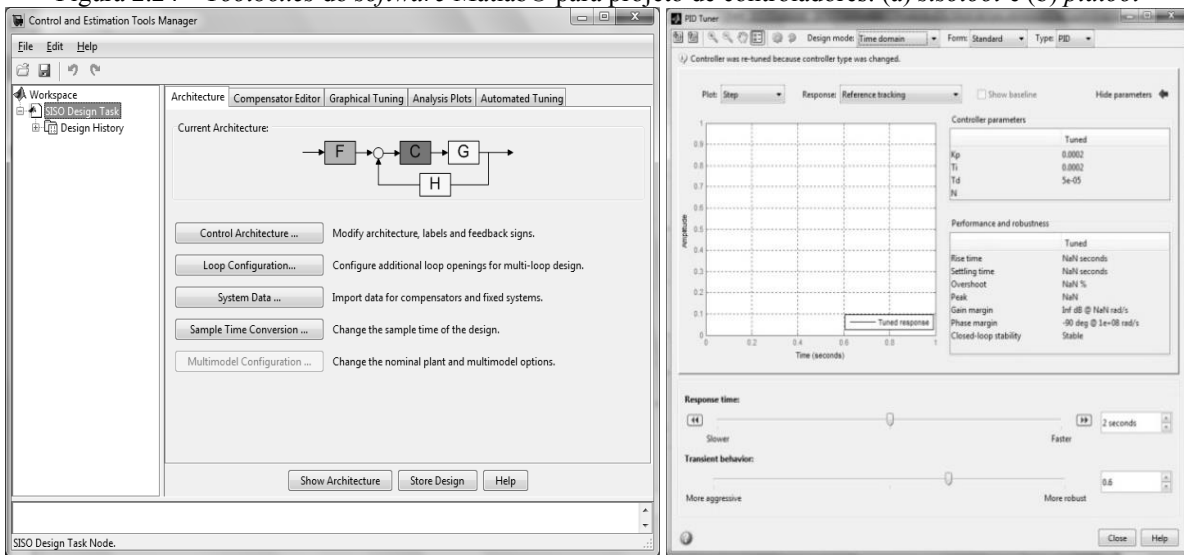
$$MF - 180^\circ = \angle(PID(\omega_{CL}) \cdot G(\omega_{CL}) \cdot H(\omega_{CL})) \Rightarrow$$

$$\frac{K_P}{K_I - \omega_{CL}^2 \cdot K_D} = \frac{1}{\omega_{CL}} \cdot \tan(MF - 90^\circ - \angle(G(\omega_{CL}) \cdot H(\omega_{CL}))) \quad (2.8)$$

A parcela derivativa (K_D) do controlador PID inclui um zero na função de malha aberta, aumentando o ganho para altas frequências o que, na maioria das vezes, é indesejado, sendo muitas vezes utilizado apenas o controlador PI, ou seja, com $K_D = 0$. Assim as expressões (2.8) e (2.7) são facilmente calculadas.

Para aplicações em que se faz necessário o uso do controlador derivativo deve-se calculá-lo como o menor valor possível para obtenção do desempenho desejado para o sistema. Para facilitar esse cálculo, o *software* Matlab® possui duas *toolboxes* específicas para essa finalidade: a *toolbox pidtool* e a *toolbox sisotool* (figura 2.24).

Figura 2.24 – *Toolboxes* do *software* Matlab® para projeto de controladores: (a) *sisotool* e (b) *pidtool*

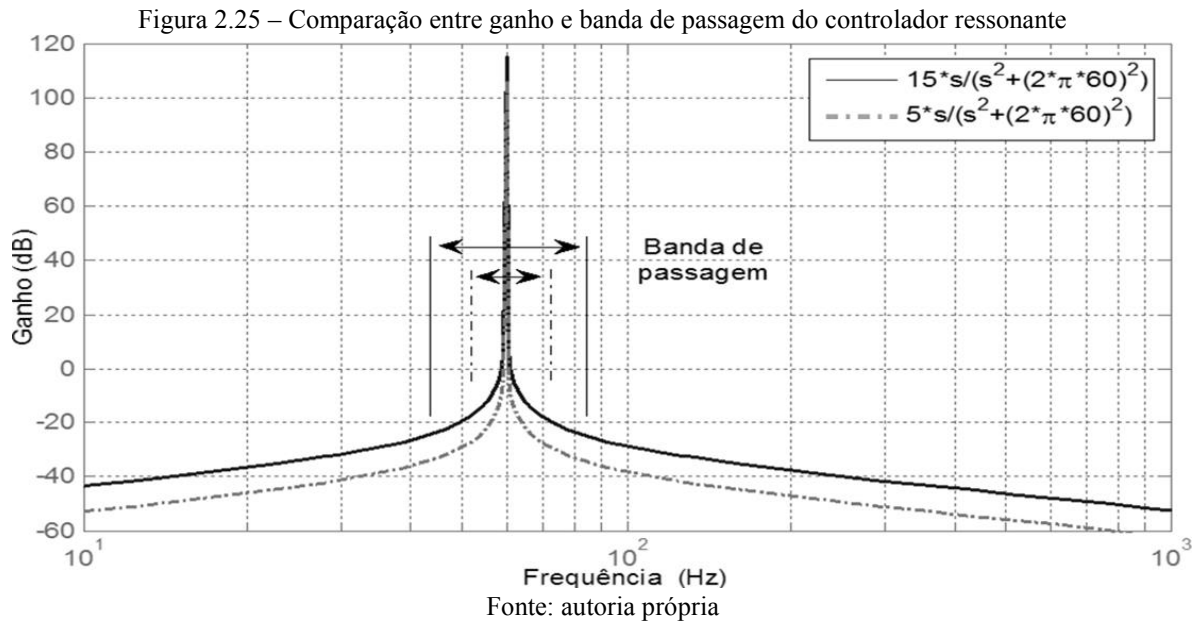


(a) (b)
Fonte: *Toolbox* do *software* Matlab® R2010a

- Projeto do controlador ressonante

Como o controlador ressonante se diferencia do integrativo apenas pelo ganho ser dado na proximidade da frequência de ressonância, se esta for muito menor que a frequência de corte da malha aberta (controlador mais planta), pode-se calcular seu ganho como um simples controlador do tipo integral (BUSO; MATTAVELLI, 2006), ou seja, $K_{Res} = 2 \cdot K_I$.

Quanto maior o K_{Res} , menor é a seletividade do controlador (figura 2.25), tendo amplitude de resposta maior para as frequências adjacentes a de ressonância e, por isso, um menor tempo de assentamento para sinais de referência nessa frequência. Porém, quanto maior essa banda de passagem, maior a interferência no controle por harmônicas e sub-harmônicas adjacentes.



Uma aplicação usual do controlador ressonante é a sintonia em múltiplas frequências de ressonância, formando um controlador composto de vários controladores ressonantes em paralelo, conforme a proposta de Buso e Mattavelli (2006, p. 103) mostrada em (2.9).

$$P(s) + Res_{MultiplasHarmônicas}(s) = P(s) + Res_1(s) + \dots + Res_k(s) + \dots + Res_n(s)$$

$$P(s) + Res_{MultiplasHarmônicas}(s) = K_P + \frac{K_{Res_1} \cdot s}{s^2 + \omega_{Res_1}^2} + \dots + \frac{K_{Res_k} \cdot s}{s^2 + \omega_{Res_k}^2} + \dots + \frac{K_{Res_n} \cdot s}{s^2 + \omega_{Res_n}^2} \quad (2.9)$$

Com essa proposta, em um sistema do tipo UPS, é possível diminuir o erro para harmônicas específicas, sendo um método interessante para ser aplicado às harmônicas homopolares e de menor ordem, que são as mais prejudiciais para um sistema.

Para cálculo dos parâmetros do controlador ressonante com múltiplas frequências de sintonia, primeiramente calcula-se os valores K_P e K_I do controlador PI que atendem as especificações de projeto, posteriormente, aplica-se a igualdade mostrada em (2.10) para cada parcela ressonante que se deseja sintonizar. A escolha das frequências de sintonia ω_{Res_k} é realizada com base em quais harmônicas se deseja eliminar da variável controlada.

$$2 \cdot K_{Res_k} = K_{I_k} = \frac{2,2 \cdot K_P}{t_{r_k}} = \frac{2,2 \cdot K_P}{n_{o_k} \cdot T_{S_k}} \quad (2.10)$$

Em que:

n_{o_k} é o percentual do período da frequência de ressonância desejado para que a variável controlada varie de 10% a 90% do valor de referência (BUSO; MATTAVELLI, 2006, p. 102);

K_{Res_k} é o ganho da parcela ressonante do controlador na harmônica k ;

K_{I_k} é o ganho da parcela integrativa de um controlador PI equivalente na harmônica k ;

K_P é o ganho da parcela proporcional do controlador, calculada como no controlador PI;

T_{S_k} é o período da frequência ω_{Res_k} para a parcela ressonante em análise;

t_{r_k} é o tempo desejado para que a resposta do sistema varie de 10% a 90% do degrau de controle. É o análogo do tempo de subida em uma referência contínua.

2.5.2.2 Processador Digital de Sinais (DSP)

Com o avanço dos circuitos integrados e da eletrônica digital, o processamento do controle de processos, antes realizado integralmente com controladores analógicos, foi substituído por controladores digitais e microcontroladores. Apresentando muitas vantagens, como:

- Diminuição do espaço ocupado pelo controlador e sistema de controle;
- Um único dispositivo possuir a capacidade de controlar vários processos, além de fornecer informações sobre eles a uma central;

- Invariância dos valores ao decorrer do tempo (nos controladores analógicos, a deterioração dos componentes utilizados podia modificar os parâmetros do controlador);
- Fácil modificação da lógica de controle, apenas modificando o *software* do dispositivo, sem a necessidade de rearranjos físicos;
- Capacidade de múltiplas funções (além do controle, filtros, alarmes, avisos).

Assim, para esse projeto foi escolhida uma forma digital de controle baseada em um Processador Digital de Sinais (DSP – *Digital Signal Processor*), no qual foram implementadas todas as rotinas de controladores na forma discreta em linguagem C.

O DSP é um microcontrolador com grande velocidade de execução, principalmente para operações matemáticas repetitivas; o que proporciona a esse *microchip* o alto desempenho para aplicações de processamento de sinais em tempo real (em que o processamento deve ocorrer juntamente com o processo monitorado) de áudio, vídeo e variáveis de dinâmica extremamente rápida.

Os DSPs são projetados para realizar operações de múltiplos acessos à memória em um único ciclo de instrução, permitindo que operações com dois ou mais operadores sejam realizadas mais rapidamente. Como é o caso da operação de multiplicação-acumulação, que é muito utilizada em algoritmos de processamento de sinais e tratamentos de vetores (LAPSLEY, 1997). Além disso, possuem a arquitetura de processamento de instruções chamada *pipeline*¹ permitindo que partes de instruções subsequentes sejam executadas simultaneamente.

Os DSPs também podem possuir barramentos especiais como o DMA (*Direct Memory Access*) que permite um tratamento especializado para comunicações com memórias e *hardware loop* (LAPSLEY, 1997, cap. 8), o que otimiza a execução de tarefas repetidas, como ler um vetor da memória, multiplicar um sinal, além de diminuir o código de máquina², e se torna ideal para implementação de rotinas de cálculos com vetores e sinais (filtros, transformadas, ...).

¹ Estrutura de processamento em que a etapa atual de uma instrução é executada simultaneamente com as etapas precedentes das próximas instruções do programa. Isso aumenta o desempenho geral da CPU; porém, essa estrutura deve funcionar de tal forma a permitir o descarte de instruções ou a parada de execução quando, por exemplo, uma interrupção da CPU for requerida.

² Código de máquina são as palavras binárias gravadas na memória de execução que correspondem a instruções do processador que a acessa.

Alguns DPS possuem matemática desenvolvida para ponto fixo¹, ao contrário do ponto flutuante² padrão (LAPSLEY, 1997, cap. 3), pois, estes aproveitam aritmética implementada para números inteiros para processar os números reais, ganhando em velocidade de cálculo e na não necessidade de conversão de números com diferentes valores absolutos; o que ocorre em operações padrões de multiplicação e divisão em ponto flutuante. Como inconveniente, deve-se conhecer os limites operacionais de cada variável para correta execução do programa escrito.

O DSP utilizado nesse projeto é o TMS320F2812 da Texas Instruments®, soldado na placa de desenvolvimento eZdsp™, desenvolvida pela empresa Spectrum Digital Incorporated® e mostrado na figura 2.26.

As principais características desse processador, com ênfase ao uso de processamento para uma malha de controle, são listadas na tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Principais características do DSP TMS320F2012

Característica	Valor
Tempo do ciclo interno	6,67ns (150MHz)
Palavra básica da CPU	32bits
Operações aritméticas em <i>hardware</i>	16x16 e 32x32bits
Memória de programa	128k x 16bits
Memória de dados	18k x 16bits
Contadores	3 x 32bits
Saídas PWMs	16
Canais analógicos	16 x 12bits (2 x 8 canais multiplexados)
Velocidade de conversão A/D	12,5MS/s
Quantidade de I/Os	56
Interrupções externas	3
Depuração em tempo real	Interface JTAG ³
Comunicação serial	SPI + 2 x SCI + eCAN + McBSP
Capacidade de depuração	<i>Breakpoint e real-time via hardware</i>
Linguagem de programação	ANSI C/C++ via IDE do fabricante

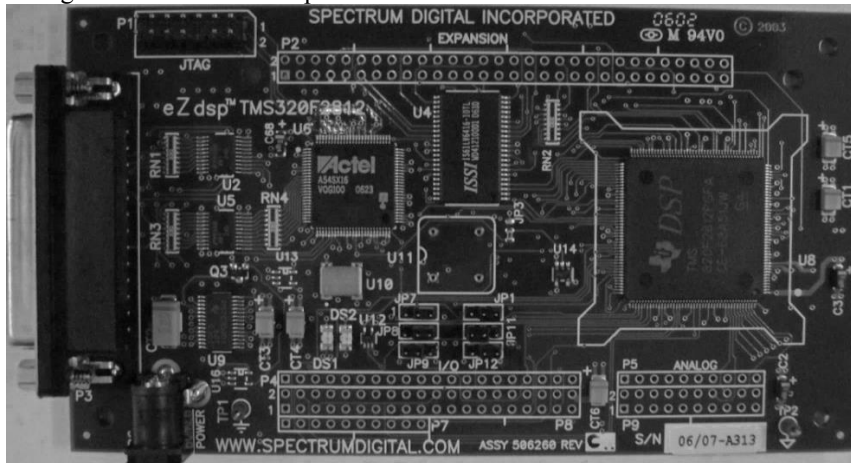
Fonte: TMS320F2812 - ti.com ([S.d.])

¹ Notação binária para números reais em que o “ponto decimal”, que separa a parte inteira da fracionária de um número é fixado em uma posição da palavra que representa o número. Sendo fixo o números de *bits* utilizados para representação da parte inteira e parte não inteira do número.

² Notação binária para números reais caracterizada por uma parte da palavra binária representando a mantissa do número e outra o expoente de base 2. Equivalente a notação científica em cálculos decimais.

³ Nome comum da interface IEEE 1149.1 *Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture* (IEEE 1149.7, 2010; IEEE 1149.1, 1995) presente em muitos microcontroladores e processadores.

Figura 2.26 – Placa eZdsp com DSP TMS320F2812 da Texas Instruments



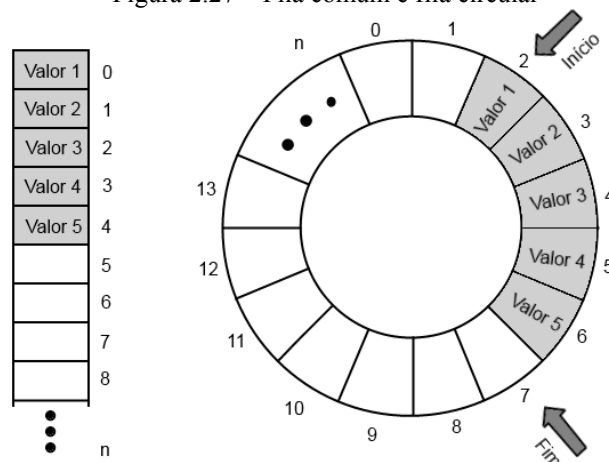
Fonte: autoria própria

2.5.3 Implementação em software

Para implementação do controle no DSP várias bibliotecas de funções foram desenvolvidas para aquisição dos sinais e realização do controle projetado. Essas bibliotecas foram desenvolvidas para serem compiladas tanto no DSP TMS320F2812, que trabalha com operações matemáticas em ponto fixo, como para o simulador PSIM®, que possui a capacidade de executar cálculos através de um arquivo DLL¹ (a qual é compilada com o controlador de interesse).

Primeiramente, para a aquisição dos sinais e memória de cálculo, utilizou-se a topologia de fila² circular de aquisição, na qual não é necessário deslocar os elementos de um vetor na aquisição de um novo valor (figura 2.27).

Figura 2.27 – Fila comum e fila circular



Fonte: autoria própria

¹ Biblioteca de Vínculos Dinâmicos (*Dynamic-Link Library*). É um arquivo de armazenamento de imagens, fontes e funções que compõem bibliotecas do sistema operacional Windows®.

² Fila é uma estrutura de programação em que o elemento mais antigo armazenado é o primeiro a ser descartado, é conhecida pela denominação FILO (*First In, Last Out*).

A fila circular é formada por um vetor em que o fim está interligado com o começo, sendo abstraída¹ a ideia de circularidade. Ou seja, não se tem mais fim ou começo do vetor, apenas o ponto de início e termino da fila, para isso são utilizados 2 ponteiros e, como em uma fila utilizada para memória de um sinal é sempre descartado o elemento mais antigo, em uma nova aquisição apenas é necessário substituir o elemento mais antigo pelo atual e modificar os ponteiros de início e fim de fila.

Com esse procedimento ganha-se na quantidade de acessos a memória, isto é, ao invés de acessar n posições para que a fila “ande uma posição”, apenas é necessário a escrita do valor atual no ponto de memória do mais antigo e a modificação das variáveis de controle da estrutura, ou seja, atualização dos endereços de *início* e *fim* de fila.

Para implementação dos controladores foi necessário o uso de um método de discretização, ou seja, o controlador é calculado e projetado no domínio da frequência em tempo contínuo (Laplace) e depois tem sua variável s convertida para z utilizando um dos métodos mencionados na tabela 2.4. Os métodos de discretização são formas computacionais de se aproximar a igualdade mostrada em (2.11); elas diferenciam-se pela forma em que é representado o calculo da integral e derivada no tempo discreto (figura 2.28).

$$z = e^{s \cdot T_s} \quad (2.11)$$

Em que:

s é a variável do domínio de Laplace;

T_s é o período de aquisição do sistema;

z é a variável do domínio discreto, sendo que z^{-n} representa um atraso de um período de aquisição.

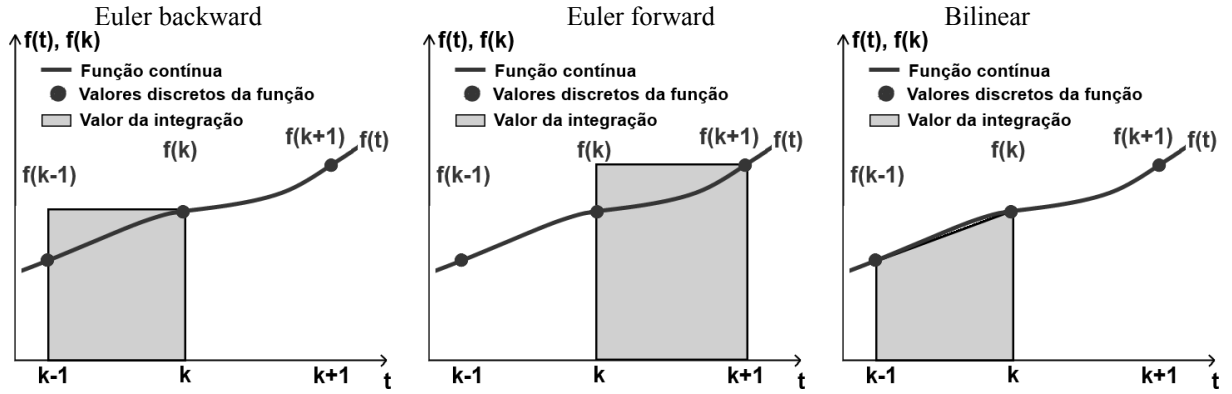
Tabela 2.4 – Métodos de discretização mais utilizados

Método	Conversão	Limite de 3% de distorção
<i>Euler Backward</i>	$s = \frac{z-1}{z \cdot T_s}$	$\frac{F_s}{f} > 20$
<i>Euler Forward</i>	$s = \frac{z-1}{T_s}$	$\frac{F_s}{f} > 20$
Bilinear (<i>tustin</i>)	$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1}$	$\frac{F_s}{f} > 10$

Fonte: Buso e Mattavelli (2006, p. 51)

¹ Abstração é um termo técnico de programação para se referir ao entendimento de uma estrutura de código mais complexa como uma ideia ou estrutura fora da linguagem de programação, que é usada no dia-a-dia.

Figura 2.28 – Métodos clássicos de integração discreta



A discretização de um sistema sempre causará uma distorção e perda de desempenho comparado ao sistema equivalente contínuo (BUSO; MATTAVELLI, 2006, p. 50), para que isso seja minimizado é escolhida uma frequência de amostragem muito maior que a dinâmica do sinal de trabalho. A tabela anterior apresenta a relação entre a frequência f do sinal de trabalho e a frequência F_s de amostragem do sistema para um limite de 3% de distorção.

Após a discretização da função de transferência do controlador, esta é reescrita como uma equação a diferenças (2.12), sendo que a variável antes acompanhada de z^{-n} será representada pelo atraso de n ciclos de amostragem.

$$out(k) = \frac{1}{b_0} \cdot [a_0 \cdot in(k) + \dots + a_n \cdot in(k-n) - b_1 \cdot out(k-1) - \dots - b_m \cdot out(k-m)] \quad (2.12)$$

Em que a saída atual $out(k)$ é função da entrada atual $in(k)$ e valores anteriores de entrada e saída, $in(k-n)$ e $out(k-m)$, ambos multiplicados por cada um dos coeficientes a_n e b_m .

Para implementação de todos os cálculos e algoritmos de controle foi utilizado o método de discretização *Euler Backward* por este ser mais simples que o bilinear, necessitando de um menor número de operações matemáticas por ciclo de processamento e pelo o método *Euler Forward* depender de valores futuros, ou seja, não pode ser aplicado em um sistema real de controle. A exceção é o controlador ressoante, em que foi utilizada a discretização do tipo bilinear, por apresentar o menor desvio de frequência, o que se torna interessante para um controlador que depende basicamente de sua frequência de ressonância (sintonia).

Aplicando o método de discretização de *Euler Backward* na equação (2.2), que rege o comportamento em tempo contínuo do controlador PID, tem-se o resultado mostrado em (2.13).

$$\begin{aligned}
saída_{PID}(k) &= P(k) + I(k) + D(k) \\
P(k) &= K_p \cdot erro(k) = Kz_p \cdot erro(k) \\
I(k) &= I(k-1) + K_I \cdot T_s \cdot erro(k) = I(k-1) + Kz_I \cdot erro(k) \\
D(k) &= \frac{K_D}{T_s} \cdot (erro(k) - erro(k-1)) = Kz_D \cdot (erro(k) - erro(k-1))
\end{aligned} \tag{2.13}$$

Em que:

$saída_{PID}(k)$ é a saída atual do controlador PID discreto;

$erro(k)$ é a entrada do controlador PID discreto;

$P(k)$ é a parcela proporcional do controlador PID discreto;

$I(k)$ é a parcela integrativa do controlador PID discreto;

$D(k)$ é a parcela derivativa do controlador PID discreto;

K_p , K_I e K_D são os ganhos proporcional, integrativo e derivativo do controlador calculado no tempo contínuo;

T_s é o período transcorrido entre dois cálculos consecutivos do sinal de erro;

Kz_p , Kz_I e Kz_D são os ganhos proporcional, integrativo e derivativo do controlador discreto equivalente ao calculado no tempo contínuo.

Para o controlador ressonante, apresentado anteriormente na equação (2.3), como dito acima, foi utilizada a discretização do tipo bilinear, resultando na expressão a diferenças mostrada em (2.14).

$$\begin{aligned}
saída_{Res}(k) &= Kz_p \cdot erro(k) + Res(k) \\
Res(k) &= a_{Res} \cdot erro(k) - a_{Res} \cdot erro(k-2) + b_{Res} \cdot Res(k-1) - Res(k-2) \\
a_{Res} &= \frac{2 \cdot K_{Res} \cdot T_s}{4 + \omega_{Res}^2 \cdot T_s^2} \\
b_{Res} &= \frac{8 - 2 \cdot \omega_{Res}^2 \cdot T_s^2}{4 + \omega_{Res}^2 \cdot T_s^2}
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Em que:

$saída_{Res}(k)$ é a saída do controlador ressonante;

$erro(k)$ é entrada do controlador ressonante;

$Res(k)$ é a parcela puramente ressoante do controlador;

K_{Res} é o ganho calculado para a parcela ressonante do controlador no tempo contínuo;

ω_{Res} é a frequência de ressonância do controlador [rad/s];

T_s é o período transcorrido entre dois cálculos do sinal de erro (tempo de amostragem do sistema) [s];

Kz_p é o ganho da parcela proporcional do controlador, calculado como no PID;

a_{Res} e b_{Res} são os coeficientes para implementação da equação a diferença.

Como todos os controladores dependem de saídas ou valores calculados anteriormente, que não existem durante a primeira iteração do algoritmo de controle, durante a inicialização todas as variáveis de memória são zeradas, fazendo que o controlador inicie com condições iniciais nulas. Ou seja, os controladores se comportam como sistemas causais e relaxados.

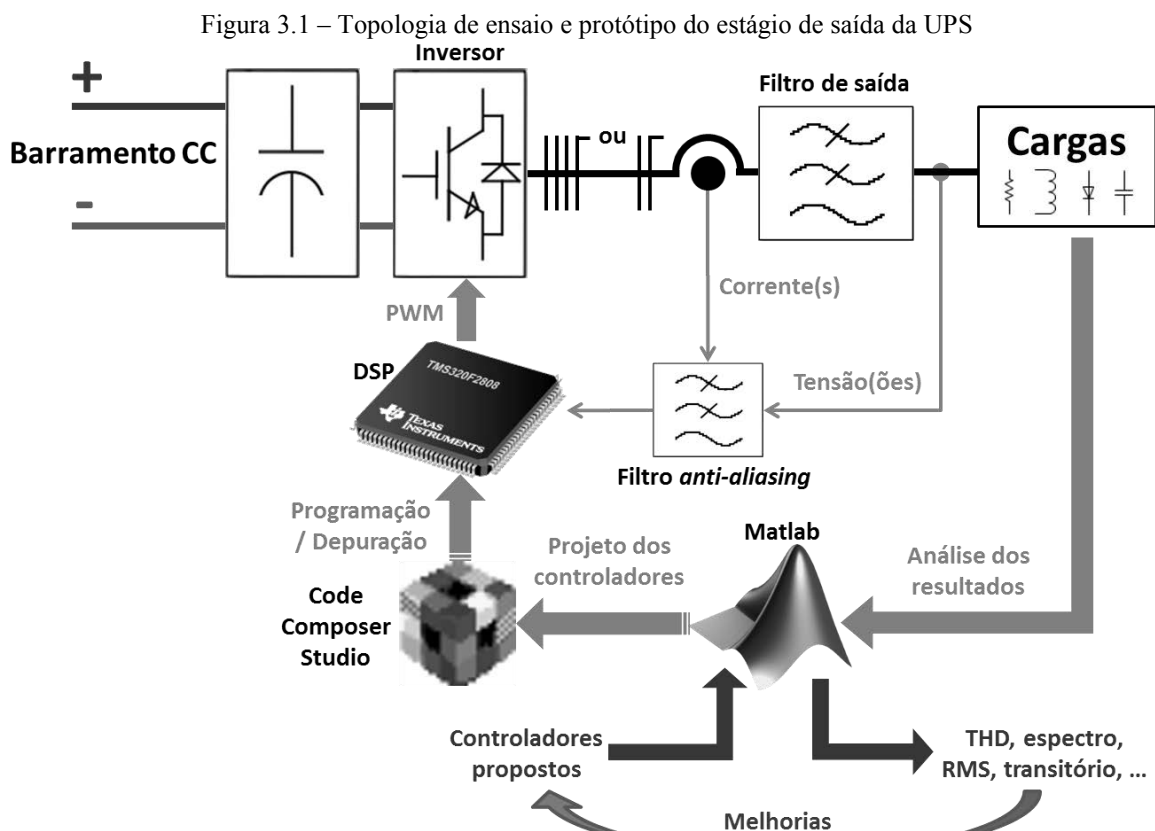
3 DESENVOLVIMENTO

O desenvolvimento dos protótipos de saída das UPSs, monofásico e trifásico, utilizou-se módulos de chaves IGBT SKM100GB128D do fabricante Semikron® controladas pelo DSP TMS320F2812 do fabricante Texas Instruments®. Os módulos de IGBTs já possuíam circuito de disparo e proteção contra sobrecarga e curto-circuito (SKHI22A/B); estes estão montados na forma de um painel industrial atendendo a estudos de topologias de conversão no laboratório do GASI.

Para programação do DSP utilizou-se a IDE do próprio fabricante, chamada Code Composer Studio™ versão 3.3 que, através de uma conexão paralela com o computador, permite a programação C/C++, comunicação e depuração *online* do programa.

Além disso, para o estudo do comportamento da tensão de saída da UPS a cargas de diferentes naturezas (resistiva, resistivo-indutiva, não linear e desbalanceadas) foi construído um banco de ensaios utilizando componentes passivos (resistores, indutores e capacitores) além de retificadores. Durante esse processo, aquisitou-se os sinais de tensão e corrente através do osciloscópio DPO 3014 da Tektronix®. Para análise dos resultados e dados extraídos utilizou-se o *software* Matlab R2010a®.

A figura 3.1 apresenta, esquematicamente, a topologia de ensaio e protótipo proposta.



Fonte: autoria própria

Para simulação e validação dos algoritmos de controle foi utilizado o *software* de simulação PSIM® da Powersim Inc. que permite cálculos através de arquivos compilados em DLL ou diretamente em linguagem C/C++. O primeiro método foi escolhido, tornando possível assim desenvolver bibliotecas de código que pudessem ser utilizadas em simulação e no DSP. Para compilação dos arquivos DLLs utilizou-se o *software* livre Dev-C++.

Durante a simulação e ensaios experimentais foram analisados indicadores de desempenho da tensão de saída como THD, valor RMS, conteúdo harmônica, percentual de componente negativa e de sequência nula. O THD, tanto em simulação como experimentalmente foi avaliado analisando-se o sinal até a 40ª harmônica, conforme estabelecido pela IEC 61000-3-2 (2009, seq. 3.16.2). Além disso, a amplitude de cada harmônica foi comparada com o limite estabelecido pela IEC 61000-2-2 (2002).

Para o cálculo do percentual de componente negativa e nula nos sinais trifásicos utilizou-se um algoritmo desenvolvido em Matlab® para determinação das componentes de sequência generalizadas.

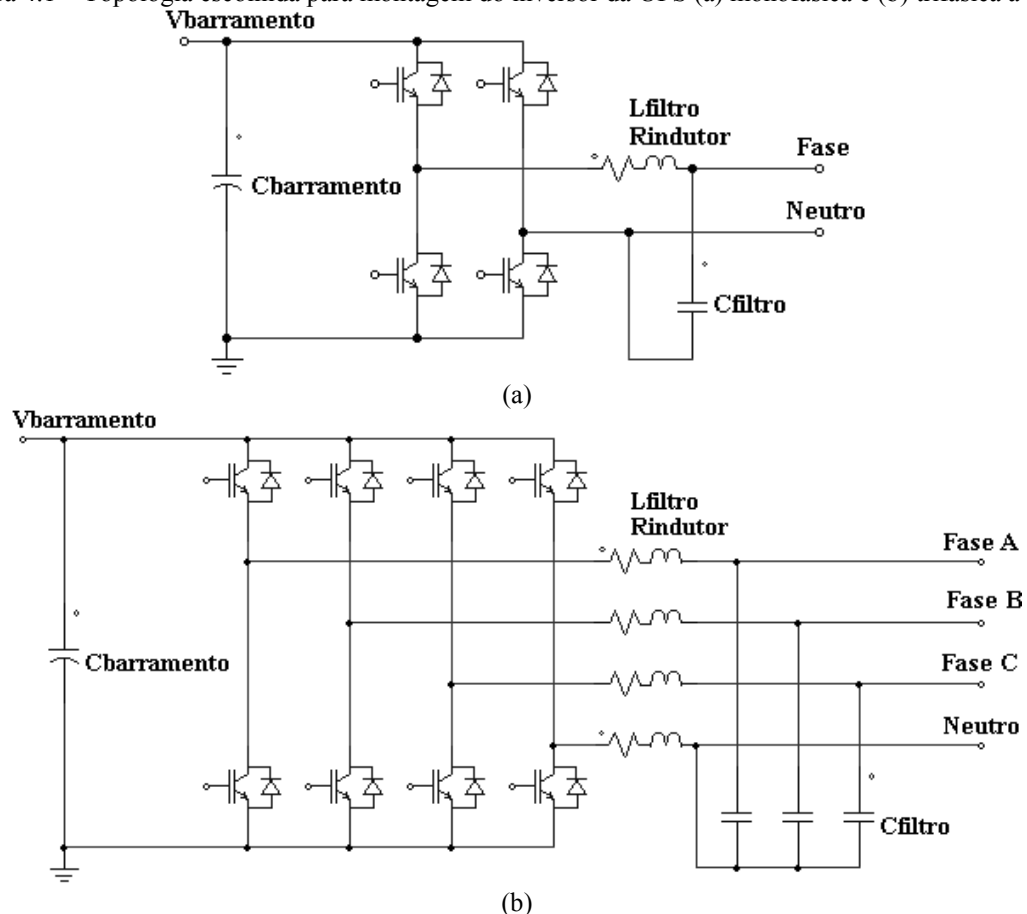
4 PROJETO DA UPS

Nesse capítulo é descrito todo o projeto da etapa de saída da UPS (inversor), desde o cálculo dos valores dos componentes (chaves semicondutoras, filtros de saída e entrada) e controladores usados. Para isso, a maioria dos componentes é tratada como ideal, sem perdas e trabalhando em sua região linear (indutores e capacitores), sendo o único parâmetro de perda considerado, a resistência do enrolamento do indutor.

4.1 Projeto dos componentes

Para desenvolvimento da parte física do inversor optou-se por uma topologia de ponte completa, constituída de 2 braços de IGBTs no caso monofásico e 4 braços no caso trifásico, conforme apresentada na figura 4.1. Estas dispensam o uso do transformador de saída e são capazes de serem conectadas a um sistema de distribuição ou alimentarem qualquer tipo de carga, de forma isolada ou ilhada, desde que a mesma esteja dentro das características nominais de potência e tensão especificadas nesse projeto (ZHONG; HORNIK, 2012, cap. 16).

Figura 4.1 – Topologia escolhida para montagem do inversor da UPS (a) monofásica e (b) trifásica a 4 fios



Fonte: autoria própria

Como desvantagem à não utilização do transformador de saída (topologia apresentada na figura 2.13 do tópico 2.3), a UPS pode ser mais suscetível a interferências e transitórios de conexão e desconexão de cargas pois a própria indutância dele agiria como um componente de amortecimento da perturbação (BOTTERON; PINHEIRO, 2007). Assim, é necessário que o controle e a lógica de proteção sejam suficientemente robustos para atuar nessas condições, ganhando-se no volume, custo de construção e perdas de potência elétrica do equipamento final (KIM *et al.*, 2012).

A escolha pelas chaves do tipo IGBT se justificaram pela potência que podem suportar e frequência de trabalho, permitindo, inclusive, que esse protótipo fosse usado para maiores potências; e por estas já estarem disponíveis no painel de protótipos do laboratório.

Para acionamento das chaves utilizou-se a modulação PWM unipolar para o inversor monofásico e a SPWM para o caso trifásico. Esta segunda pode não apresentar os melhores resultados possíveis para um sistema quando comparada a técnicas mais avançadas como a SVM (CAMARGO *et al.*, 2004), porém, sua topologia simplificada minimiza o esforço de processamento e pode ser implementada em qualquer dispositivo menos sofisticados ou com menor poder de processamento.

O uso do filtro de saída do inversor se faz necessário pois, na sua ausência, os níveis harmônicos de tensão e o THD ultrapassaria os níveis exigidos (VENDRUSCULO *et al.*, 2005) por padrões internacionais (ANSI/IEEE STD. 944, 1986; IEC 62040-1, 2008). O uso controlador tem a função de retirar a influência da carga e queda de tensão no próprio filtro, além de garantir o formato e nível da tensão de saída da UPS.

Os parâmetros nominais para projeto da UPS são listados na tabela 4.1, os quais foram definidos para possibilitar uma maior compatibilidade do sistema com a rede elétrica e equipamentos que virá a alimentar. A frequência de chaveamento foi escolhida como sendo 200 vezes a frequência fundamental de interesse, no caso 60 Hz.

Tabela 4.1 – Parâmetros nominais de projeto da etapa de saída das UPSs

Parâmetros	UPS monofásica	UPS trifásica
Conexão de saída	2 fios	4 fios
Tensão de saída (V_{Fase} / V_{Linha})	127V	220/127V
Frequência fundamental da saída ($f_{Fundamental}$)	60Hz	
Frequência de chaveamento ($f_{Chaveamento}$)	12kHz	
Potência de saída máxima ($S_{Inversor}$)	1kVA	
Modulação	PWM unipolar	SPWM
Ondulação da tensão no barramento ($\Delta V_{Barramento}$)	$\leq 5\%$	
Ondulação de corrente no indutor de saída (ΔI_{Filtro})	$\leq 3,5A$	

Fonte: autoria própria

O projeto do estágio de saída da UPS inicia-se pelo filtro que deve estabilizar a tensão do barramento CC. Inicialmente essa etapa de potência (inversor) será alimentada por uma tensão retificada a partir de uma rede trifásica de 60Hz gerada por uma Fonte California Instruments® Modelo 4500Lx, devido à necessidade encontrada de uma tensão de barramento ($V_{Barramento}$) superior a $311V^1$, para se conseguir a tensão de saída (V_{Fase}) desejada para a UPS, como mostrada em (4.1).

$$\begin{aligned} V_{Barramento} &\geq 2 \cdot V_{Fase} \cdot \sqrt{2} \Rightarrow \\ \Rightarrow V_{Barramento} &\geq 2 \cdot 127 \cdot \sqrt{2} \Rightarrow \\ \Rightarrow V_{Barramento} &\geq 359,21V \end{aligned} \quad (4.1)$$

Por essa tensão ser o limiar para pleno funcionamento do conversor, adicionou-se uma tolerância de 15%, fazendo com que o barramento CC trabalhe, em regime, com $413V_{CC}$. Isso foi utilizado para os inversores monofásico e trifásico, apesar do primeiro não necessitar de uma tensão tão elevada para seu correto funcionamento, visto que seu ganho é tido como o dobro do caso trifásico (conforme mostrado no tópico 4.3 Projeto dos controladores).

Com a tensão mínima do barramento de alimentação e a corrente máxima que será drenada (potência máxima de carga aceita), pode-se determinar o valor mínimo do filtro capacitivo do barramento de tensão contínua como mostrado em (4.2)².

$$\begin{aligned} C_{Barramento} &\geq \frac{S_{Inversor}}{f_{Ripple} \cdot V_{Barramento} \cdot \Delta V_{Barramento}} \Rightarrow \\ \Rightarrow \begin{cases} \text{Trifásico} : C_{Barramento} \geq \frac{1000}{(60 \cdot 6) \cdot 360 \cdot (360 \cdot 5\%)} = 428,67 \mu F \\ \text{Monofásico} : C_{Barramento} \geq \frac{1000}{(60 \cdot 2) \cdot 360 \cdot (360 \cdot 5\%)} = 1,29 mF \end{cases} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Esse valor de capacitor calculado é o mínimo requerido para a frequência de rede de 60Hz e é atendido pelo módulo de conversor montado no painel (que possui uma capacitância total de $4704\mu F$ no barramento CC), além do mais, em uma aplicação prática, a frequência do *ripple*³ presente no barramento CC será muito maior, já que sua alimentação será proveniente de um conversor chaveado do tipo CC-CC que possui frequência de *ripple* de sua tensão de

¹ $311V_{CC}$ é a máxima tensão contínua que se pode obter da rede elétrica 220/127V apenas com um retificador não controlado e filtro capacitivo.

² A expressão decorre da derivada da tensão no capacitor em função de seu valor e corrente, sendo considerada a descarga do capacitor como sendo linear por se tratar de um curto período de tempo e como um elemento sem perdas.

³ Ondulação (parcela de componente CA) presente em um sinal CC.

saída tipicamente acima de 60Hz. Porém, quando a UPS estiver no modo de recarga da bateria, a frequência do *ripple* será dada pelo conversor CA/CC que, na aplicação final, poderá ser o próprio circuito de potência do inversor trabalhando no sentido contrário do fluxo de energia (estrutura de UPS de interação com a linha, figura 2.2 do tópico 2.1.1) que, quando sem nenhum controle, possui o valor de frequência de *ripple* utilizado nos cálculos.

Para o filtro de saída do inversor optou-se pela topologia LC, por ser um filtro de 2ª ordem e por apresentar, na prática, característica dissipativa mínima quando comparado à um filtro de 1ª ordem. Para esse filtro, deve-se projetar os valores dos componentes dentro de valores comerciais, de forma que a sua frequência de ressonância seja suficientemente baixa para não entrar em ressonância com a frequência de chaveamento das chaves, e permitir uma grande atenuação da componentes harmônicas de tensão indesejáveis para a saída. Nessa etapa, é considerada que a potência da UPS (no caso trifásico) pode ser drenada por apenas uma de suas fases, ou seja, a UPS trifásica deve possuir a capacidade de também alimentar cargas apenas monofásicas.

O cálculo inicia-se pelo indutor (L_{Filtro}) o qual deve ter um valor de indutância grande o suficiente para limitar a variação de corrente por ele (ΔI_{Filtro}) e pelas chaves semicondutores empregadas, ficando abaixo do nível determinado pelas restrições de projeto (tabela 4.1). Segundo Fenili (2007, p. 26–29) essa ondulação da corrente pode variar em função do valor instantâneo da tensão senoidal gerada na saída, sendo o valor do indutor calculado segundo (4.3)¹, em que $\overline{\Delta I_{Filtro}}$ representa a ondulação de corrente parametrizada e para o caso do projeto possui o pior valor de 0,25 (FENILI, 2007, p. 28). Assim, é possível calcular o valor de indutância do filtro de saída em função da ondulação máxima de corrente desejada durante um período da forma de onda aplicada a ele.

$$\begin{aligned} L_{Filtro} &\geq \frac{\overline{\Delta I_{Filtro}} \cdot V_{Barramento}}{2 \cdot \Delta I_{Filtro} \cdot f_{Chaveamento}} \Rightarrow \\ \Rightarrow L_{Filtro} &\geq \frac{0,25 \cdot 413}{2 \cdot 12 \cdot 10^3 \cdot 3,5} \Rightarrow \\ \Rightarrow L_{Filtro} &\geq 1,23mH \end{aligned} \quad (4.3)$$

¹ Para desenvolvimento da expressão é utilizada a equação que relaciona a tensão e a variação de corrente em um indutor, sendo a tensão nele a diferença da tensão de saída (considerada senoidal) e a tensão do barramento. Ao se verificar que o *ripple* de corrente pode variar durante um período da forma de onda da tensão de saída, é adotado um cálculo parametrizado, resultando na situação calculada na pior ondulação possível para o inversor (FENILI, 2007).

Pela proximidade, foi adotado o valor de 1,5mH para L_{Filtro} , resultando em uma ondulação esperada de 2,87A.

O capacitor do filtro (C_{Filtro}) foi calculado para que a frequência de corte fosse pelo menos 5 vezes menor que a frequência de comutação das chaves ($f_{Chaveamento}$), como mostrado em (4.4)¹; não podendo ser muito menor que esta para que não se encontrasse dentro da banda do controlador (calculada 1 década abaixo da frequência de chaveamento em 4.3 Projeto dos controladores). Esse filtro facilita o projeto do controle por atenuar fortemente as harmônicas superiores, diminuindo assim, a sua influência na função de transferência da planta.

$$\begin{aligned}
 C_{Filtro} &\geq \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (f_{Chaveamento} / 5)^2 \cdot L_{Filtro}} \Rightarrow \\
 \Rightarrow C_{Filtro} &\geq \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (12 \cdot 10^3 / 5)^2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow \\
 \Rightarrow C_{Filtro} &\geq 2,93 \mu F
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Adotou-se o valor comercial de 3,3μF, resultando em uma frequência de ressonância de 2,26kHz para o filtro de saída.

Ainda foi calculada a tensão máxima, corrente média e máxima que fluirá por cada uma das chaves considerando a carga máxima do inversor em apenas uma de suas fases (caso monofásico ou trifásico alimentado carga monofásica) para comprovar que as chaves utilizadas atendem às especificações de projeto. Os dados são listados na tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros de estresse das chaves

Parâmetro	Valor	Limite do IGBT usado
Corrente média	3,545A	105A
Corrente máxima	≈13A ²	150A
Tensão máxima submetida	413V	1200V
Frequência de operação	12kHz	50kHz

Fonte: autoria própria

Com isso verificou-se que o módulo de IGBTs modelo SKM100GB128D da empresa Semikron® presente no painel do laboratório atende as especificações do projeto, tanto no valor do capacitor para o barramento de tensão contínua (que no módulo é de 4704μF / 900V) como nos limites operacionais dos semicondutores. Além disso, eles estão superdimensionados para a aplicação, fazendo com que as perdas no sistema aumente,

¹ Deriva da formulação de frequência de ressonância em um circuito LC.

² Dada pelo pico da forma de onda de corrente na potência nominal da UPS ao alimentar uma carga linear mais a oscilação considerada para projeto do indutor. Esse valor pode ser maior ao se alimentar cargas não lineares.

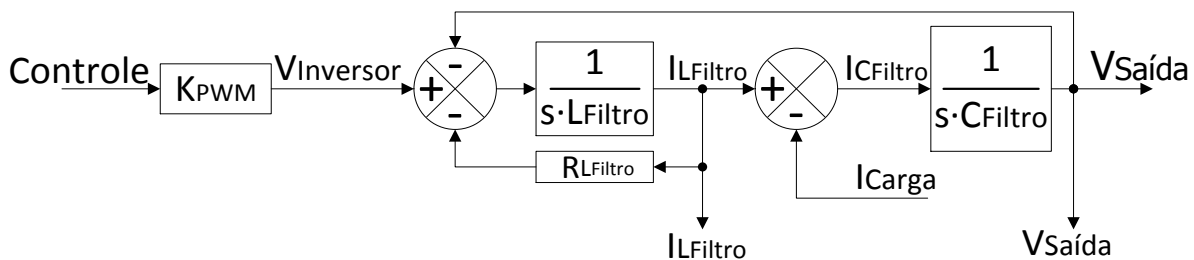
comparadas à utilização de chaves adequadas; porém, isso se fez necessário devido à disponibilidade de equipamentos e potência possível para se trabalhar no laboratório.

4.2 Modelagem do conversor CC-CA

Para o cálculo do controlador a ser utilizado é importante obter a função de transferência da planta (combinação do conversor CC-CA, filtro LC de saída mais carga). O conversor CC-CA trabalhará no modo fonte de tensão¹, em que a tensão contínua em seu barramento de entrada é estabilizada por meio de um capacitor, geralmente de elevado valor, para resultar em pequenas oscilações de tensão. O sinal de saída após o filtro LC também é uma tensão, fixada pelo sistema de controle. Outro modo possível de se trabalhar é a saída em corrente, quando se desejar conectar a saída da UPS a uma rede de distribuição ou local já energizada. Neste modo, a tensão é dada pelo PAC e a corrente é controlada pelo DSP.

A modelagem da planta (interface de potência do inversor) iniciou-se pelo modelo monofásico (figura 4.2) e, depois foi expandida para o caso trifásico.

Figura 4.2 – Modelo da planta do inversor monofásico ou cada fase do inversor trifásico



Fonte: autoria própria

A planta monofásica é constituída de dois braços de IGBTs (ponte H), conforme figura 2.9 (b) do tópico 2.3, trabalhando em modulação unipolar o que, desconsiderando as não linearidades do inversor devido à diferença adotada durante o projeto entre as frequências de chaveamento dos IGBTs e de ressonância do filtro LC de saída, faz com que o inversor (função de transferência $V_{inversor}/Controle$) tenha um ganho constante K_{PWM} igual à tensão do barramento CC. A mesma aproximação é realizada no caso da modelagem do inversor trifásico.

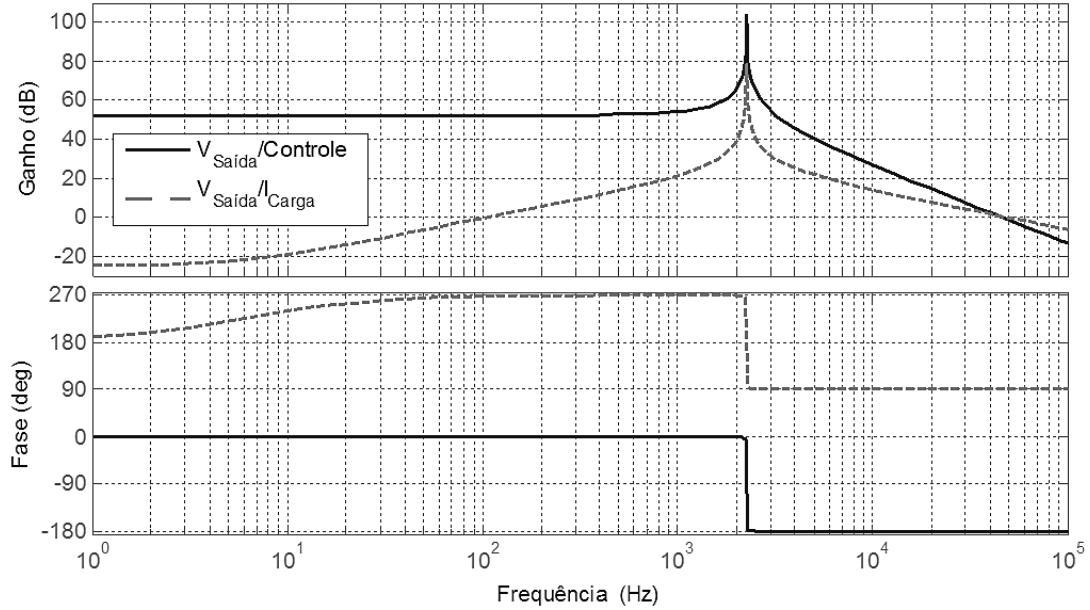
¹ Também chamado VSI (*voltage source inverter*), em que a tensão em seu barramento é estabilizada através de um filtro capacitivo geralmente de valor elevado o suficiente para que a variação de tensão seja mínima. Outro tipo é o CSI (*current source inverter*) ou inversor fonte de corrente; nesse tipo é utilizado um indutor de elevado valor de indutância para estabilizar a corrente através do barramento CC ao invés do capacitor.

Assim, obteve-se as equações (4.5) e (4.6) que expressam a dinâmica da tensão de saída da planta e corrente sobre o indutor ($I_{L_{Filtro}}$) em função do controle que será realizado (*Controle*) e sua perturbação (I_{Carga} , corrente de carga). Esta são apresentadas graficamente na figura 4.3 e figura 4.4.

$$V_{saída} = \frac{\frac{1}{L_{Filtro} \cdot C_{Filtro}} \cdot K_{PWM}}{s^2 + \frac{R_{L_{Filtro}}}{L_{Filtro}} \cdot s + \frac{1}{L_{Filtro} \cdot C_{Filtro}}} \cdot \text{Controle} - \frac{\frac{s}{C_{Filtro}} + \frac{R_{L_{Filtro}}}{L_{Filtro} \cdot C_{Filtro}}}{s^2 + \frac{R_{L_{Filtro}}}{L_{Filtro}} \cdot s + \frac{1}{L_{Filtro} \cdot C_{Filtro}}} \cdot I_{Carga} \quad (4.5)$$

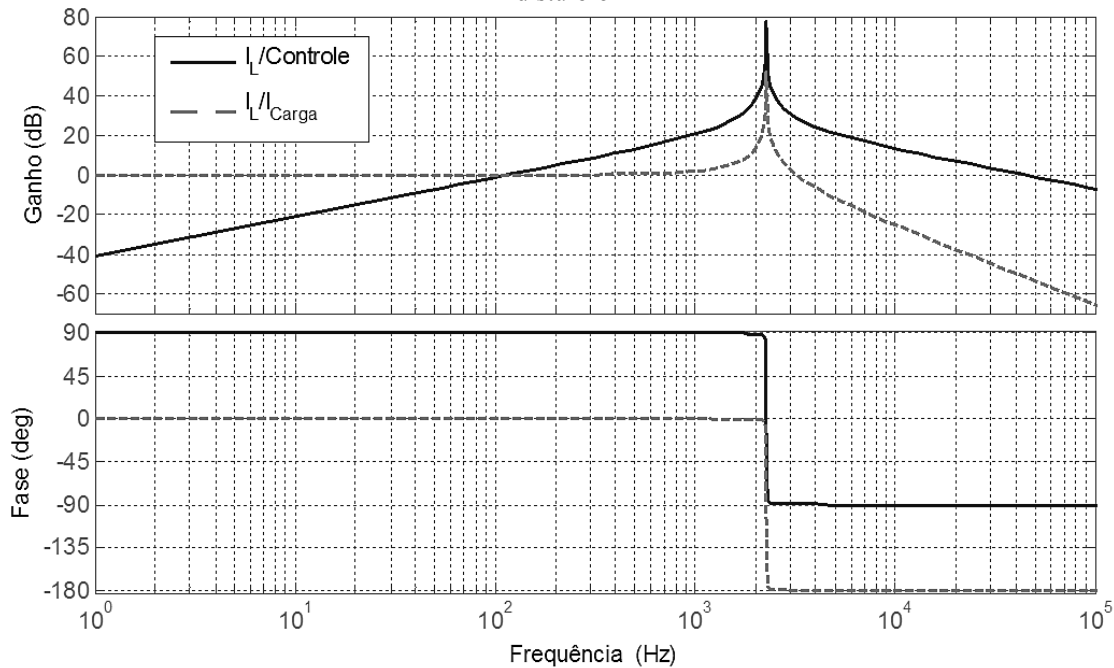
$$I_{L_{Filtro}} = \frac{\frac{s}{L_{Filtro}} \cdot K_{PWM}}{s^2 + \frac{R_{L_{Filtro}}}{L_{Filtro}} \cdot s + \frac{1}{L_{Filtro} \cdot C_{Filtro}}} \cdot \text{Controle} + \frac{\frac{1}{L_{Filtro} \cdot C_{Filtro}}}{s^2 + \frac{R_{L_{Filtro}}}{L_{Filtro}} \cdot s + \frac{1}{L_{Filtro} \cdot C_{Filtro}}} \cdot I_{Carga} \quad (4.6)$$

Figura 4.3 – Diagrama de Bode do comportamento contínuo da tensão de saída em função do controle e distúrbio



Fonte: gráfico feito no software Matlab®

Figura 4.4 – Diagrama de Bode do comportamento contínuo da corrente no indutor em função do controle e distúrbio



Fonte: gráfico feito no *software* Matlab®

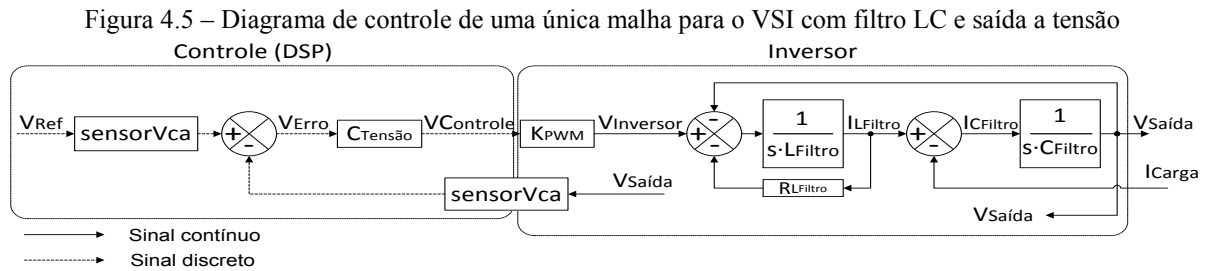
Observa-se a grande influência da corrente drenada pela carga no comportamento da tensão de saída, criando um sobressinal na frequência de ressonância do filtro (2,26kHz); além da importância da manutenção do nível de tensão contínua no barramento, pois, este influencia diretamente no ganho da função de transferência em malha aberta, interferindo no desempenho do controlador.

Além disso, observando-se a figura 4.4 chega-se a conclusão que, para frequências abaixo da frequência de corte do filtro de saída, a corrente pelo indutor representa praticamente a corrente de carga; passando a representar cada vez menos após esta, o que é desejado pois, essas correntes de maiores frequências fluirão através do capacitor do filtro.

Para a planta trifásica, o modelo é semelhante ao levantado para a planta monofásica, pois, cada uma das suas fase de saída se comporta como um inversor monofásico em relação ao neutro do sistema, com a diferença que o ganho do inversor, desconsiderando a interferência entre as fases e considerando uma modulação de 50% no braço gerador do condutor neutro (ou seja, a tensão do ponto neutro corresponde a um ponto central virtual ao barramento CC), é igual a $\frac{K_{PWM}}{2}$ (metade do valor considerado na planta monofásica). Ou seja, o degrau de tensão aplicado ao circuito composto pelo filtro mais carga é de apenas metade da tensão do barramento CC do inversor; essa diferença deve ser levada em consideração no projeto do controlador da planta.

4.3 Projeto dos controladores

No caso do inversor da UPS, o controle deve atuar de forma que, dado um valor de tensão de referência, deve ser aplicada a tensão do barramento CC sobre o circuito composto do filtro LC mais carga, por um determinado tempo, para fazer com que a tensão sobre a carga tenda ao valor desejado. Assim, desenvolveu-se primeiramente o controle mais simples possível, composto apenas de uma única malha de realimentação e um controlador, mostrado na figura 4.5.



O controlador teve os valores de seus parâmetros calculados segundo a teoria apresentada no tópico 2.5.2.1 usando códigos em linguagem Matlab®. Os resultados do cálculo para os controladores já discretizados para a UPS na situação de carga mínima são apresentados na tabela 4.3, sendo que as principais diferenças entre o controle monofásico e trifásico está no ganho do inversor (conforme já explicado no tópico Modelagem do conversor CC-CA) e que o controle trifásico consiste em três estruturas monofásicas, cada uma delas controlando uma das fases, sem nenhum entrelaçamento.

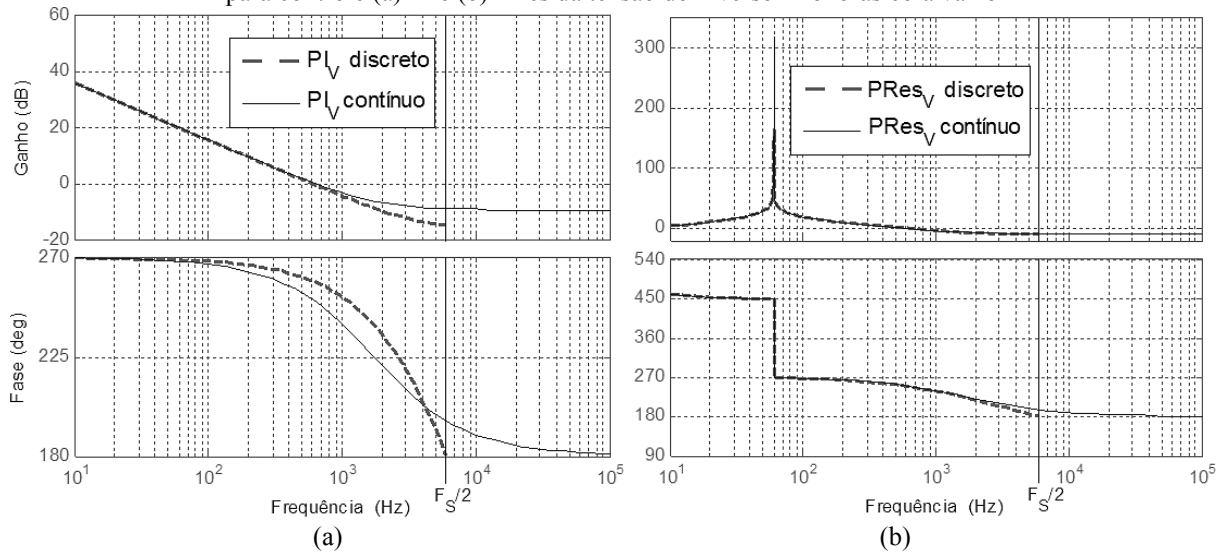
Tabela 4.3 – Parâmetro dos controladores discretos de única malha com UPS a vazio

Parâmetro do controlador	Monofásico	Trifásico
Kz_P	-0,347766837260	-0,517944751230
Kz_I	0,308926712214	0,467663023021
Kz_D	0,0	0,0
a_{Res}	0,154425253203	0,308850506406
b_{Res}	1,99013283023	1,999013283023

Fonte: autoria própria

Na figura 4.6 é mostrada a comparação em diagrama de Bode entre os controladores calculados (domínio do tempo) e seu equivalente discretizado, mostrando pequenas diferenças em suas respostas, principalmente no controle PI de tensão por utilizar um método de discretização mais simples que o utilizado para o controlador ressonante.

Figura 4.6 – Comparação da função de transferência do controlador discreto implementado e contínuo projetado para controle (a) PI e (b) PRes da tensão do inversor monofásico a vazio



Fonte: diagrama de Bode segundo Matlab®

Além disso, a maior diferença apresentada está na fase do controlador PI e, mesmo assim, até a frequência de corte da malha de controle (1kHz), ambos (controlador contínuo e discreto) possuem comportamento muito semelhante.

Visando um maior desempenho da UPS para cada tipo e valor de carga (apresentadas durante a simulação dos inversores), pode-se recalcular os parâmetros dos controladores. A tabela 4.4 apresenta os valores dos parâmetros dos controladores de única malha otimizados para as cargas do tipo resistiva e RL série de valor nominal da UPS que foram ensaiadas e simuladas.

Tabela 4.4 – Parâmetro dos controladores discretos de única malha com UPS a plena carga

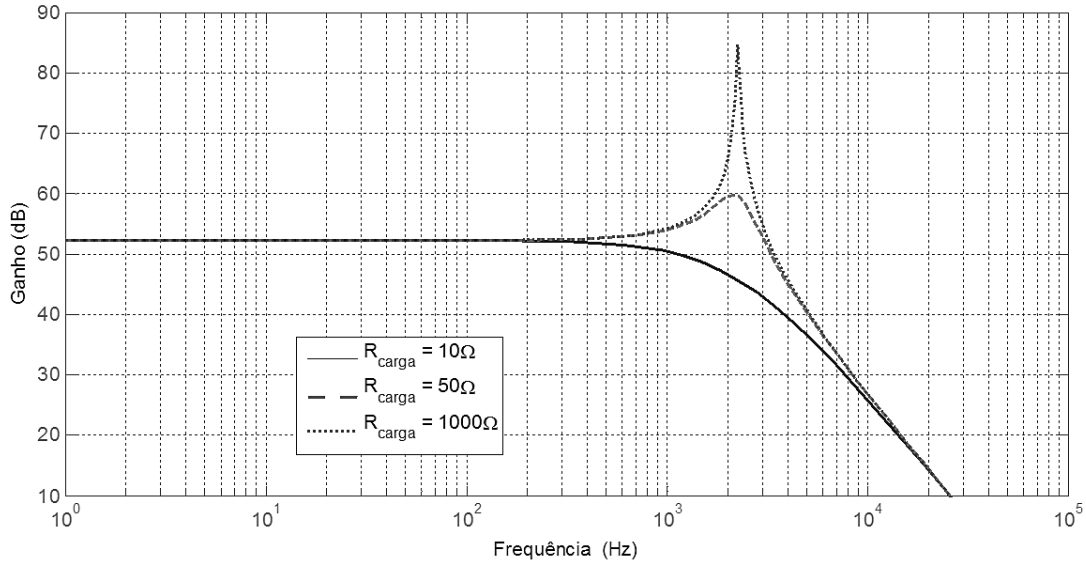
Parâmetro do controlador	Monofásico		Trifásico	
	Carga resistiva	Carga RL série	Carga resistiva	Carga RL série
Kz_P	-0,696258823018	-0,366305297078	-0,969475521410	-0,740669206763
Kz_I	0,203232216396	0,326872517875	0,532601180222	0,648710498251
Kz_D	0,0	0,0	0,0	0,0
a_{Res}	0,101591041613	0,163395942605	0,266234899283	0,324275237418
b_{Res}	1,999013283023	1,999013283023	1,999013283023	1,999013283023

Fonte: autoria própria

Conforme também mostrado durante a modelagem da planta, tem-se uma grande influência da corrente de carga (modelada como uma perturbação para o sistema) sobre a tensão de saída da UPS. Considerando que a UPS está alimentando um elemento resistivo, ou seja, pode-se descrever a perturbação do sistema em função de sua própria saída,

$V_{Saída}/I_{Carga} = R_{Carga}$, assim, tem-se o módulo da função de transferência $V_{Saída}/Controle$, em função do parâmetro R_{Carga} , expressada graficamente na figura 4.7.

Figura 4.7 – Influência da resistência de carga sobre o ganho da função de transferência da planta do inversor monofásico com filtro LC de saída

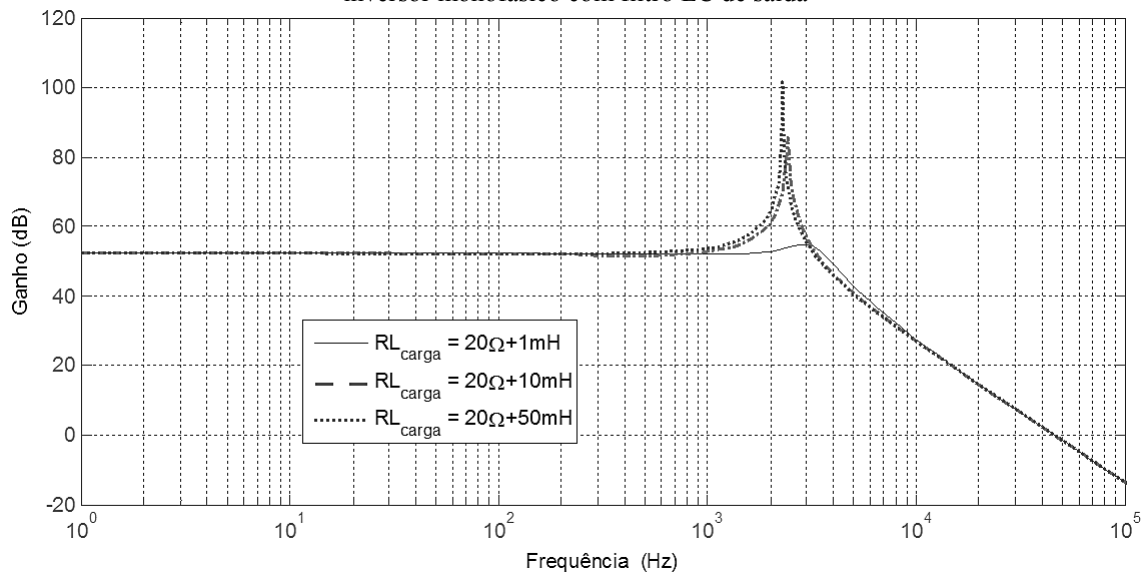


Fonte: gráfico feito no *software* Matlab®

Ou seja, o comportamento da função de transferência da planta é drasticamente modificado entorno da frequência de ressonância do filtro e é esperado que o controlador PI de única malha não obtenha o desempenho desejado para esse sistema.

Para uma carga do tipo RL série (figura 4.8) tem-se, além desse comportamento, a elevação da ordem do sistema, podendo torná-lo mais instável. Podendo inclusive modificar o valor da frequência de ressonância.

Figura 4.8 – Influência da indutância da carga RL série sobre o ganho da função de transferência da planta do inversor monofásico com filtro LC de saída



Fonte: gráfico feito no *software* Matlab®

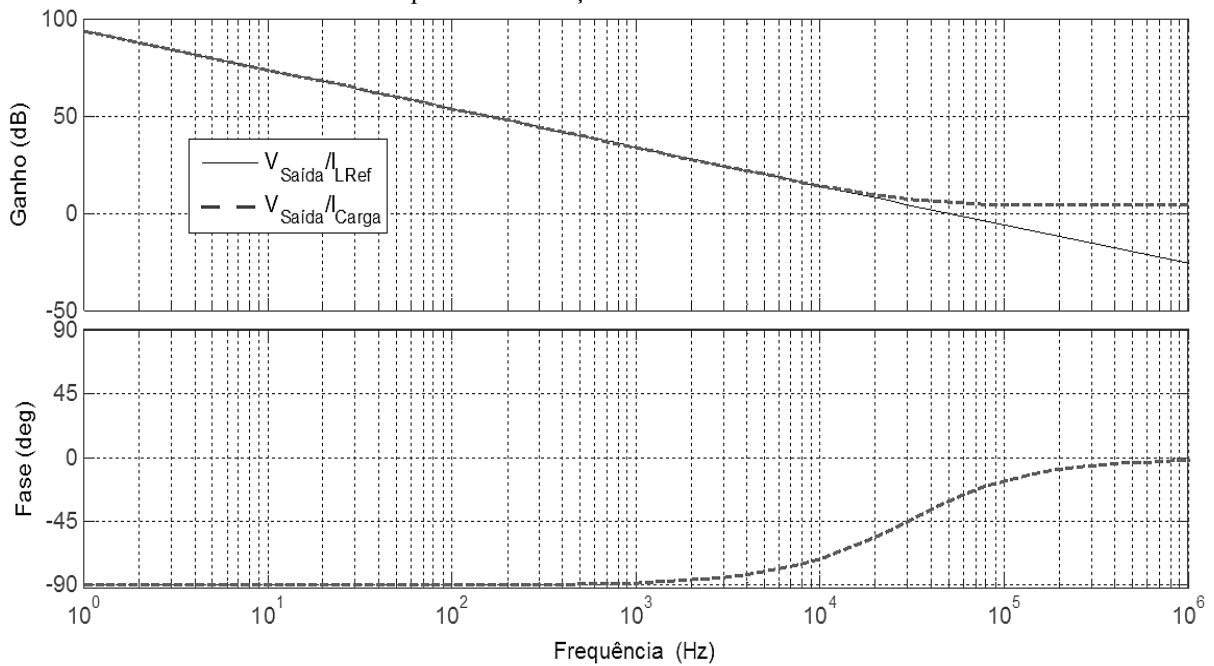
Essa relação complexa ou não constante da tensão pela corrente de carga faz com que o controle com uma única malha não consiga se comportar de maneira ótima com essas cargas (como pode ser visto a simulação dos inversores no capítulo 5).

Figura 4.9 – Diagrama de controle multimalha (tensão de saída mais corrente do indutor) para o VSI com filtro LC e saída a tensão


$$V_{saída} = \frac{\frac{K_{PWM}}{L_{Filtro} \cdot C_{Filtro}} \cdot C_{Corrente}}{1 - s \cdot \frac{K_{PWM}}{L_{Filtro}} \cdot C_{Corrente}} \cdot I_{L_{Ref}} - \frac{\frac{s}{C_{Filtro}} + \frac{R_{L_{Filtro}} + K_{PWM} \cdot C_{Corrente}}{L_{Filtro} \cdot C_{Filtro}}}{1 - s \cdot \frac{K_{PWM}}{L_{Filtro}} \cdot C_{Corrente}} \cdot I_{Carga} \quad (4.7)$$

66

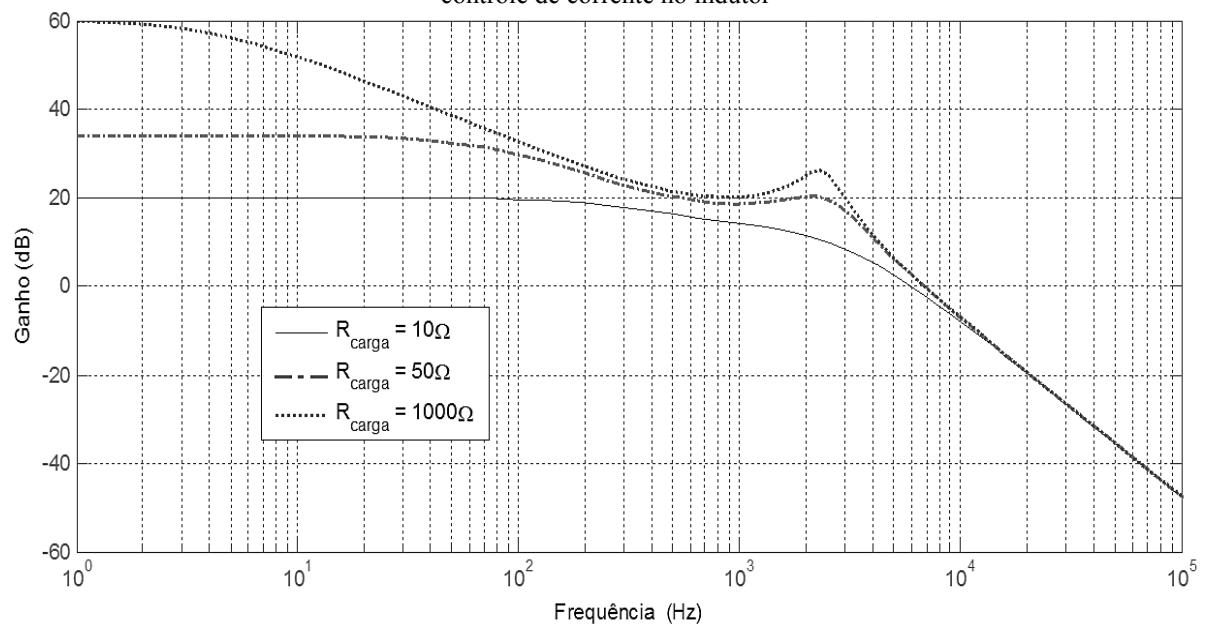
Figura 4.10 - Diagrama de Bode do comportamento contínuo da tensão de saída em função controle de tensão e distúrbio após a estabilização usando controle de corrente



Fonte: gráfico feito no software Matlab®

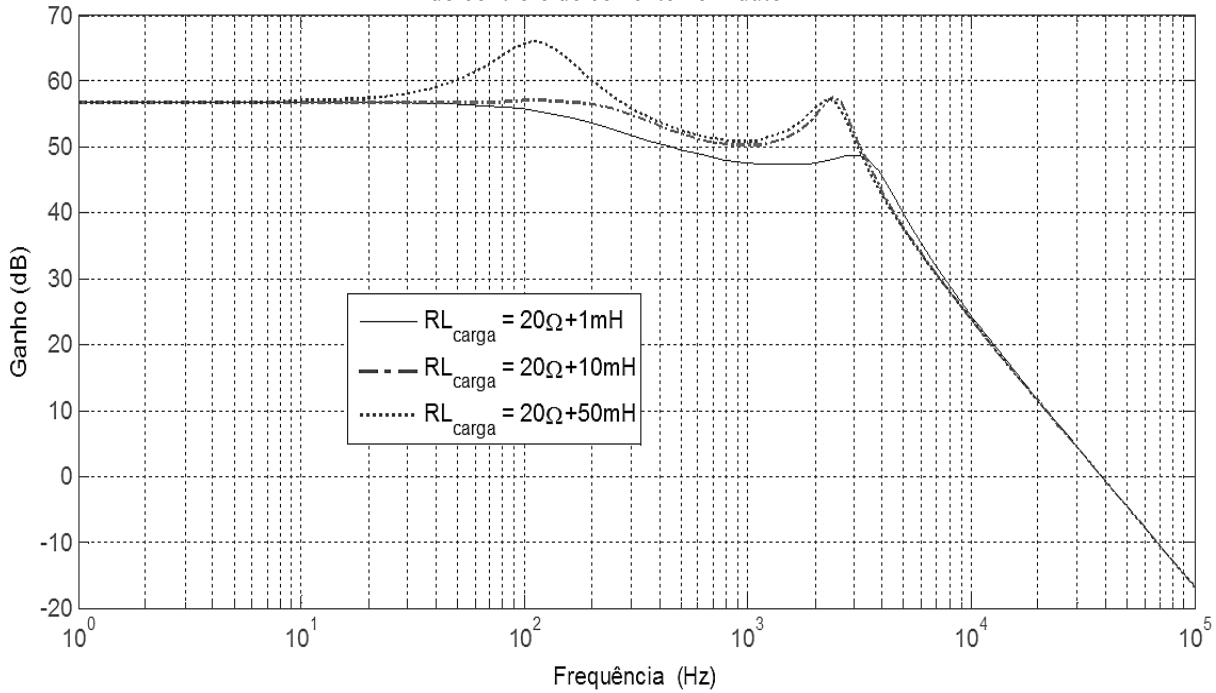
Essa maior estabilidade e menor ressonância na função de transferência $V_{Saída} / I_{LRef}$ pode ser visto na figura 4.11 em que é considerada a variação da carga puramente resistiva e na figura 4.12 na qual é mostra a influência da variação da indutância da carga RL série.

Figura 4.11 – Influência da resistência de carga sobre o ganho da função de transferência após inserção do controle de corrente no indutor



Fonte: gráfico feito no software Matlab®

Figura 4.12 – Influência da indutância da carga RL série sobre o ganho da função de transferência após inserção do controle de corrente no indutor



Com esse comportamento mais estável da função de transferência da planta, antes da inserção do controle de tensão de saída, espera-se que a UPS já possua um comportamento melhorado como resposta as cargas não lineares.

Além disso, devido à necessidade de aprimorar o controle e minimizar o erro do controle para determinadas harmônicas da tensão da saída, é proposto um controlador ressonante com múltiplas harmônicas de ressonância, escolhidas de acordo com as que ultrapassaram os valores estabelecidos pela norma IEC 61000-2-2 (2002) durante a simulação dos inversores e ensaios experimentais dos inversores. Os valores dos parâmetros dos controladores para a múltipla malha de controle, apenas na fundamental ou em múltiplas harmônicas do sinal de tensão, estão listados na tabela 4.5.

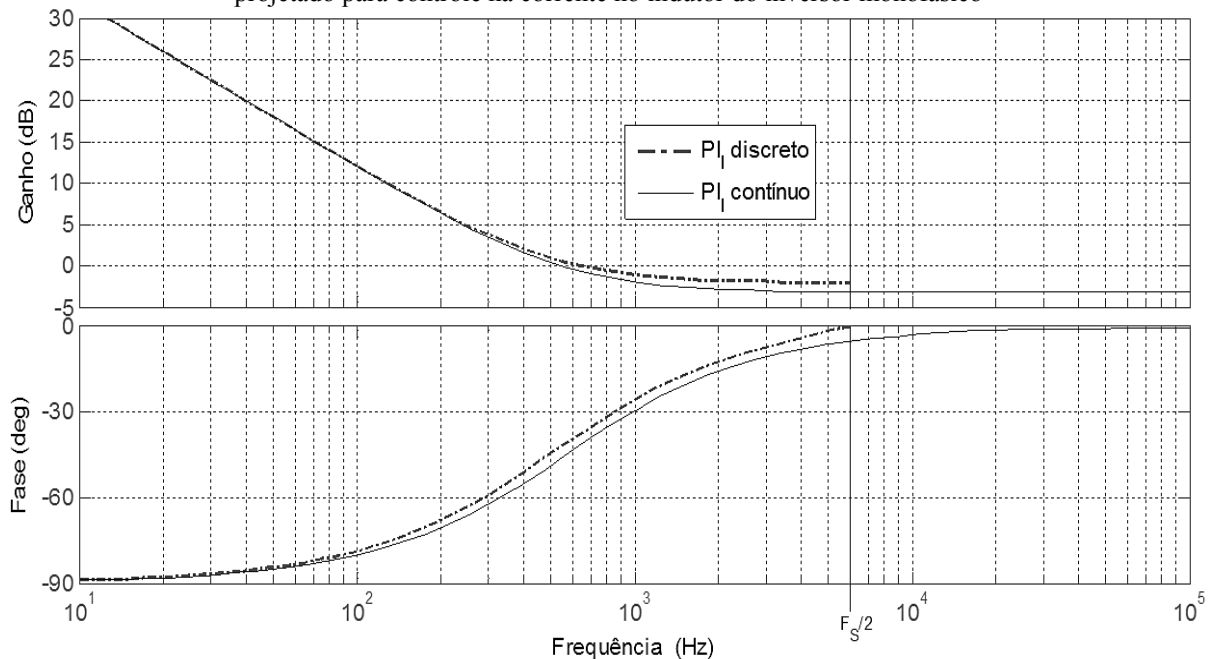
Tabela 4.5 – Parâmetro dos controladores discretos multimalhas com UPS a vazio

Parâmetro do controlador		Monofásico	Trifásico
Malha de controle da corrente no indutor	Kz_P	0,694076028733	1,388152057466
	Kz_I	0,206949822811	0,413899645622
	Kz_D	0,0	0,0
Malha de controle da tensão de saída em 60Hz	Kz_P	0,097614007226	0,015661877393
	a_{Res}	0,064801829946	0,102468943011
	b_{Res}	1,999013283023	1,999013283023
Malha de controle da tensão de saída em múltiplas harmônicas de 60Hz	Kz_P	0,097614007226	0,015661877393
	a_{Res1}	0,002073380558	0,000358829486
	b_{Res1}	1,999013283023	1,999013283023
	a_{Res3}	0,006207890811	0,001074368263
	b_{Res3}	1,991137037674	1,991137037674
	a_{Res5}	0,010305888817	0,001783588050
	b_{Res5}	1,975477257601	1,975477257601
	a_{Res7}	0,014343824365	0,002482413132
	b_{Res7}	1,952216651796	1,952216651796
	a_{Res9}	0,018299300413	0,003166967364
	b_{Res9}	1,921622650063	1,921622650063

Fonte: autoria própria

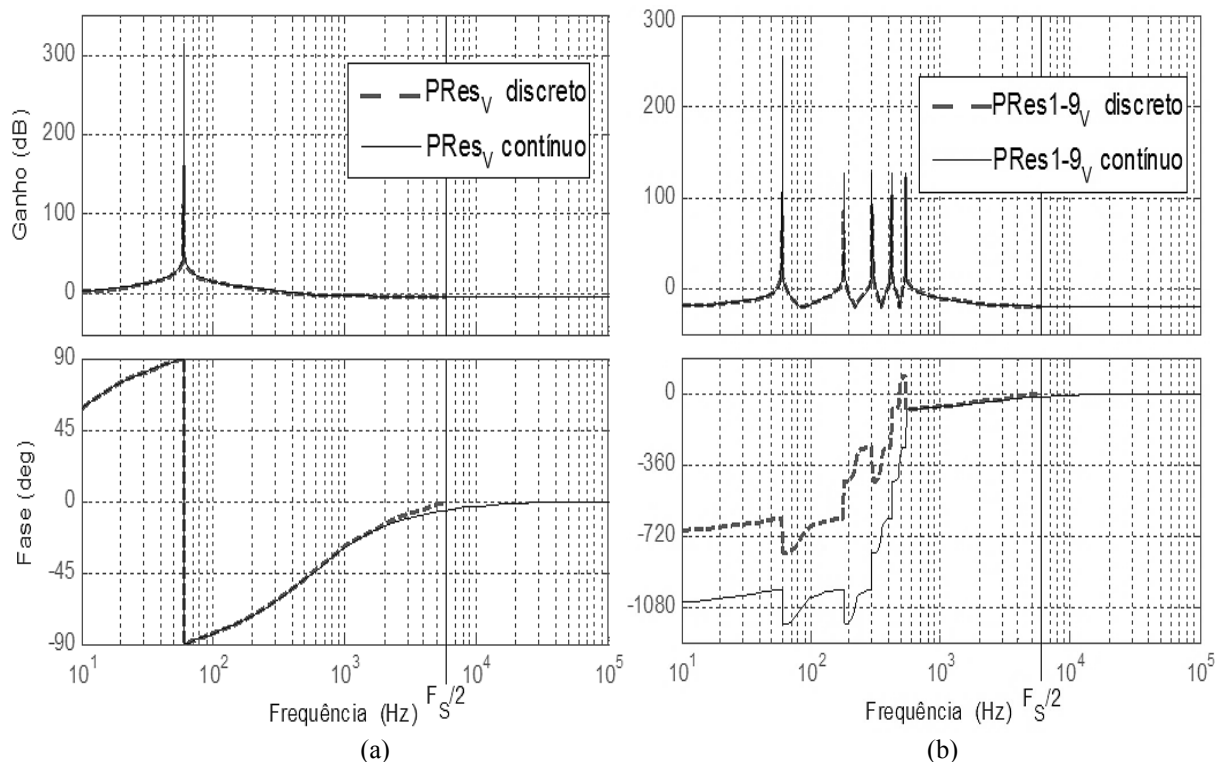
Como realizado anteriormente, abaixo é apresentada a comparação entre os controladores calculado no domínio de Laplace e seus equivalentes discretos para o controle de corrente (figura 4.13) e os diferentes controles de tensão (figura 4.14).

Figura 4.13 – Comparação da função de transferência do controlador discreto implementado e contínuo projetado para controle na corrente no indutor do inversor monofásico



Fonte: diagrama de Bode segundo Matlab®

Figura 4.14 – Comparação da função de transferência do controlador discreto implementado e contínuo projetado para controle da tensão (a) na harmônica fundamental e (b) em múltiplas harmônicas do inversor monofásico a vazio



Fonte: diagrama de Bode segundo Matlab®

Mostrando novamente que a maior diferença de ganho se encontra no controlador PI, devido ao método de discretização utilizado para sua implementação. Para o controlador ressonante apenas na frequência fundamental fica difícil diferenciar as duas curvas e no controlador ressonante em múltiplas harmônicas de tensão apenas se observa diferenças na fase do controlador discreto em comparação ao contínuo.

Adicionalmente, os parâmetros dos controladores também podem ser recalculados para otimizar o desempenho da UPS para cada tipo de carga (tabela 4.6 em que é mantido os valores dos parâmetros do controlador de corrente), porém, devido a realimentação de corrente, já é esperado que o controle externo de tensão consiga seguir a referência dada, mesmo que ainda não seja de maneira ótima.

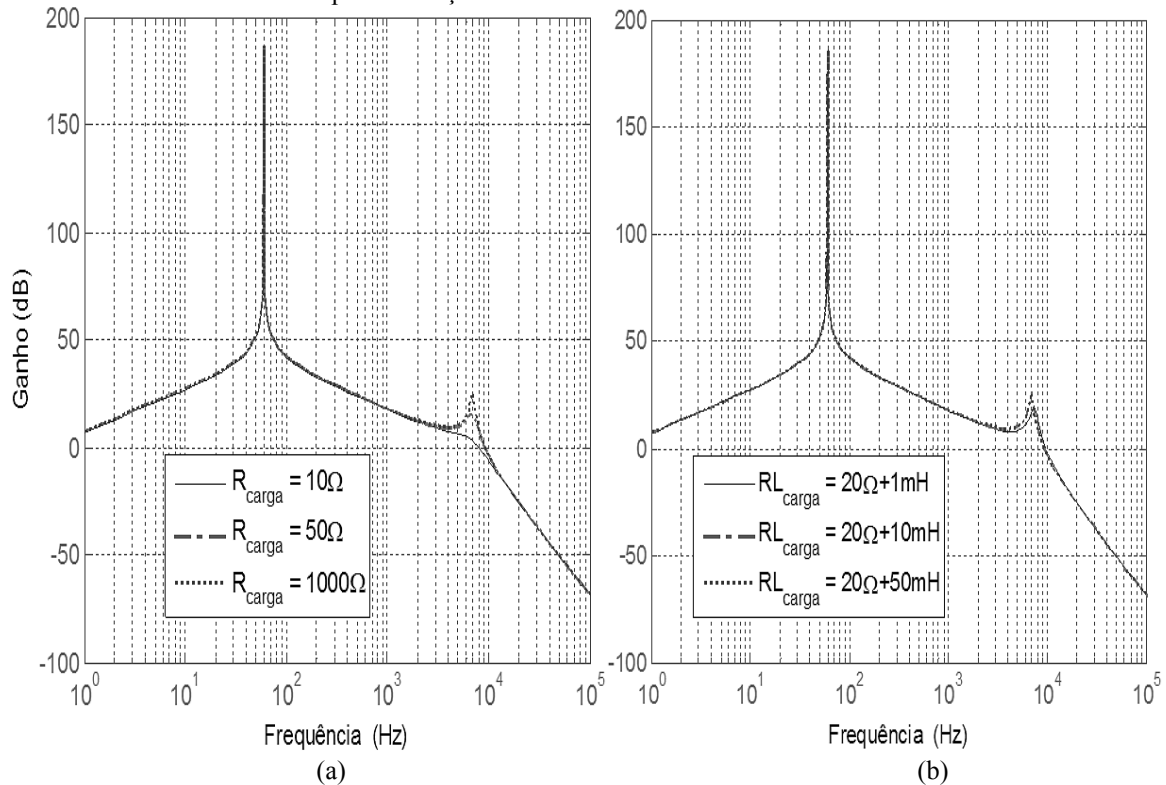
Tabela 4.6 – Parâmetro dos controladores discretos multimalhas com UPS a plena carga

Parâmetro do controlador		Monofásico		Trifásico	
		Carga resistiva	Carga RL série	Carga resistiva	Carga RL Série
Tensão em 60Hz	Kz_P	0,707458761431	0,079414952585	0,404570643091	0,036099052595
	a_{Res}	0,001870468401	0,047726740587	0,098396807149	0,077628828010
	b_{Res}	1,999013283023	1,999013283023	1,999013283023	1,999013283023
Tensão em múltiplas harmônicas de 60Hz	Kz_P	0,707458761431	0,079414952585	0,404570643091	0,036099052595
	a_{Res1}	0,016208597305	0,001819477059	0,009269123506	0,000827065885
	b_{Res1}	1,999013283023	1,999013283023	1,999013283023	1,999013283023
	a_{Res3}	0,048530021124	0,005447680539	0,027752602591	0,002476310819
	b_{Res3}	1,991137037674	1,991137037674	1,991137037674	1,991137037674
	a_{Res5}	0,080566011418	0,009043843013	0,046072852338	0,004110991117
	b_{Res5}	1,975477257601	1,975477257601	1,975477257601	1,975477257601
	a_{Res7}	0,112132465051	0,012587298201	0,064124590677	0,005721712664
	b_{Res7}	1,952216651796	1,952216651796	1,952216651796	1,952216651796
	a_{Res9}	0,143054293739	0,016058391773	0,081807690808	0,007299541338
	b_{Res9}	1,921622650063	1,921622650063	1,921622650063	1,921622650063

Fonte: autoria própria

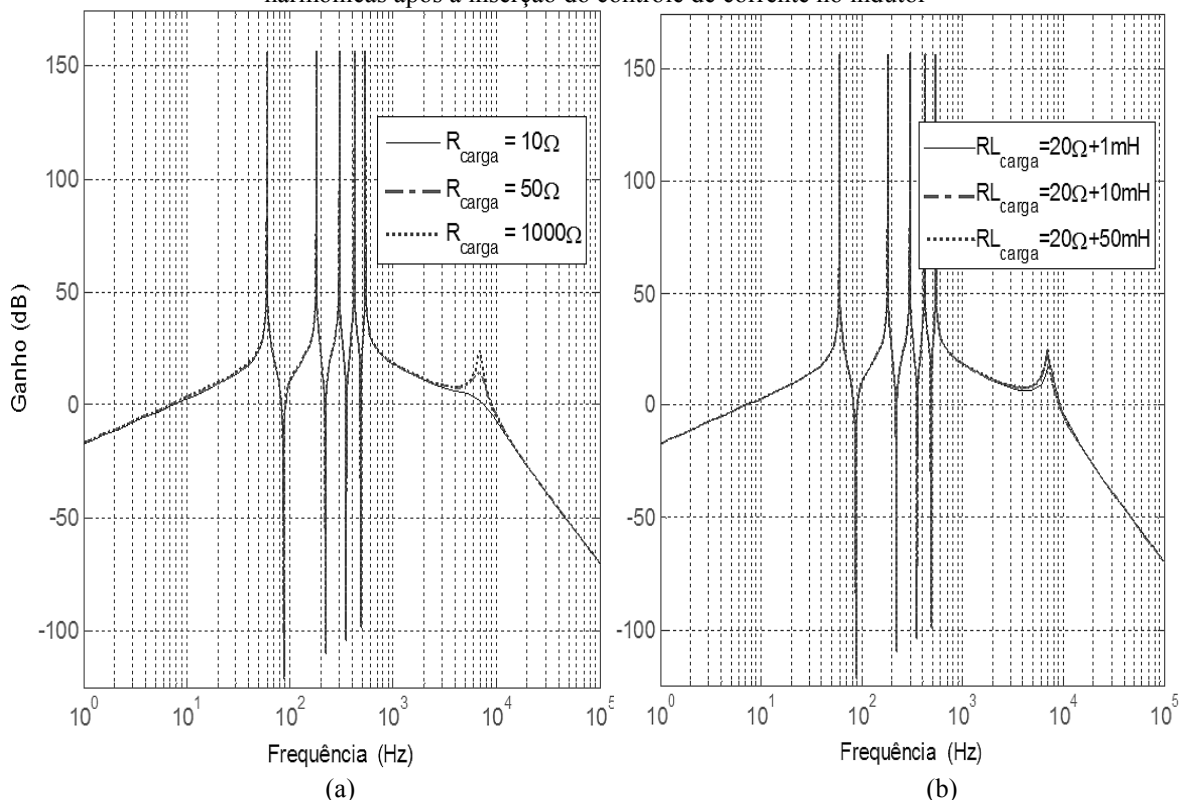
Após fechar-se a realimentação de corrente e inserir o controle de tensão, é possível visualizar a função de transferência $V_{Saída}/V_{Erro}$, sendo possível analisar a resposta esperada para o sistema a carga tipo de carga e suas variações (figura 4.15).

Figura 4.15 – Influência da carga (a) resistiva e (b) RL série no controle de tensão ressonante de única harmônica após a inserção do controle de corrente no indutor



Fonte: diagrama de Bode segundo Matlab®

Figura 4.16 – Influência da carga (a) resistiva e (b) RL série no controle de tensão ressonante de múltiplas harmônicas após a inserção do controle de corrente no indutor



Fonte: diagrama de Bode segundo Matlab®

Comparando as duas figuras anteriores com as figura 4.7 e 4.8 se observa uma variação mínima entre as curvas das funções de transferência para as diferentes tipos e valores de carga. Além disso, a ressonância encontrada nessas funções de transferência está acima de 6kHz, já sendo uma frequência que não contribui para o THD (IEC 61000-3-2, 2009) e seu ganho é menor que os encontrados para o controle em única malha (figura 4.7 e 4.8).

Assim, é mostrado que a adição do controle de corrente juntamente com o de tensão tende a tornar o sistema muito mais estável.

5 SIMULAÇÃO DOS INVERSORES

Para simulação utilizou-se o *software* PSIM® da empresa Powersim Inc.®, o qual permite a simulação de circuitos elétricos de potência em conjunto com blocos escritos em linguagem C ou funções compiladas em arquivos DLL. O segundo método foi escolhido, por assim ser possível escrever bibliotecas de códigos que pudessem ser compiladas para o simulador e para o DSP, obtendo-se resultados semelhantes e validando o código a ser usado no protótipo ainda no simulador.

Outra questão tratada com cautela foi o passo de simulação (período de integração utilizado internamente no simulador). O sistema real mistura sistemas discretos (controlador, conversor AD e lógicas de cálculo) com sinais contínuos (a tensão e corrente da planta a ser controlada), ou seja, os capacitores e indutores continuam armazenando energia entre dois instantes de aquisição de sinais. Como a frequência de aquisição em ambos os casos (simulação e protótipo) foi de 12kS/s, utilizou-se um passo de simulação pelo menos 100 vezes menor que o período dessa frequência; de forma que o comportamento discreto nos elementos (capacitores e indutores) no simulador fosse visto como o mais próximo do contínuo para o controle simulado.

Também se utilizou ganhos e saturadores para a entrada do controlador, representando a função de transferência do sensor real e o sistema de aquisição (placas e DSP). Os valores desses elementos em simulação, juntamente com demais parâmetros e constantes do sistema são arrolados na tabela 5.1. Para isso foram desprezados possíveis atrasos de sinal.

Tabela 5.1 – Constantes utilizadas em simulação

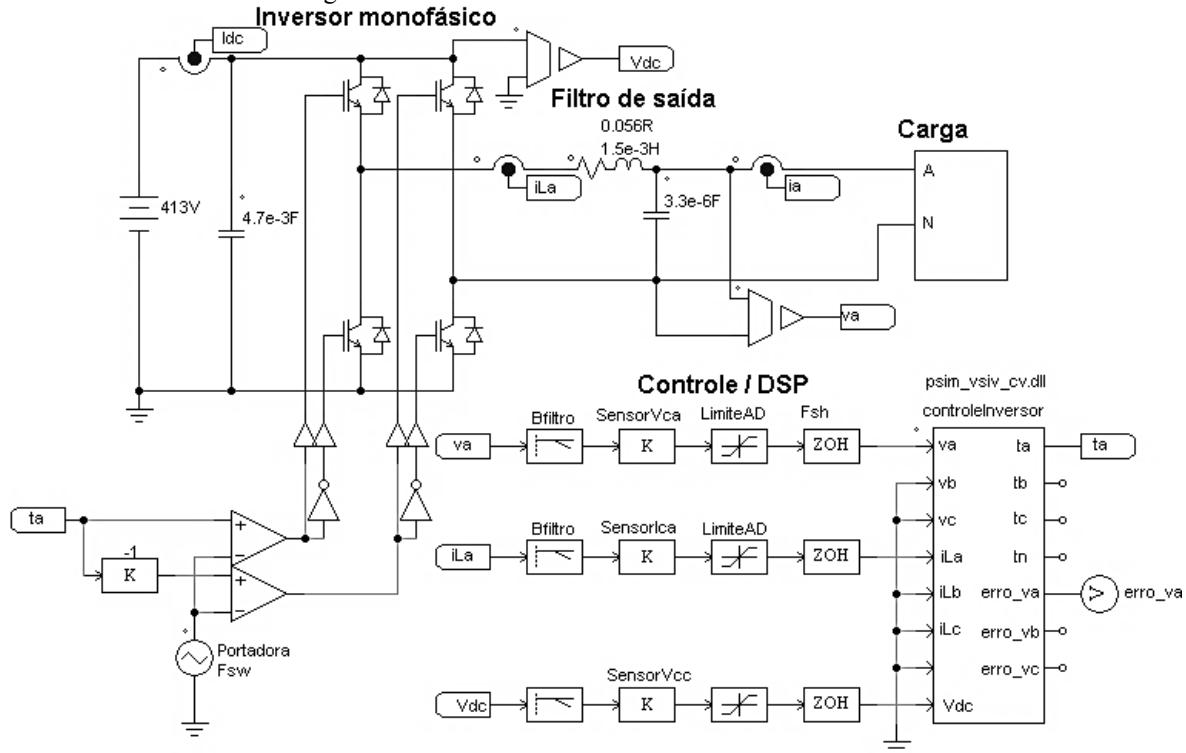
Constante	Valor	Descrição
Fsh	12kS/s	Frequência de amostragem do sistema
Fsw	12kHz	Frequência da portadora do PWM
SensorVcc	1/500	Ganho do sensor de tensão contínua
SensorVca	1/350	Ganho dos sensores de tensão alternada
SensorIca	1/35	Ganho dos sensores de corrente
LimiteAD	$\pm 1,0$	Limite dos sinais impostos pela saturação do sistema de aquisição
Bfiltro	12kHz	Filtro para atenuar as harmônicas oriundas do chaveamento
	0,8333 μ s	Passo de simulação

Fonte: constantes físicas do sistema

5.1 Inversor monofásico

Para validar os controladores, código e seus parâmetros, e o controle como um todo, primeiramente foi simulado um inversor monofásico de 1kVA, 127V, 60Hz, representando a saída de potência da UPS (figura 5.1).

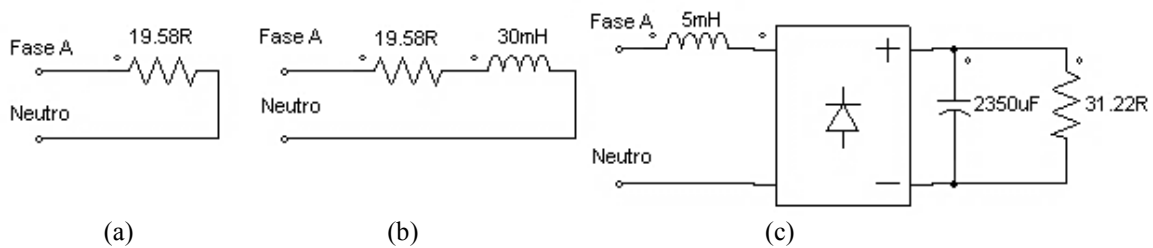
Figura 5.1 – Circuito do inversor monofásico simulado



Fonte: simulação no software PSIM®

Sendo testado cada um dos controladores para as cargas linear resistiva, resistivo-indutiva série (RL série) e não linear (retificador com filtro capacitivo), apresentadas na figura 5.2, todas com potência aparente próxima à nominal da UPS e com os valores de componentes utilizados durante os ensaios práticos.

Figura 5.2 – Carga monofásica (a) resistiva, (b) RL série e (c) não linear alimentadas pela UPS monofásica

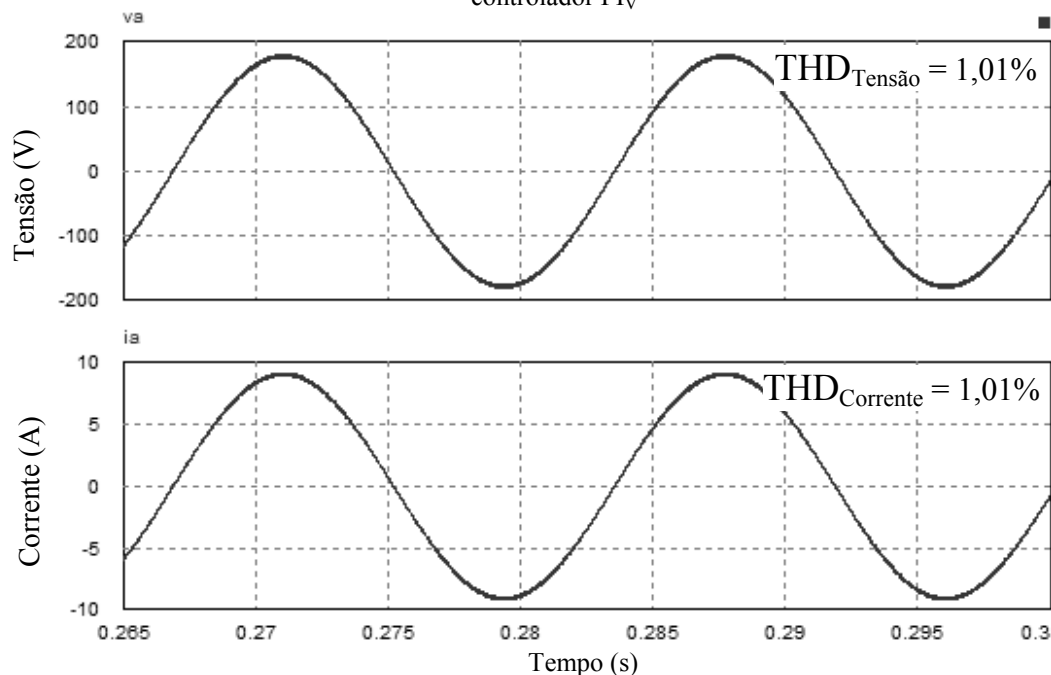


Fonte: autoria própria

Iniciaram-se as simulações pelos controladores de uma única malha de controle (conforme diagrama da figura 4.5) para se verificar o comportamento e influência da carga, pois já é esperado um comportamento insatisfatório desse tipo de controlador devido ao fato que o conjunto planta mais controlador ter sua função de transferência fortemente influenciada pela carga (conforme figura 4.7 e figura 4.8 da seção de projeto dos controladores).

A figura 5.3 apresenta os sinais de tensão de saída va da UPS monofásica e a corrente ia da carga resistiva para o controle do tipo PI de tensão de saída (PI_V).

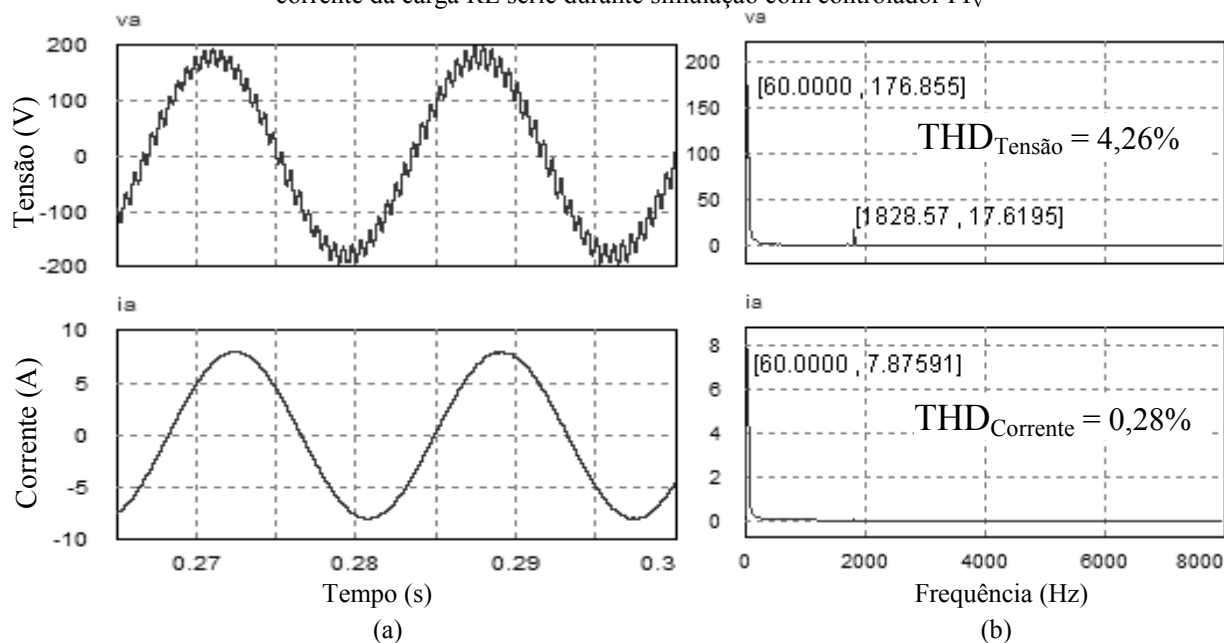
Figura 5.3 – Tensão da saída da UPS monofásica e corrente da carga resistiva durante simulação com controlador PI_V



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

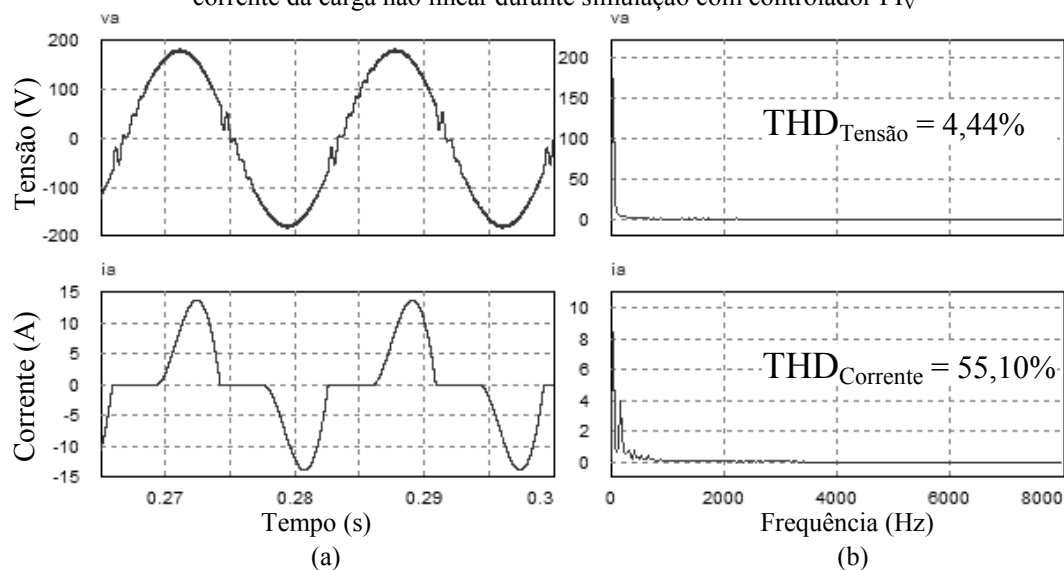
Em simulação constata-se um bom comportamento do controlador de única malha para a carga resistiva; porém, esse controlador não apresenta um comportamento ótimo ao se alimentar a carga RL série (figura 5.4) e não linear (figura 5.5), mostrado pelo THD de tensão e oscilação presente no momento em que a carga não linear não drena corrente da UPS.

Figura 5.4 – (a) Comportamento no tempo e (b) Conteúdo harmônico da tensão de saída da UPS monofásica e corrente da carga RL série durante simulação com controlador PI_V



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

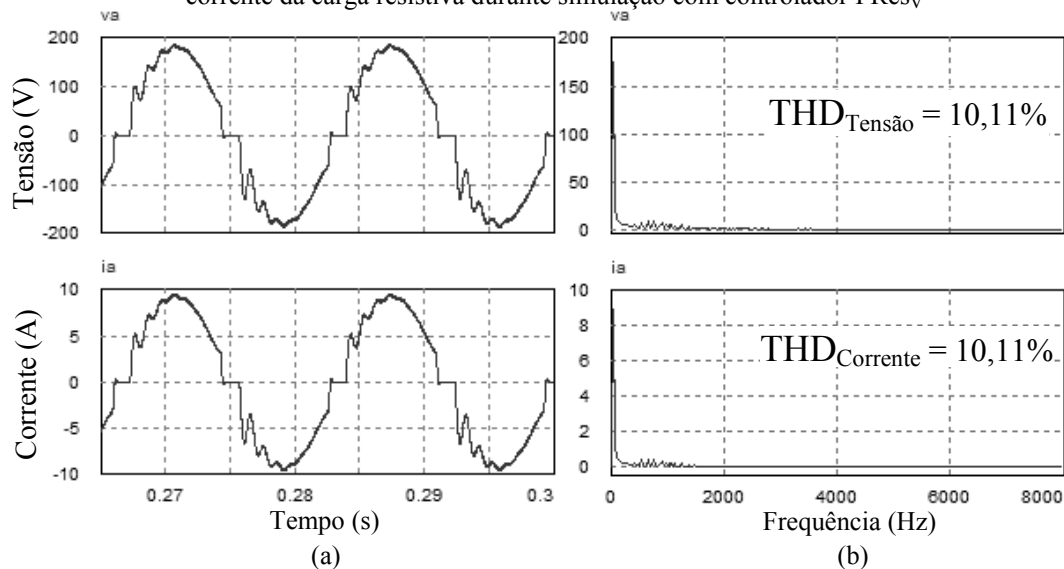
Figura 5.5 – (a) Comportamento no tempo e (b) Conteúdo harmônico da tensão de saída da UPS monofásica e corrente da carga não linear durante simulação com controlador PI_V



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Esse mesmo estudo foi realizado com o controle em única malha usando o controlador ressonante ($PRes_V$), apresentando, em simulação, um comportamento bastante oscilatório. A figura 5.6 apresenta o resultado para a carga resistiva. As cargas RL série e não linear não foram simuladas para esse tipo de controlador, visto que já apresenta um resultado insatisfatório para a carga de comportamento mais estável para o controle.

Figura 5.6 – (a) Comportamento no tempo e (b) Conteúdo harmônico da tensão de saída da UPS monofásica e corrente da carga resistiva durante simulação com controlador $PRes_V$



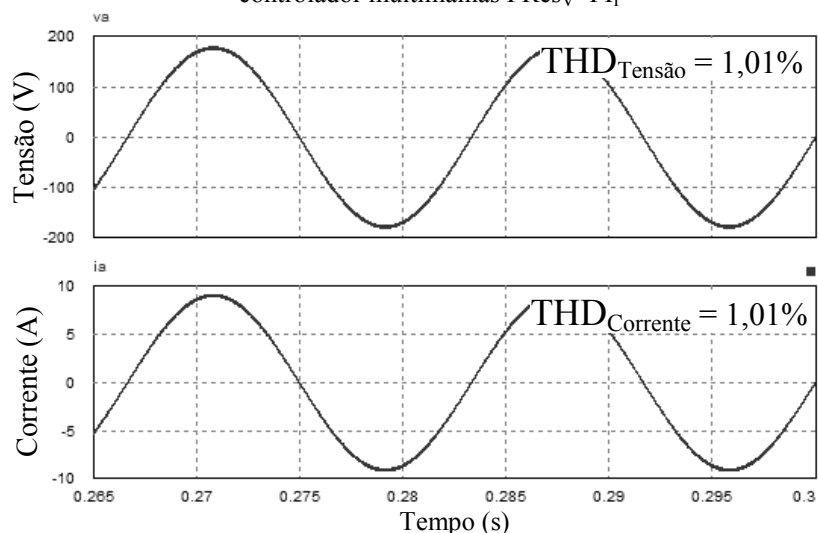
Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Esse comportamento fortemente oscilatório do controlador $PRes_V$ deve-se a sua função de transferência (figura 4.6 (b)), que apenas acrescenta um ganho em sua frequência de ressonância e banda lateral, o que se mostrou insuficiente para o comportamento estável da planta. Já o controlador PI_V (figura 4.6 (a)) acrescenta um ganho inversamente proporcional a

frequência, sendo grande para frequências baixas, o que faz com que o controlador se comporte melhor as pequenas variações (degraus) da forma de onda senoidal discreta a ser sintetizada.

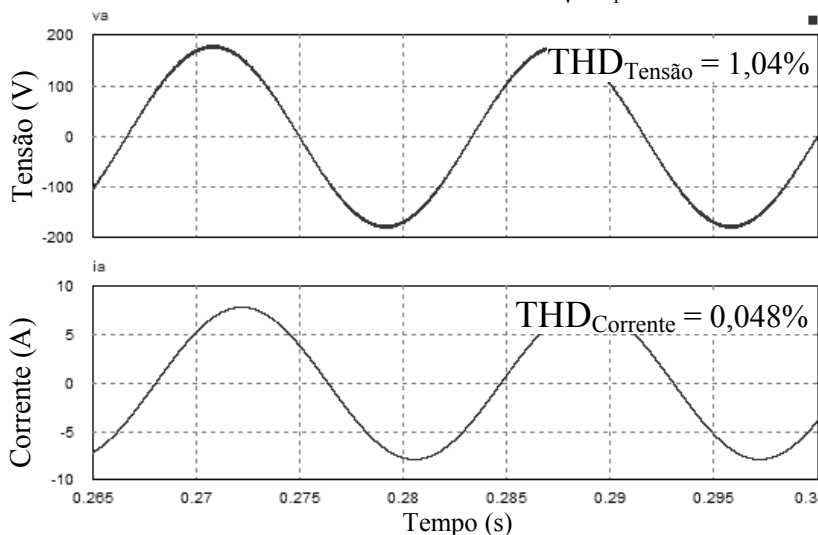
A fim de diminuir a influência da carga sobre o sistema de controle e melhorar o sinal de tensão de saída, foi simulado o mesmo diagrama de potência utilizando um controle com dupla malha (anteriormente mostrado na figura 4.9), controlando internamente a corrente no indutor do filtro de saída através de um PI e externamente a tensão de saída através de um controlador ressonante ($PR_{esV}+PI_I$). Com esse controlador foi alimentada as três cargas padrões, a resistiva pura (figura 5.7), a RL série (figura 5.8) e a não linear (figura 5.9), com um comportamento menos oscilatório que utilizando o controle PI_V .

Figura 5.7 – Tensão da saída da UPS monofásica e corrente da carga resistiva durante simulação com controlador multimalhas $PR_{esV}+PI_I$



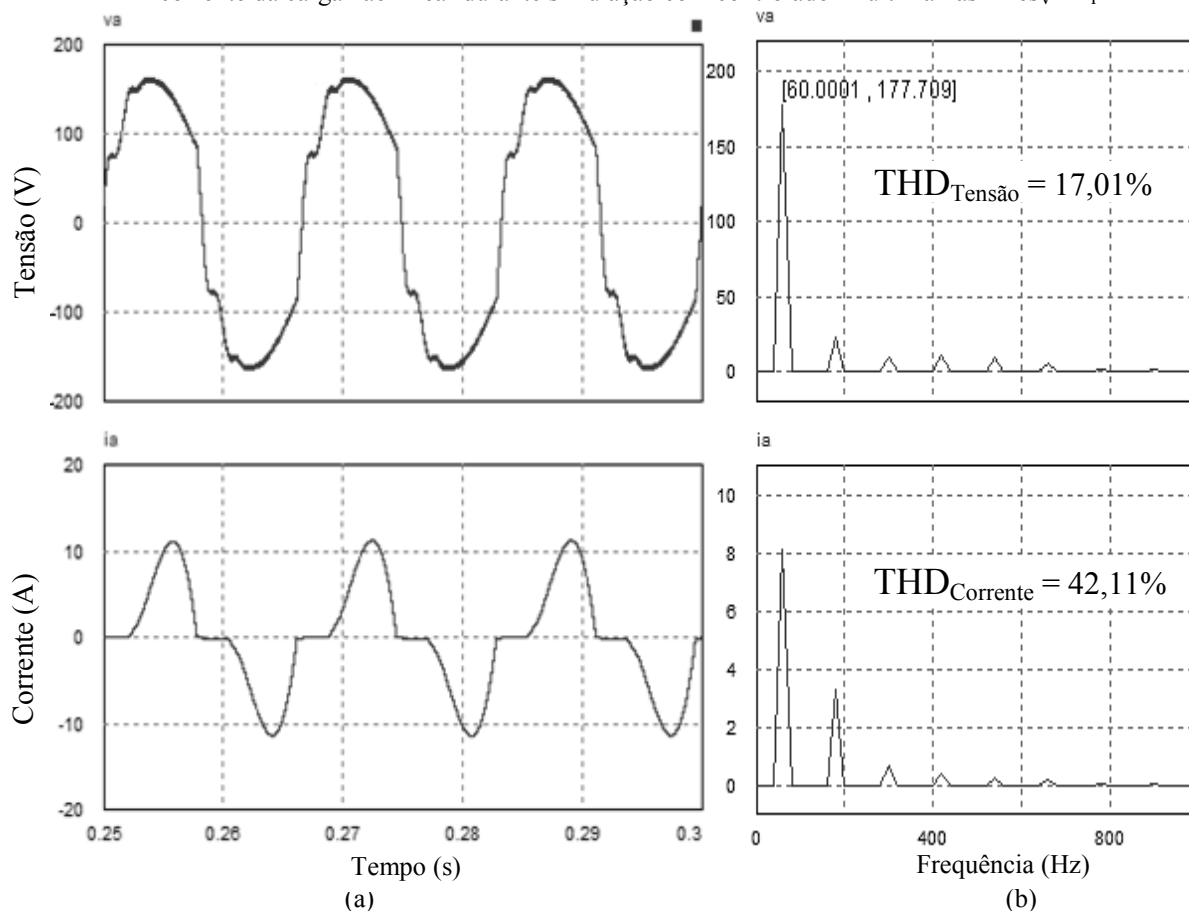
Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Figura 5.8 – Tensão da saída da UPS monofásica e corrente da carga RL série durante simulação com controlador multimalhas $PR_{esV}+PI_I$



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Figura 5.9 – (a) Comportamento no tempo e (b) Conteúdo harmônico da tensão de saída da UPS monofásica e corrente da carga não linear durante simulação com controlador multimalhas $PR_{esV}+PI_I$



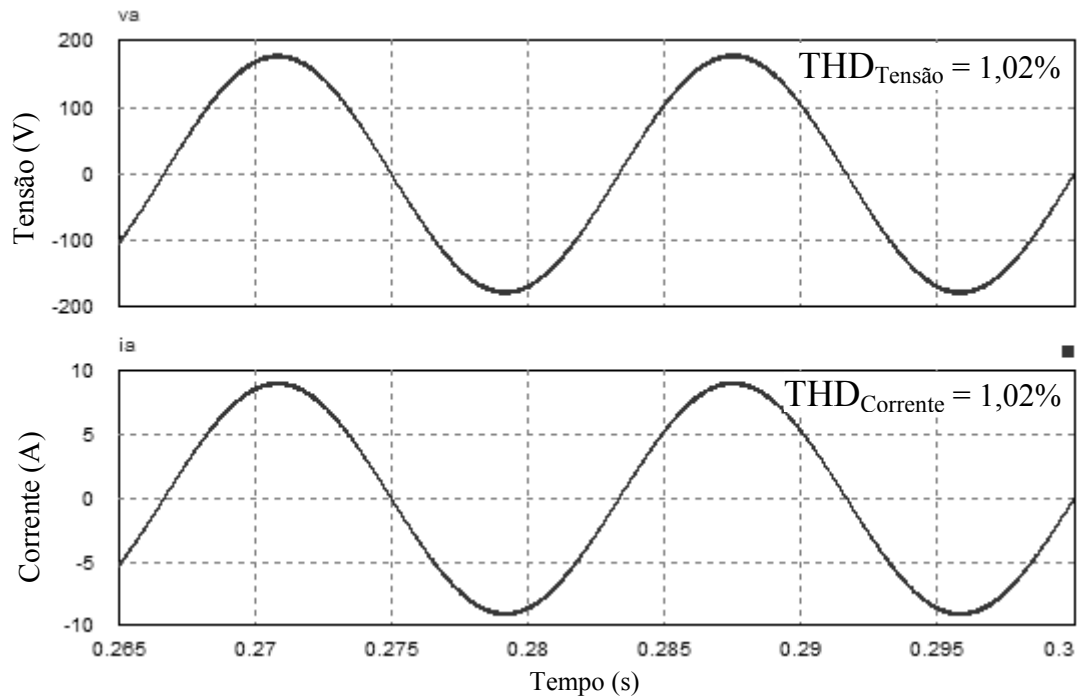
Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Comparando os resultados dos dois controles anteriores (PI_V e $PR_{esV}+PI_I$) ao alimentar as duas cargas lineares, observa-se uma diminuição do THD de tensão no caso da carga RL série e o mesmo valor para a carga resistiva, ambos abaixo do limite estabelecido pela norma IEC 61000-2-2 (2002). Já ao observar o comportamento da tensão ao alimentar uma carga não linear, não só o THD ultrapassa o limite de 8% (IEC 61000-2-2, 2002) como o limite individual de várias harmônicas é ultrapassado. Esse comportamento é devido a interação do controle com as harmônicas superiores de corrente, o que faz com que uma parcela delas acabe se refletindo no sinal de tensão. Para regularizar esse comportamento é proposto um controlador semelhante ao anterior, mas com múltiplas harmônicas de sintonia para o controlador ressoante (BUSO; MATTAVELLI, 2006), apresentado anteriormente na equação (2.9).

Assim, os próximos resultados se referem as mesmas cargas alimentadas por esse novo controlador (figura 5.10, figura 5.11 e figura 5.12) com o controle ressoante de tensão na 1ª, 3ª, 5ª, 7ª e 9ª harmônicas de tensão (componentes que ultrapassaram os limites

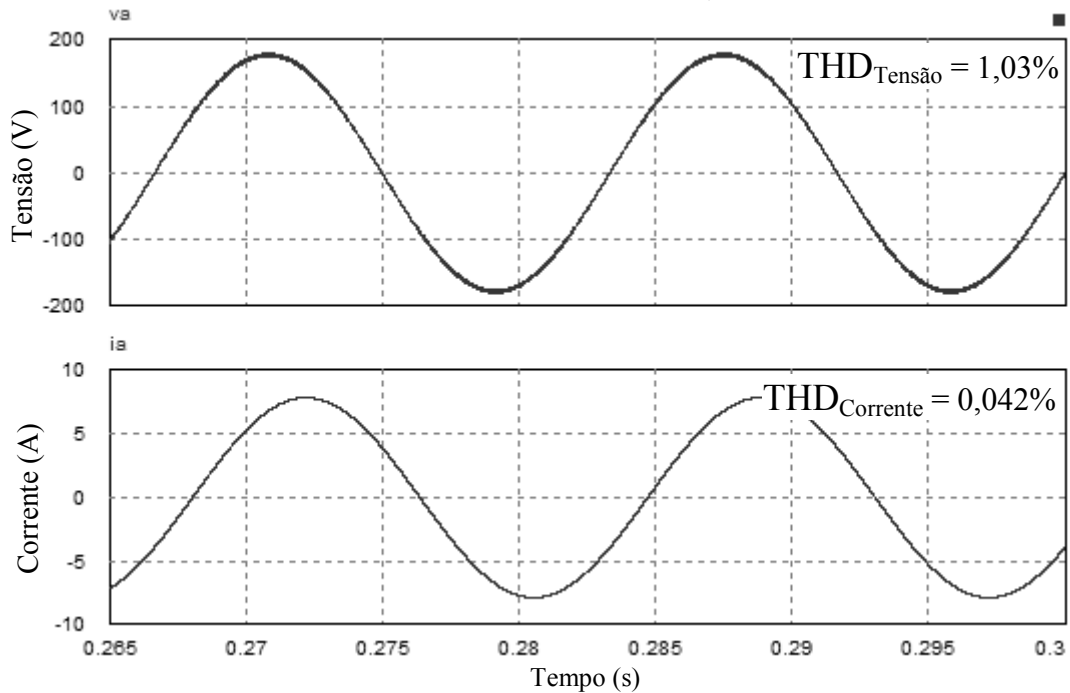
estabelecidos pela norma conforme mostrado nos ensaios experimentais dos inversores) mais controle PI de corrente no indutor ($P_{Res1-9V}+PI_I$).

Figura 5.10 – Tensão da saída da UPS monofásica e corrente da carga resistiva durante simulação com controlador multimalhas, $P_{Res1-9V}+PI_I$



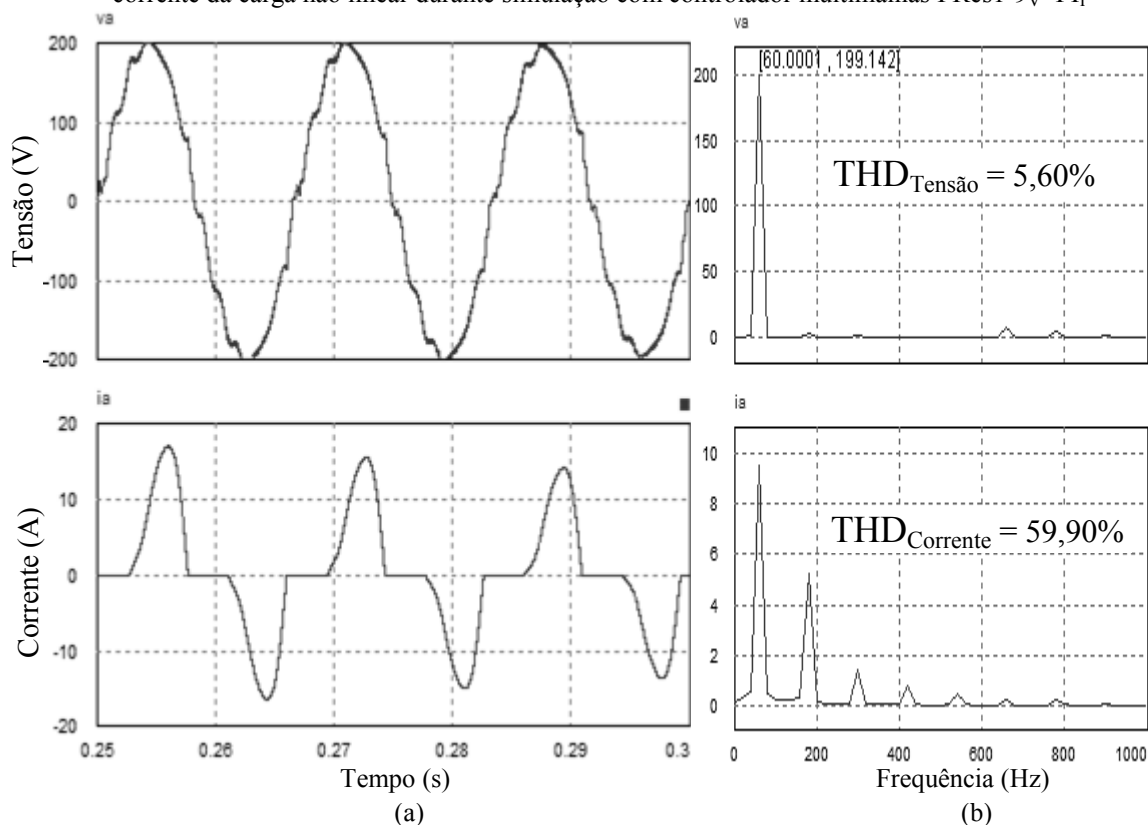
Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Figura 5.11 – Tensão da saída da UPS monofásica e corrente da carga RL série durante simulação com controlador multimalhas $P_{Res1-9V}+PI_I$



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Figura 5.12 – (a) Comportamento no tempo e (b) Conteúdo harmônico da tensão de saída da UPS monofásica e corrente da carga não linear durante simulação com controlador multimalhas PRes1-9_V+PI_I



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Observa-se uma grande melhora no THD da tensão de saída da UPS quando alimentando uma carga não linear (17,01% para 5,60%), ficando agora dentro dos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-2-2 (2002). Para as demais cargas, praticamente não há registro de alteração dos resultados.

A tabela 5.2 apresenta uma compilação dos resultados, sintetizando o porquê da escolha do controle multimalhas com controle ressonante em múltiplas harmônicas de tensão.

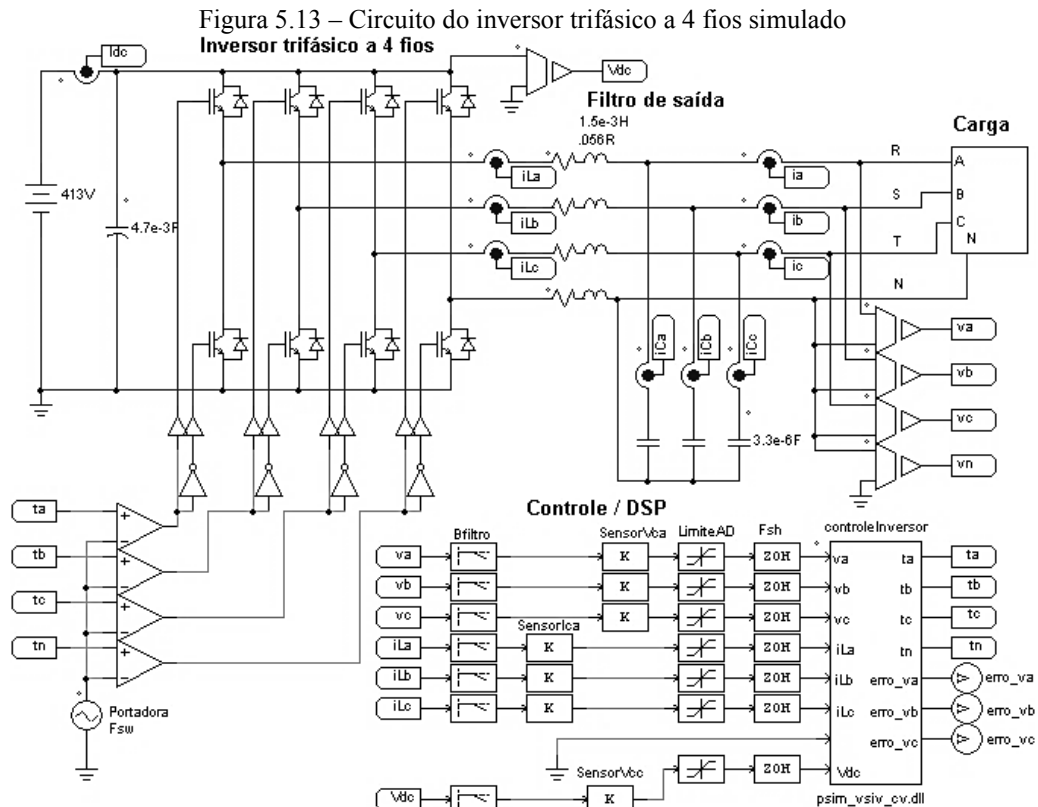
Tabela 5.2 – THD de tensão para os diferentes tipos de cargas alimentadas e controladores simulados para a UPS monofásica

Controlador	Carga		
	Resistiva	RL série	Não linear
PI de tensão (PI _V)	1,01%	4,26%	4,44%
Pres de tensão (Pres _V)	10,11%	(não simulado)	
Pres de tensão + PI de corrente (Pres _V +PI _I)	1,01%	1,04%	17,01%
Pres de tensão nas harmônicas 1, 3, 5, 7 e 9 + PI de corrente (Pres1-9 _V +PI _I)	1,02%	1,03%	5,60%

Fonte: simulação no *software* PSIM®

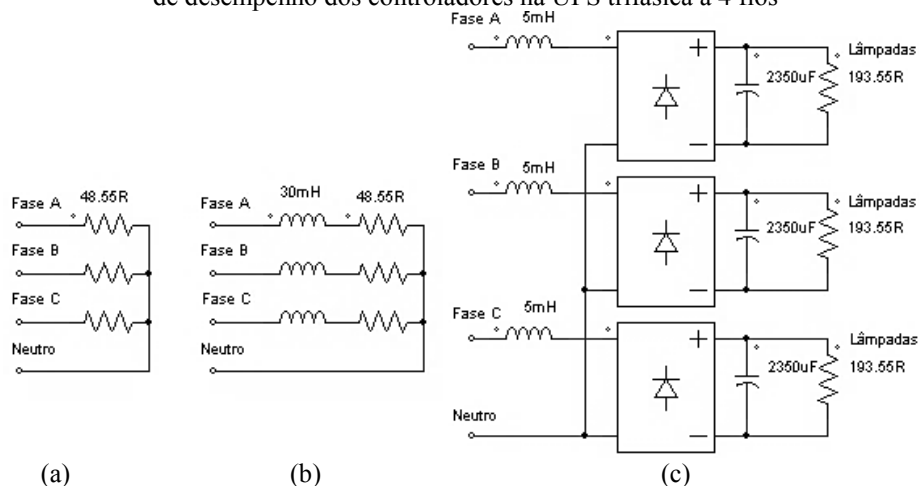
5.2 Inversor trifásico

Na figura 5.13 é apresentado o esquema de simulação do inversor de saída da UPS trifásica a 4 fios, o qual foi simulado utilizando cargas trifásicas padrões de 1kVA, 60Hz, 220/127V apresentadas na figura 5.14. Para o controle foi utilizada a mesma forma de projeto utilizada no controle da UPS monofásica, apenas modificando os ganhos dos controladores e acrescentando mais duas estruturas de controle para as fases extras, sendo o braço gerador do neutro sempre mantido com ciclo ativo de 50%.



Fonte: simulação no software PSIM®

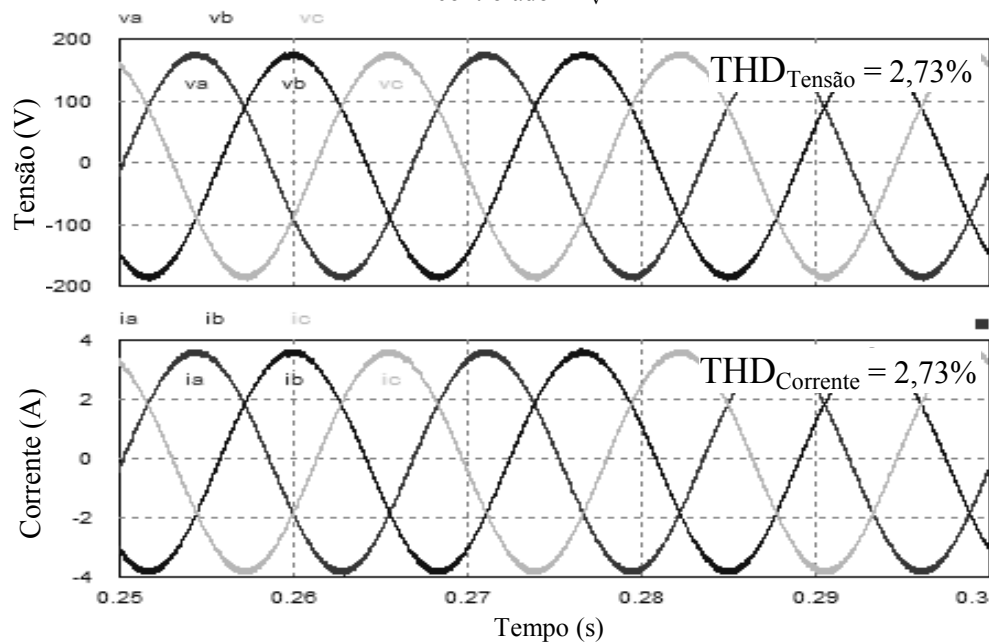
Figura 5.14 – Carga (a) resistiva, (b) RL série e (c) não linear de potência 1kVA utilizadas para ensaio de teste de desempenho dos controladores na UPS trifásica a 4 fios



Fonte: autoria própria

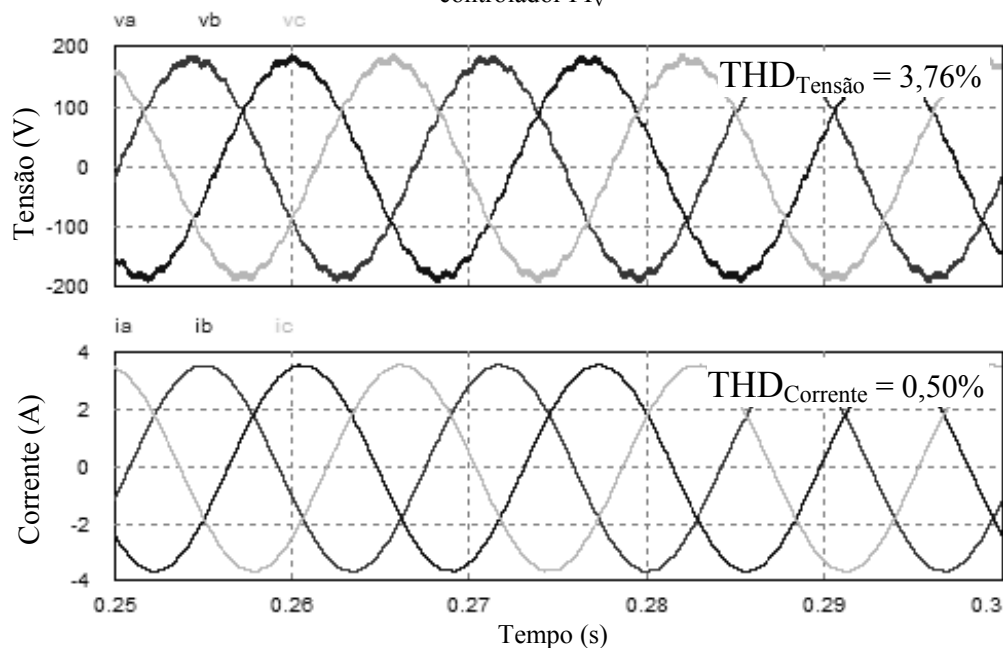
Assim como no inversor monofásico, primeiramente buscou-se compreender o comportamento do controlador mais simples, ou seja, o controle em única malha PI de tensão ao alimentar uma carga resistiva (figura 5.15), RL série (figura 5.16) e não linear (figura 5.17), todas balanceadas e com conexão a 4 fios. Em que v_a , v_b e v_c são as tensões de saída em relação ao neutro e i_a , i_b e i_c são as correntes da carga.

Figura 5.15 – Tensões da saída da UPS trifásica a 4 fios e correntes da carga resistiva durante simulação com controlador PI_V



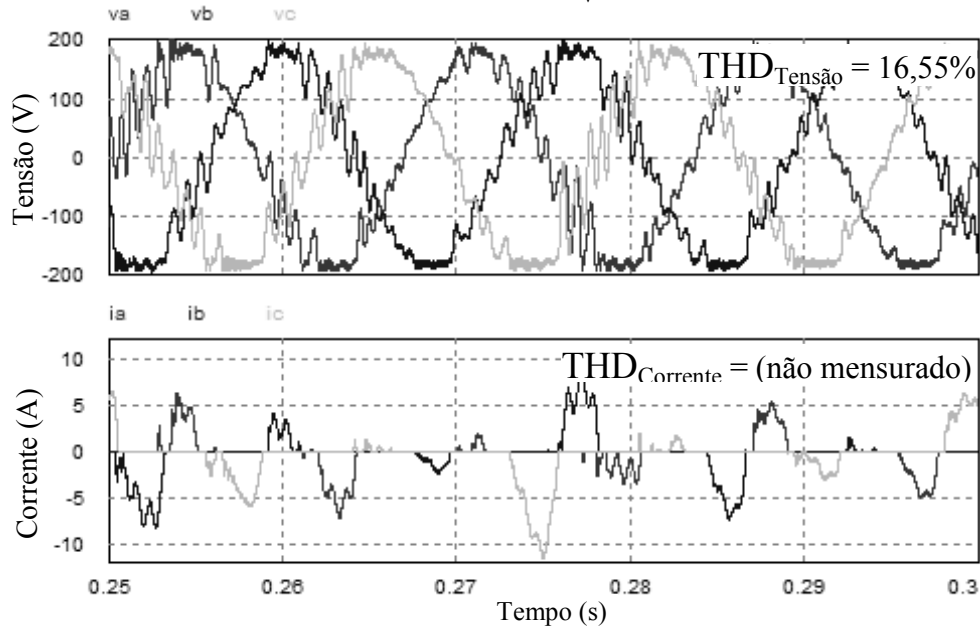
Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Figura 5.16 – Tensões da saída da UPS trifásica a 4 fios e correntes da carga RL série durante simulação com controlador PI_V



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

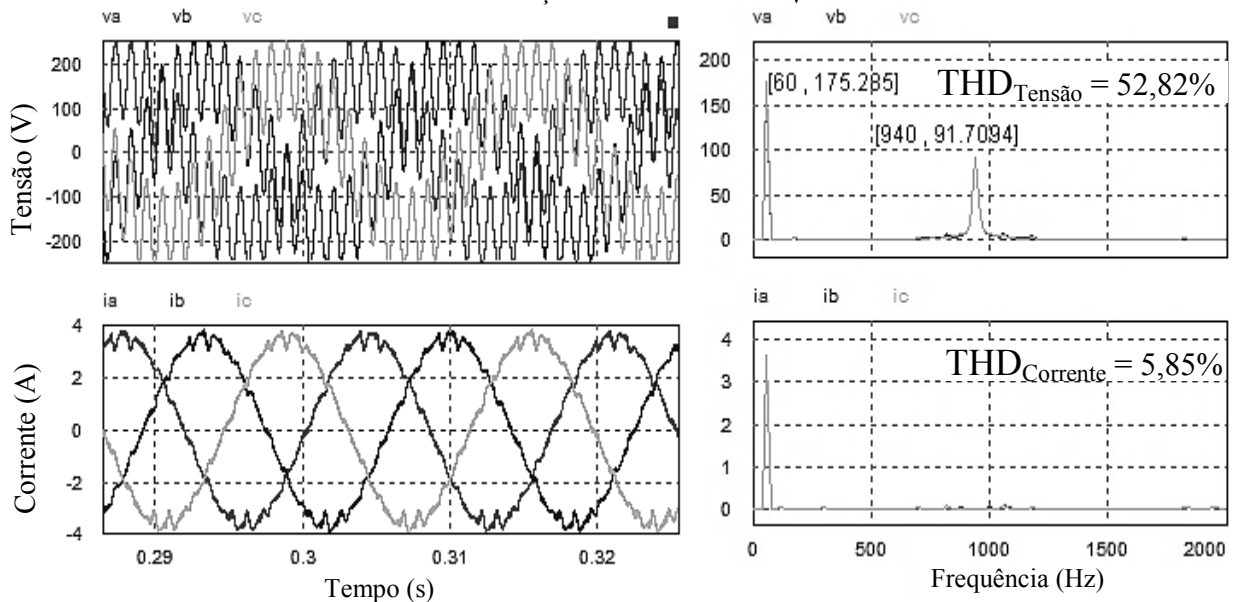
Figura 5.17 – Tensões da saída da UPS trifásica a 4 fios e correntes da carga não linear durante simulação com controlador PI_V



Fonte: resultado da simulação no software PSIM®

Adicionalmente verificou-se a resposta do sistema a uma carga resistiva balanceada, porém sem a conexão do condutor neutro (figura 5.18), na qual foi utilizada a mesma carga resistiva anterior sem a conexão do condutor central ao neutro do inversor.

Figura 5.18 – Tensões da saída da UPS trifásica a 4 fios e correntes da carga resistiva Y sem neutro durante simulação com controlador PI_V



Fonte: resultado da simulação no software PSIM®

Observa-se resultados semelhantes ao da UPS monofásica quanto é alimenta as cargas trifásicas balanceadas com neutro, sendo ainda mais acentuado o comportamento oscilatório ao alimentar a carga não linear, podendo-se identificar componentes homopolares em alguns instantes (visto que as oscilações das três fases encontram-se em fase). Isso se deve à iteração

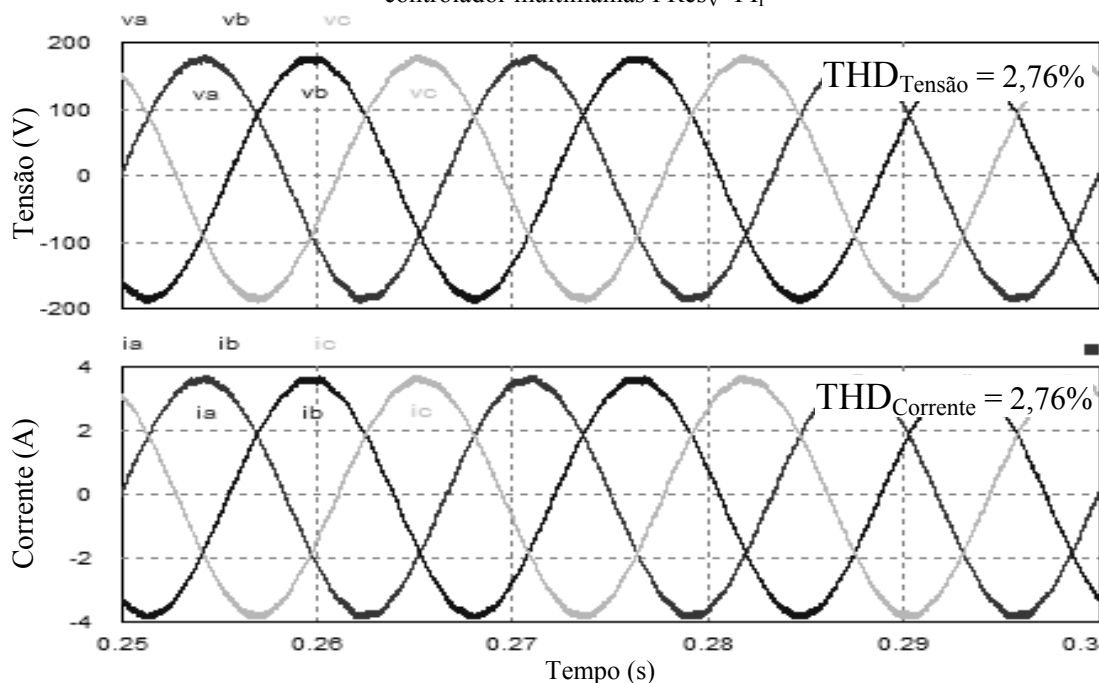
do controlador com harmônicas homopolares oriundas do sinal de corrente que acaba sobrecarregando o braço gerador do condutor neutro, fazendo com que as três tensões sofram o reflexo.

Quanto ao comportamento do sistema ao se alimentar a carga resistiva balanceada sem neutro, observa-se uma forte presença de componentes homopolares, confirmadas pelo fato do maior THD de tensão ser muito maior comparado ao de corrente para uma carga puramente resistiva. Esse comportamento indica uma incapacidade do controle de lidar com as harmônicas de modo comum do inversor trifásico, principalmente quando a corrente fluindo pelo neutro é mínima ou inexistente.

O controle ressonante de tensão em única malha não foi simulado para o caso trifásico, visto que seu resultado já foi insatisfatório caso monofásico (figura 5.6), apresentando valor de THD de tensão acima do limite da norma IEC 61000-2-2 (2002) e sinal bastante oscilatório.

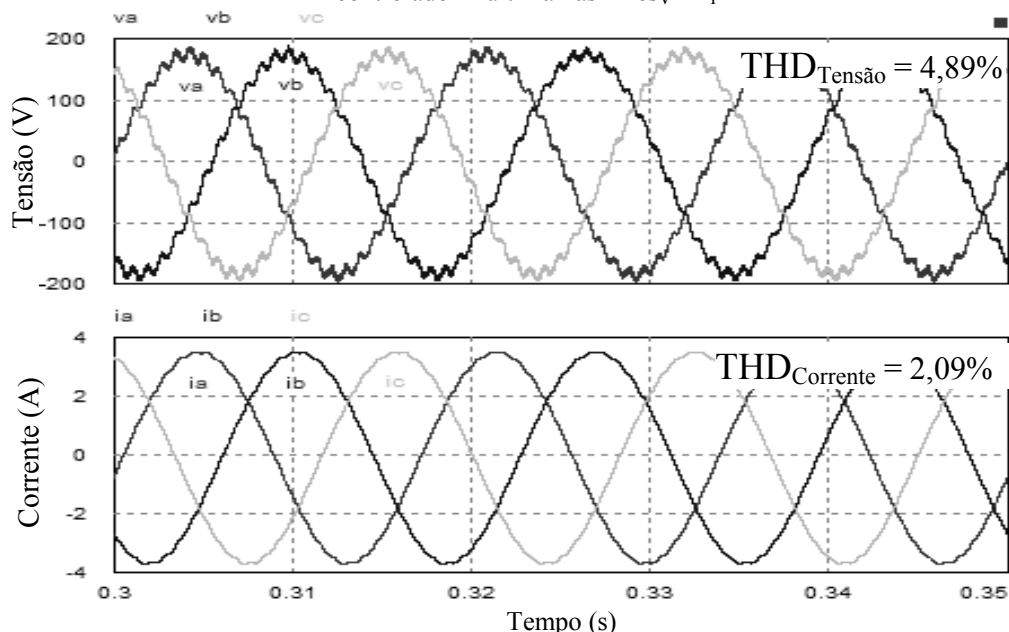
Tentando-se melhorar o comportamento da saída da UPS, abaixo é apresentado o a tensão de saída e corrente para as cargas resistiva (figura 5.19), RL série (figura 5.20) e não linear (figura 5.21), todas balanceadas e com conexão ao neutro utilizando o controle PI da corrente nos indutores e PRes das tensões apenas na harmônica fundamental ($PRes_V + PI_I$).

Figura 5.19 –Tensões da saída da UPS trifásica a 4 fios e correntes da carga resistiva durante simulação com controlador multimalhas $PRes_V + PI_I$



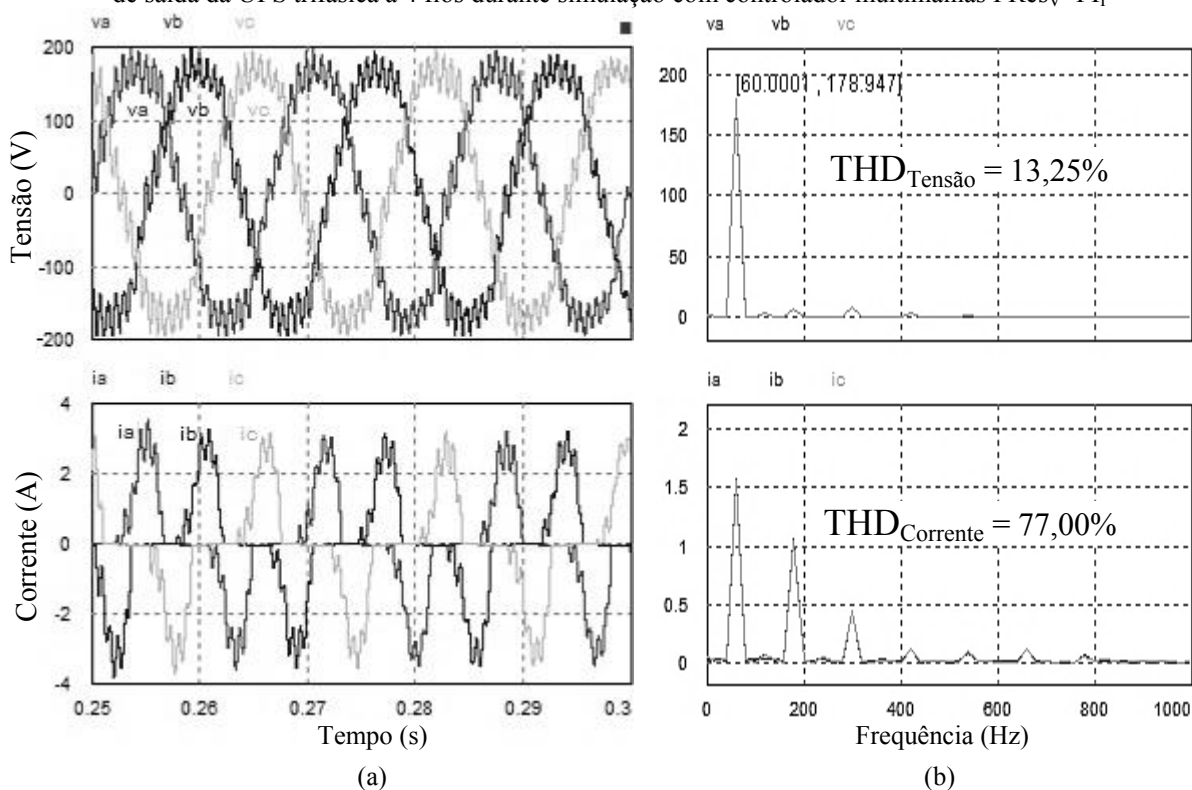
Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Figura 5.20 – Tensões da saída da UPS trifásica a 4 fios e correntes da carga RL série durante simulação com controlador multimalhas $PRes_V + PI_I$



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

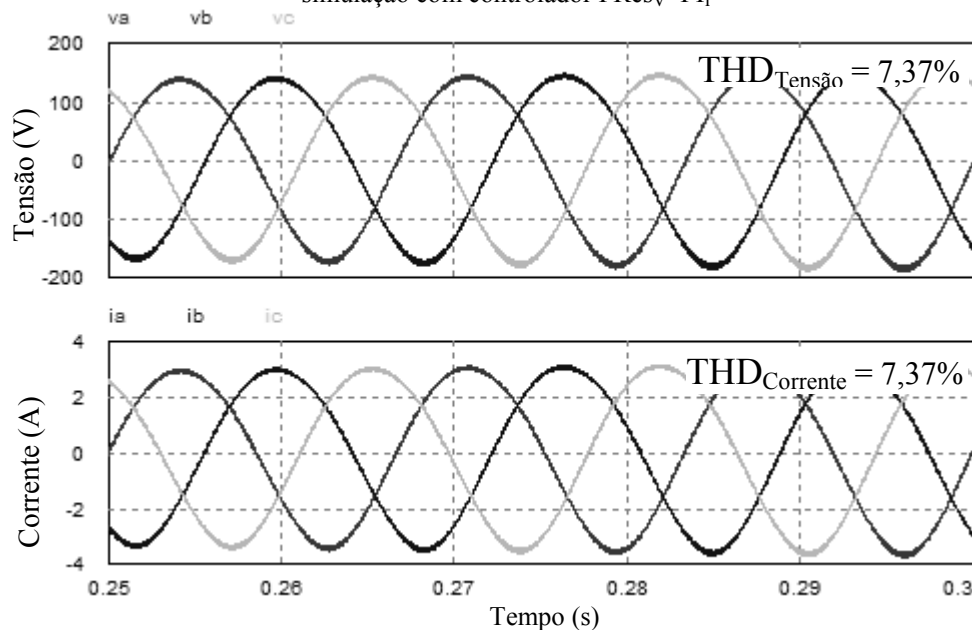
Figura 5.21 – (a) Comportamento no tempo e (b) Conteúdo harmônico da corrente da carga não linear e tensão de saída da UPS trifásica a 4 fios durante simulação com controlador multimalhas $PRes_V + PI_I$



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Também se verificou o comportamento ao se alimentar a carga resistiva balanceada sem neutro (figura 5.22), evidenciando a melhora no comportamento dos sinais de tensão comparado a mesma carga com o controle PI_V .

Figura 5.22 – Tensões da saída da UPS trifásica a 4 fios e correntes da carga resistiva Y sem neutro durante simulação com controlador $PRes_V + PI_I$



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Apesar do THD de tensão maior que na UPS monofásica ao alimentar uma carga resistiva pura, praticamente não houve diferença visível. Porém, observando os sinais de tensão das três fases ao se alimentar a carga RL série verifica-se o surgimento de componentes harmônicas homopolares de 1260Hz, podendo ser causadas pela interação do inversor mais carga RL com o controlador (figura 4.15 (b)). Na carga não linear ainda se observa o efeito da influência das harmônicas de corrente na tensão, efeito que foi eliminado no inversor monofásico. Esse dois fatos se deve ao controlador de dupla malha não conseguir lidar adequadamente com as correntes de modo comum, que fluem pelo neutro e acabaram sendo refletidas na tensão, porém os resultados apresentados já superam o desempenho do controlador de única malha.

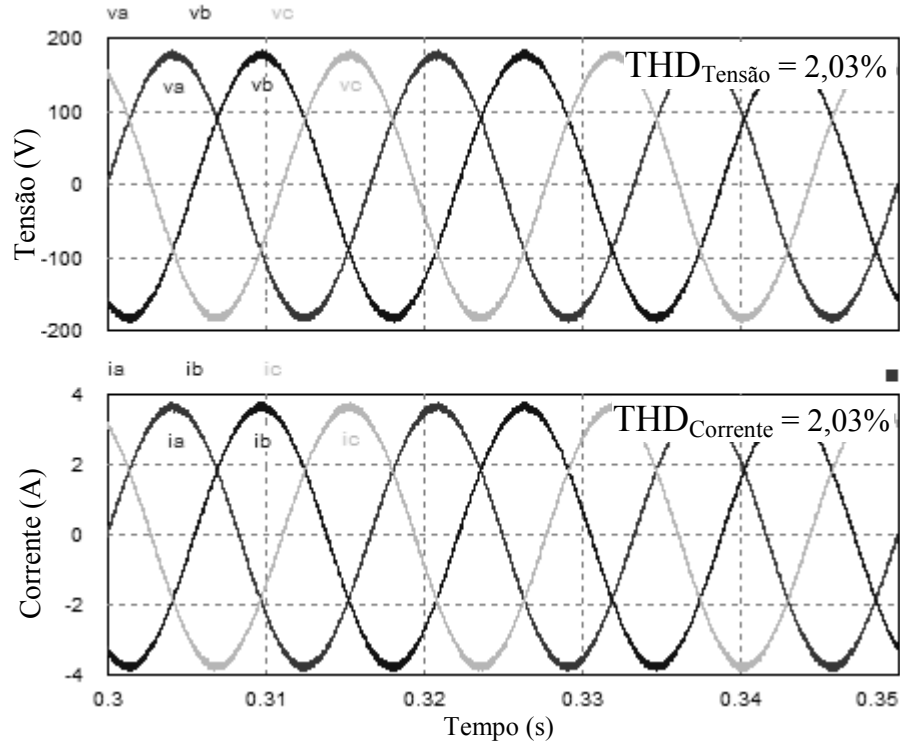
Quanto a carga resistiva sem neutro, verificou-se grande diminuição no THD de tensão (52,82% para 7,37%¹), porém, ainda se encontra presente uma componente de modo comum nos sinais de tensão, representado nesse caso pelo nível médio negativo.

Para diminuir conteúdo harmônico da tensão e tentar diminuir essa interação mútua entre as fases e o condutor neutro, causadora dos efeitos descritos acima, controlou-se a UPS trifásica com um controlador dupla malha, sendo a interna de corrente controlada por um PI e a externa de tensão controlada por um PRes nas 1ª, 3ª, 5ª 7ª e 9ª harmônicas. Esses resultados,

¹ Conforme a IEC 61000-3-2 (2009, seq. 3.16.2) é apenas considerada as harmônicas de 1ª a 40ª ordem para cálculo do THD.

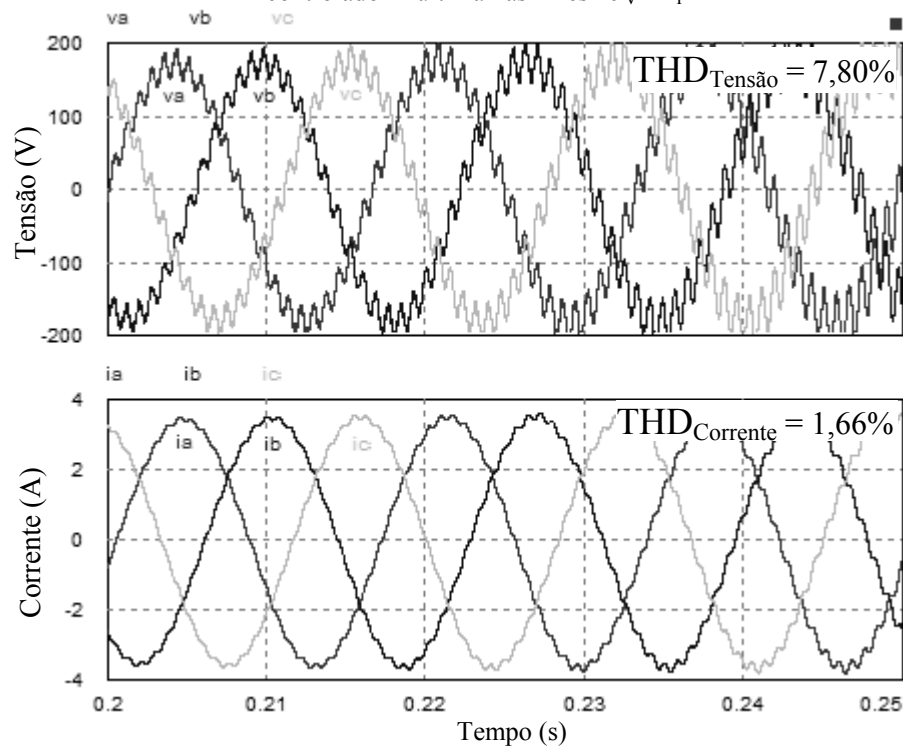
novamente para as cargas resistiva (figura 5.23), RL série (figura 5.24) e não linear (figura 5.25), são apresentados abaixo.

Figura 5.23 – Tensões da saída da UPS trifásica a 4 fios e correntes da carga resistiva durante simulação com controlador multimalhas $P_{Res1-9_V} + PI_I$



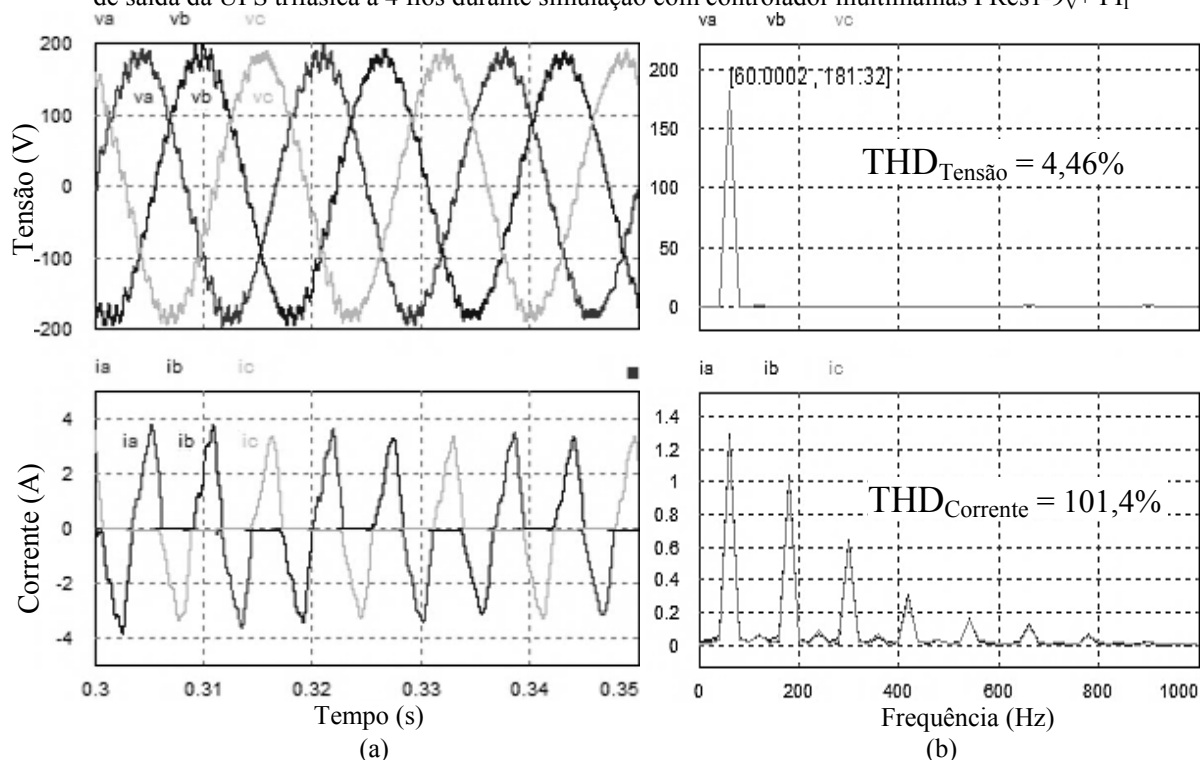
Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Figura 5.24 – Tensões da saída da UPS trifásica a 4 fios e correntes da carga RL série durante simulação com controlador multimalhas $P_{Res1-9_V} + PI_I$



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Figura 5.25 – (a) Comportamento no tempo e (b) Conteúdo harmônico da corrente da carga não linear e tensão de saída da UPS trifásica a 4 fios durante simulação com controlador multimalhas PRes1-9_V+ PI_I



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Vê-se que o comportamento foi melhorado para a carga não linear, porém, a oscilação e instabilidade aumentou quando a UPS alimenta uma carga RL série, chegando próximo ao limite de 8% da norma IEC 61000-2-2 (2002). Além disso, ainda é visto a presença de componentes homopolares de frequência, porém agora de maior ordem.

Quanto a carga resistiva balanceada sem neutro, conseguiu-se praticamente o mesmo resultado da figura 5.22, ou seja, apresentou o nível médio negativo nas formas de onda de tensão; com a diferença que o THD médio entre as fases diminuiu para 6,45%.

Como síntese dos resultados, a tabela 5.3 apresenta o THD de tensão para cada carga alimentada e controlador usado no inversor de saída da UPS trifásica a 4 fios.

Tabela 5.3 – THD de tensão médio entre as fases para os diferentes tipos de cargas alimentadas e controladores ensaiados com a UPS trifásica

Controlador	Carga com neutro (a 4 fios)			Carga resistiva sem neutro
	Resistiva	RL série	Não linear	
PI de tensão (PI _V)	2,73%	3,76%	16,55%	52,82%
PRes de tensão + PI de corrente (PRes _V +PI _I)	2,76%	4,89%	13,25%	7,37%
PRes de tensão nas harmônicas 1, 3, 5 e 7 + PI de corrente (PRes1-9 _V +PI _I)	2,03%	7,80%	4,46%	6,45%

Fonte: simulação no *software* PSIM®

5.3 Síntese dos resultados das simulações

Em simulação não se conseguiu resultados satisfatórios para o controle de única malha, visto que este apresentou grande THD de tensão ou oscilações em determinados instantes do período do sinal de tensão. Isso se deve a função de transferência da planta composta pelo inversor com filtro LC mais carga ser drasticamente alterada em função desta última, apresentando picos de ressonância, aumento de ordem, no caso da carga RL série, ou comportamento distinto em instantes diferentes da forma de onda de tensão, no caso da carga não linear.

O controle ressoante de única malha apresentou os piores resultados, devido a grande oscilação no sinal de saída. Isso se deve este apenas acrescentar ganho na banda centrada em sua frequência de ressonância, enquanto o PI acaba acrescentando um ganho inversamente proporcional a frequência de resposta. O que acaba resultando em uma melhor capacidade do controle em seguir a referência discreta dada.

Para resolver os problemas anteriores foi utilizado o controle multimalhas (controle ressonante simples ou em múltiplas harmônicas da tensão mais controle PI de corrente), que apresentou excelentes resultados para a o inversor monofásico, pois foi capaz de diminuir a ordem do sistema visto pelo controlador de tensão (malha externa). Porém, sendo necessário utilizar o controle multimalha ressoante de tensão em múltiplas harmônicas ao se alimentar a carga não linear para que o THD de tensão de saída da UPS se enquadrasse no limite da norma IEC 61000-2-2 (2002).

Na simulação trifásica obteve-se o mesmo comportamento para o controle com única malha (apenas controle de tensão) em cada uma das fases, sendo fortemente intensificada as harmônicas homopolares, principalmente ao se alimentar a carga não linear ou carga sem o condutor de neutro.

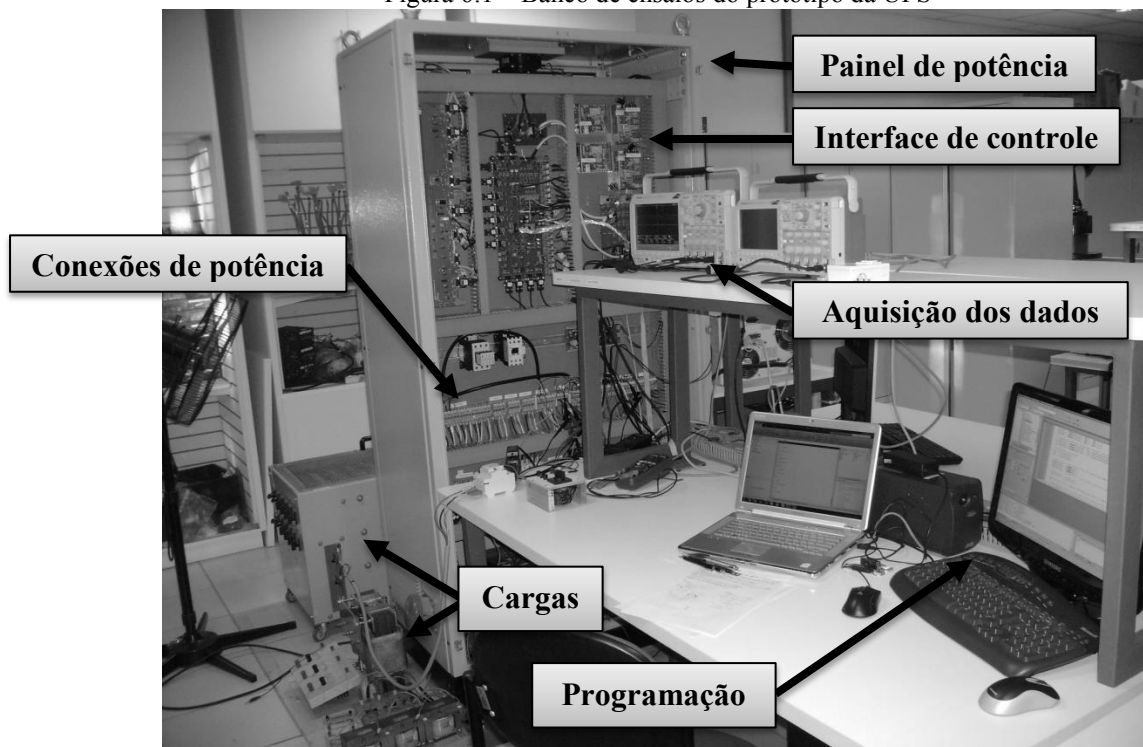
Esse comportamento também foi melhorado ao se utilizar o controle multimalhas. Entretanto, ainda se observou a presença de sinais de modo comum nos sinais de tensão (frequências homopolares e nível contínuo) ao se alimentar a carga resistiva balanceada sem neutro e a resistiva desbalanceada; a qual se acredita ser originária do fato do controle ainda não ser ótimo para um inversor trifásico.

Assim, com esses resultados, já se espera que alguns dos controladores simulados não atinjam os parâmetros de desempenho desejados quando implementados no protótipo real.

6 ENSAIOS EXPERIMENTAIS DOS INVERSORES

Para levantamento dos resultados experimentais do inversor da UPS utilizou-se a estrutura de ensaios mostrada na figura 6.1, composta do painel de protótipos, já descrito anteriormente, do osciloscópio Tektronix® DPO3014, para visualização e coleta de dados dos sinais de tensão e corrente, de um computador com o *software* Code Composer Studio™ v3.3 da National Instruments® para programação do DSP, e de cargas elétricas variadas (indutores, resistores, retificadores, lâmpadas, *etc.*).

Figura 6.1 – Banco de ensaios do protótipo da UPS



Fonte: autoria própria

Essa estrutura foi utilizada para levantamento de dados dos dois protótipos de inversores, o monofásico e o trifásico, tanto para seu estudo em regime como em transitórios; levando em conta os parâmetros para classificação de acordo com as normas IEC 61000-2-2 (2002), IEC 62040-1 (2008) e IEC 62040-3 (1999).

6.1 Comportamento em regime

Nesta seção do trabalho são apresentados os resultados em regime permanente para o inversor da UPS monofásica e o trifásico a 4 fios utilizando cada um dos controladores projetados para alimentar cargas típicas de um sistema elétrico.

É realizada uma comparação sobre o desempenho de cada uma das topologias de controle mostrando seu comportamento em determinadas cargas, sendo as mesmas utilizadas durante a etapa de simulação dos inversores.

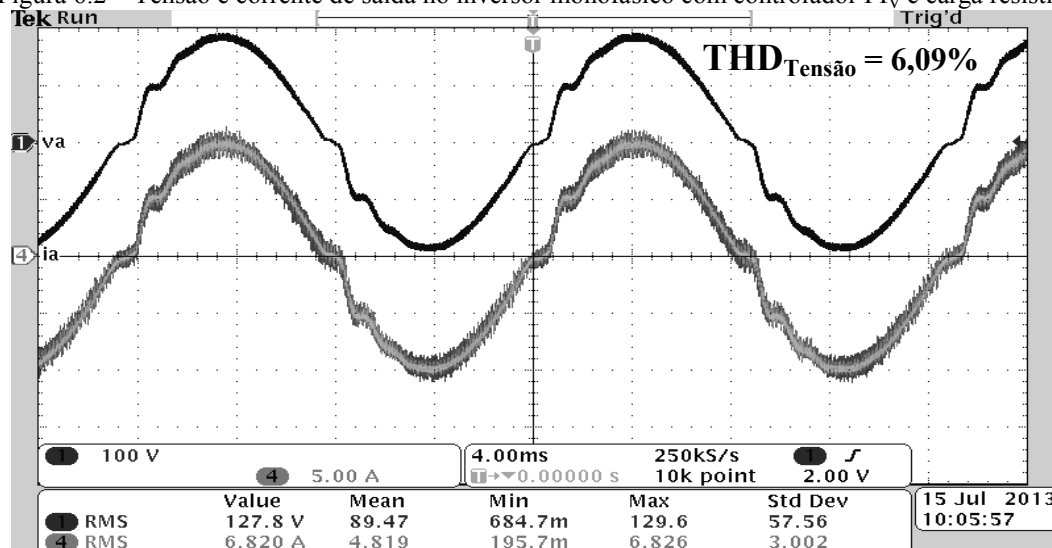
6.1.1 Inversor monofásico

Primeiramente desenvolveu-se o protótipo de saída para a UPS monofásica, conforme o esquema da figura 5.1, o qual corresponde ao mesmo diagrama de circuito usado em simulação. A fonte de tensão contínua foi obtida por meio da Fonte California Instruments® e de um retificador.

Nesta montagem, buscou-se compreender a necessidade do controle multimalhas para o inversor de saída da UPS e o como este controle pode melhorar o desempenho do sistema. Sabe-se que, operando de forma ilhada, o inversor deve controlar sua tensão de saída e, quando operando de forma conectada com a rede elétrica, deve controlar sua corrente.

Sendo assim, neste trabalho o estudo foi direcionado para uma operação ilhada da UPS, inicialmente controlando o sistema apenas com uma malha de controle. A primeira carga analisada foi do tipo resistiva, onde $R = 19,58\Omega$. As formas de ondas da tensão de saída da UPS (v_a) e da corrente na carga (i_a) são apresentadas na figura 6.2.

Figura 6.2 – Tensão e corrente de saída no inversor monofásico com controlador PI_V e carga resistiva

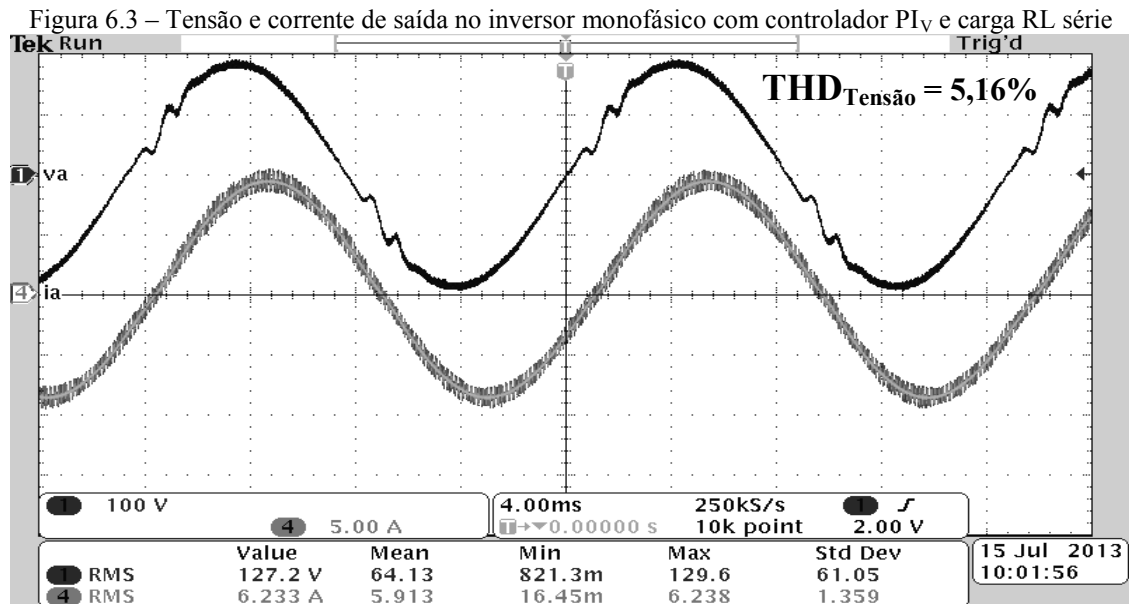


Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

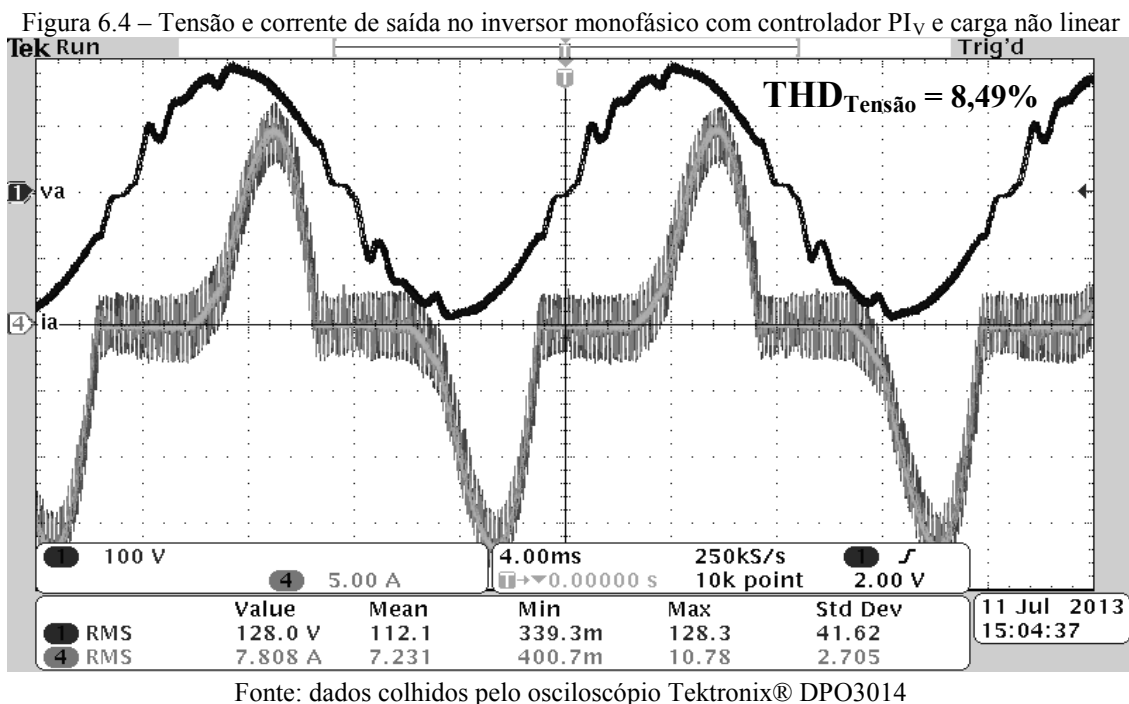
Nestas condições, o inversor usando o controlador PI de uma única malha apresenta uma THD de tensão próxima do limite de 8% da norma IEC 61000-2-2 (2002) e uma pequena oscilação durante a subida do sinal de tensão. Outra questão pertinente, é que o THD foi

influenciado pelo valor de carga, aumentando para 8,36% quando operando a vazio, e ultrapassando, portanto, o limite da norma.

Um comportamento semelhante é apresentado para uma operação com uma carga do tipo RL série, com resistência de 19,58 Ω e indutância de 30mH (figura 6.3).

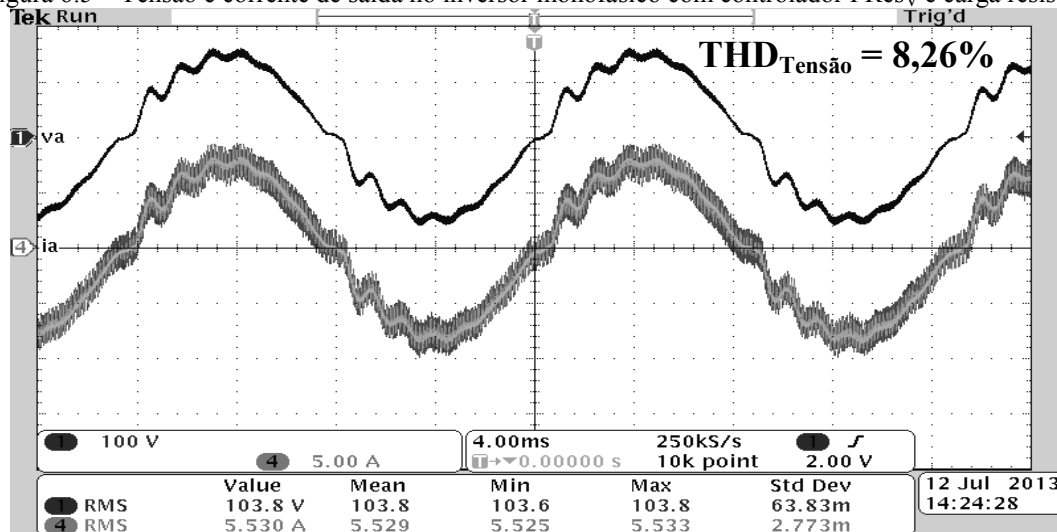


Neste caso houve uma queda no THD da tensão e manteve-se a oscilação criada na tensão fornecida. Porém, para uma operação com uma carga não linear, houve um aumento no THD da tensão (figura 6.4).



Outro controlador implementado foi o ressonante em uma única malha de controle. A figura 6.5 mostra as formas de ondas da tensão de saída da UPS e da corrente da carga resistiva para esse controlador.

Figura 6.5 – Tensão e corrente de saída no inversor monofásico com controlador $PRes_V$ e carga resistiva



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Além da oscilação no sinal de tensão já descrita em simulação (figura 5.6), verificou-se que na parte experimental, que o controle $PRes_V$ não conseguiu atingir a tensão requerida para o sistema, e dada pela referência. Este comportamento pode ser atribuído ao fato do controlador $PRes_V$ apenas acrescentar um ganho na banda centrada em sua frequência de ressonância (figura 4.6 (b)) enquanto o controlador PI_V proporciona um alto ganho para as frequências menores. Em função disto, o controlador ressonante não se mostrou como uma boa alternativa para o controle do inversor. Além disso, a não modelagem das perdas nos semicondutores (queda de tensão e resistência) e a possibilidade de saturação e o efeito *skin* no indutor, por exemplo, podem ter contribuído para as diferenças observadas entre os resultados experimentais e aqueles obtidos nas simulações.

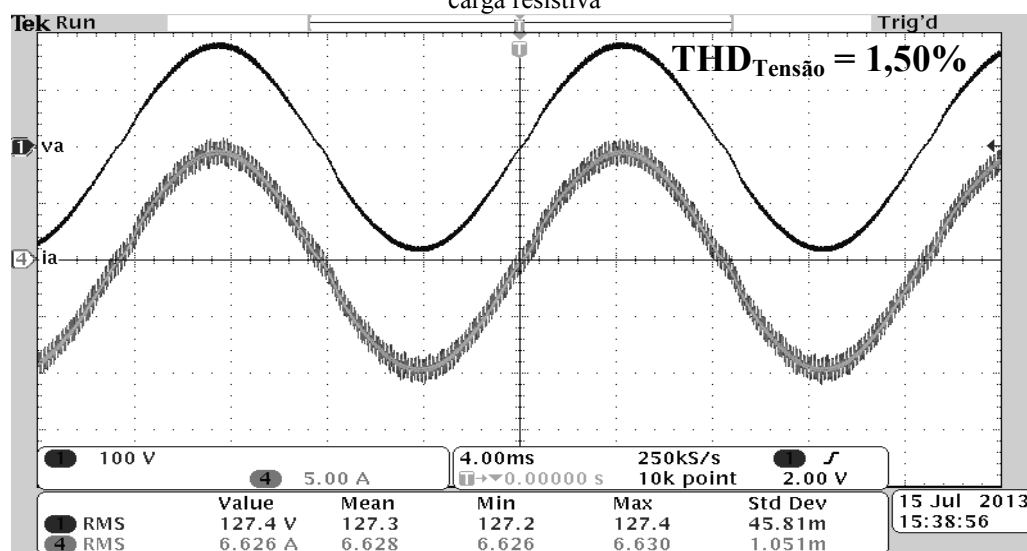
A oscilação presente no sinal de tensão do inversor usando os dois controladores de única malha (PI_V ou $PRes_V$) teve origem no comportamento da função de transferência do sistema que é drasticamente modificada em função da carga (figura 4.7 e figura 4.8), apresentando picos de ressonância que possui diferentes amplitudes em função e frequências em função da carga.

Para se evitar os efeitos oscilatórios foi utilizado um controle de dupla malha, o qual atua: externamente controlando a tensão de saída e internamente controlando a corrente pelo indutor do filtro de saída ($PRes_V + PI_I$). Esta estratégia fez com que a função de transferência

praticamente não apresentasse mais os picos de ressonância em função do valor da carga (figura 4.11 e figura 4.12).

Novamente, com o uso da carga resistiva de $19,58\Omega$, testou-se o desempenho do controlador em dupla malha, obtendo-se as formas de ondas apresentadas na figura 6.6.

Figura 6.6 – Tensão e corrente de saída no inversor monofásico com controlador de dupla malha $PRes_V+PI_I$ com carga resistiva

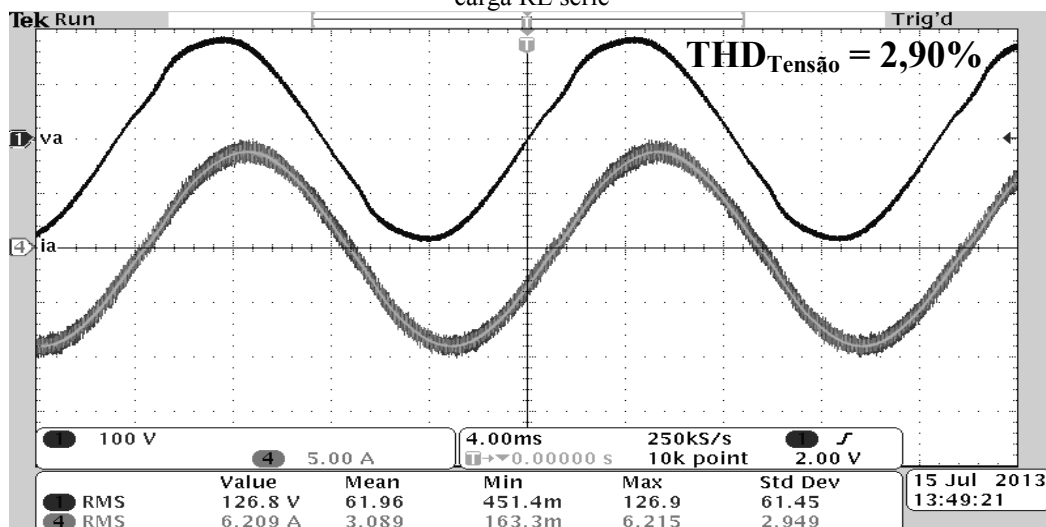


Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Nestas condições, observa-se um THD de tensão muito menor que obtido com o controlador de única malha e com a vantagem de se ter eliminado as oscilações indesejáveis. Além disso, o THD de tensão a vazio também diminuiu, alcançando o valor de 1,24%, atendendo, nas duas situações, os limites requeridos pela norma IEC 62040-3 (1999). Convém observar que, o uso de um controlador ressonante na malha externa não tem o mesmo efeito que o controlador $PRes_V$, pois a malha interna PI_I tem o efeito de minimizar a queda de tensão no filtro de saída e a influência da carga (conforme foi mostrado anteriormente na figura 4.10).

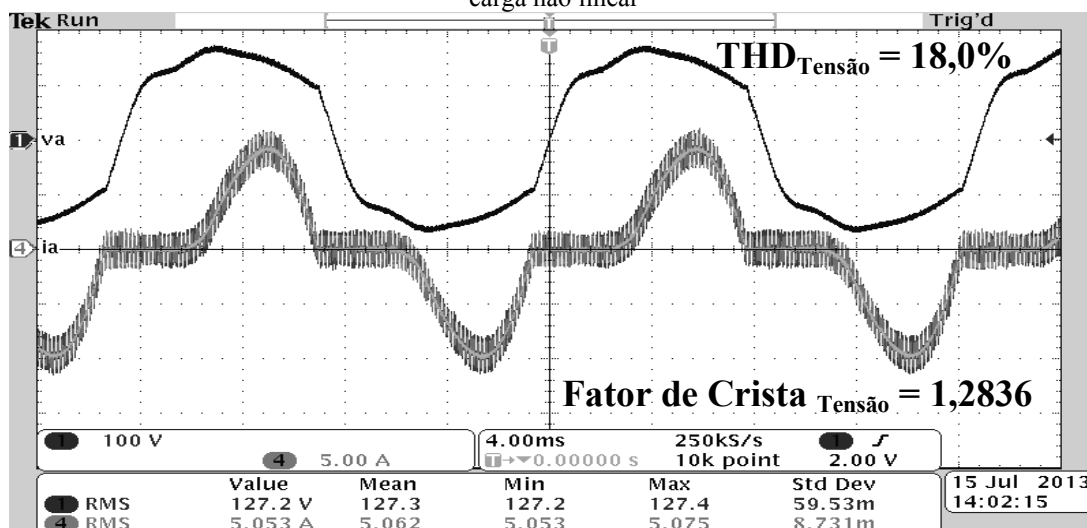
Posteriormente, verificou-se se que o controlador implementado com dupla malha, mantém um bom desempenho para as outras duas cargas padrões, a carga RL série (figura 6.7) e a não linear (figura 6.8).

Figura 6.7 – Tensão e corrente de saída no inversor monofásico com controlador de dupla malha $PRes_v+PI_i$ com carga RL série



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Figura 6.8 – Tensão e corrente de saída no inversor monofásico com controlador de dupla malha $PRes_v+PI_i$ com carga não linear

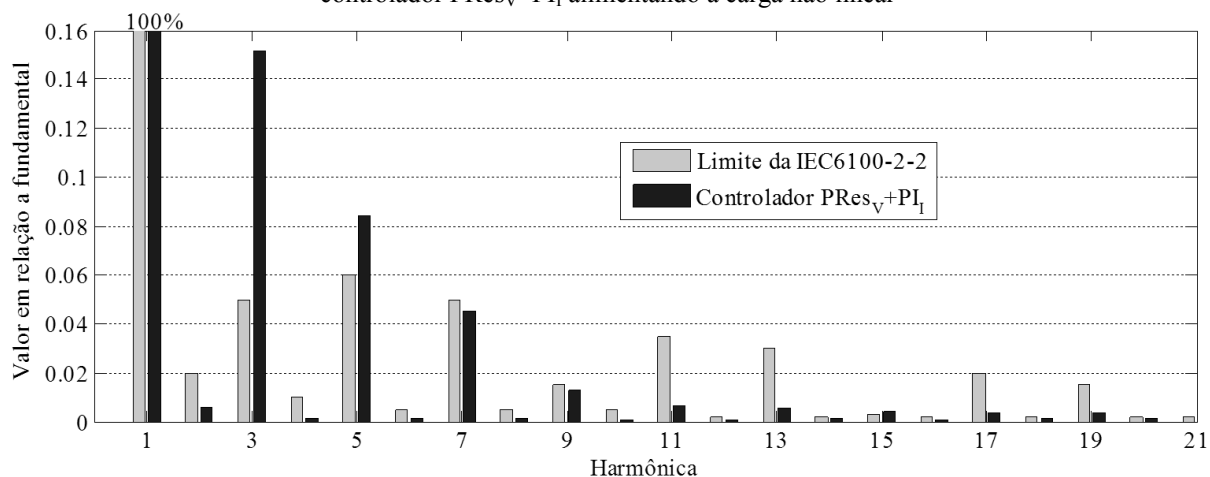


Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Apesar do melhor desempenho do sistema com controle multimalha nas duas situações anteriores (carga linear sendo resistiva ou RL série e carga não linear), percebe-se que o sistema ainda necessita de aprimoramento. Na figura 6.8 observa-se o valor de 1,2836 para o fator de crista¹ da forma de onda de tensão quando alimentando a carga não linear. O conteúdo harmônico da forma de onda da tensão, apresentado na figura 6.9, ultrapassa o máximo valor permitido para algumas harmônicas, segundo os requisitos da norma IEC 61000-2-2 (2002).

¹ O fator de crista é definido como a relação entre o valor de pico e o valor eficaz de uma forma de onda. Para uma forma de onda puramente senoidal o fator de crista é igual a $\sqrt{2}$. Portanto, um valor para o fator de crista diferente de $\sqrt{2}$, indica que a forma de onda já não é mais puramente senoidal.

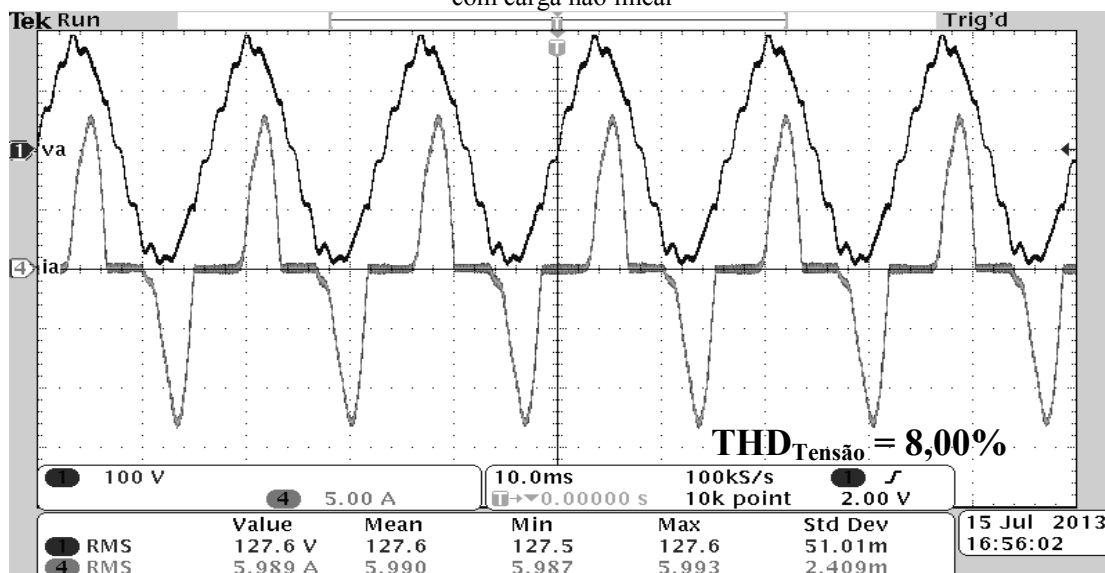
Figura 6.9 – Amplitude de cada componente harmônica em relação à fundamental para o inversor com controlador $PRes_V+PI_I$ alimentando a carga não linear



Fonte: valores processado na Matlab® a partir de sinais aqisitados pelo osciloscópio DPO3014

Para melhorar esse conteúdo harmônico foi utilizada a proposta de Buso e Mattavelli (2006) para o projeto específico do controlador multimalhas com controle ressonante de tensão em múltiplas frequências (calculado no tópico 4.3 - Projeto dos controladores). As frequências de ressonância escolhidas para implementação do controlador ressonante são relativas às harmônicas 1, 3, 5, 7 e 9, pois estas ultrapassaram ou estiveram muito próximo do limite máximo descrito pela norma IEC 61000-2-2 (2002). O resultado da tensão de saída para a carga não linear, utilizando esse novo controlador, é mostrado na figura 6.10.

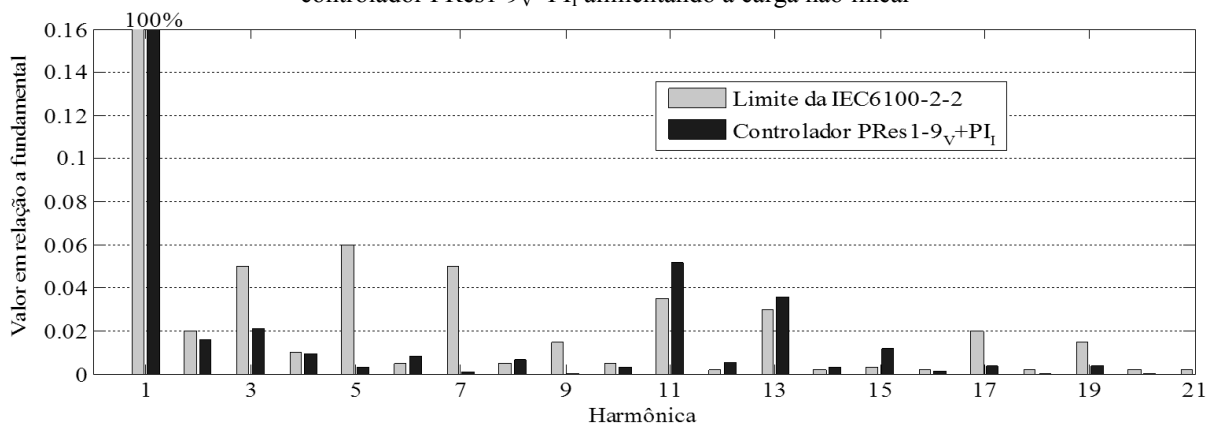
Figura 6.10 – Tensão e corrente de saída no inversor monofásico com controlador de dupla malha $PRes_{1-9V}+PI_I$ com carga não linear



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Por meio da figura 6.10, observa-se uma queda no valor do THD de tensão, passando de 18,0% para 8,00%, portanto, ficando no limite da norma IEC 61000-2-2 (2002). Nestas condições o conteúdo harmônico é apresentado na figura 6.11.

Figura 6.11 – Amplitude de cada componente harmônica em relação à fundamental para o inversor com controlador PRes1-9_v+PI_i alimentando a carga não linear

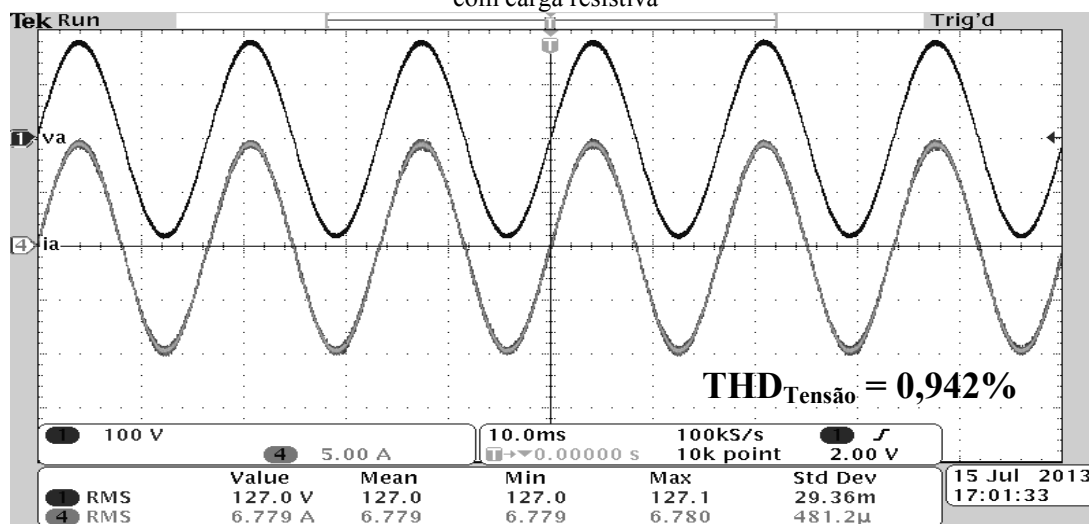


Fonte: valores processado na Matlab® a partir de sinais aquisitados pelo osciloscópio DPO3014

Convém observar que a implementação de um controlador repetitivo utilizando também as 11^a, 13^a e 15^a harmônicas, se mostrou inviável, pois estas correspondem as frequências de 660Hz, 780Hz e 900Hz, ou seja, muito próximas da frequência de corte do controlador (principalmente ao se considerar a banda do controlador ressonante), podendo facilmente instabilizar o controle como um todo. Também, por estarem muito próxima da frequência de corte do controlador, tornaria inválidas as aproximações de cálculo propostas por Buso e Mattavelli (2006).

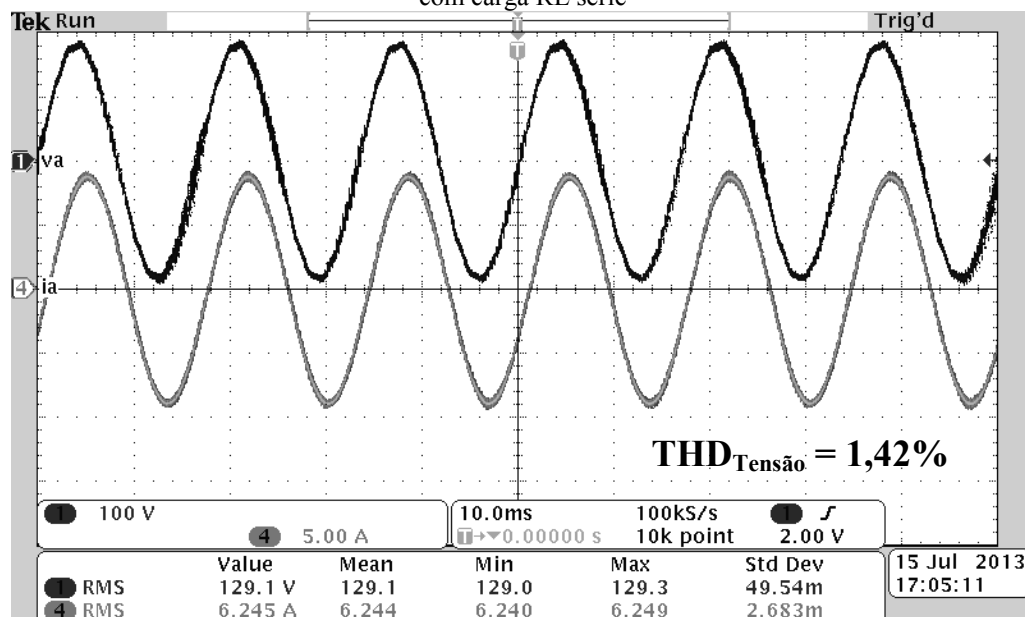
Como resultado adicional da implementação do controlador ressonante em múltiplas harmônicas, a tensão de saída do inversor da UPS passou a praticamente não apresentar distorção harmônica quando alimentando uma carga linear do tipo RL (figura 6.13) ou puramente resistiva (figura 6.12) e ainda passou a apresentar um THD de tensão de 0,900% para a saída, quando operando a vazio.

Figura 6.12 – Tensão e corrente de saída no inversor monofásico com controlador de dupla malha PRes1-9_v+PI_i com carga resistiva



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

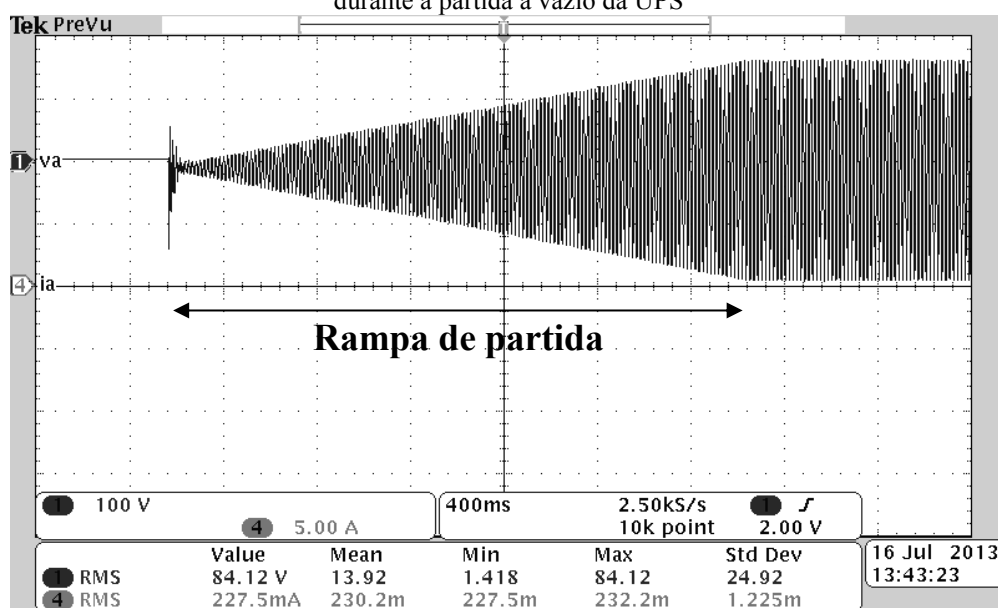
Figura 6.13 – Tensão e corrente de saída no inversor monofásico com controlador de dupla malha PRes1-9_V+PI_I com carga RL série



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Para o procedimento de energização e inicialização da saída da UPS a qualquer tipo de carga (mesmo a vazio), sem gerar nenhuma instabilidade no sistema, foi utilizada a partida em rampa. Em que a tensão de saída leva aproximadamente 2 segundos para atingir seu nível nominal partindo de zero (figura 6.14). Isso garante que a UPS inicie seu funcionamento com cargas de potências muito pequenas e de qualquer natureza, sem saturar nenhum de seus elementos, atendendo os requisitos da IEC 60146-1-1 (1991, seq. 8.3.1).

Figura 6.14 – Tensão e corrente de saída no inversor monofásico com controlador de dupla malha PRes1-9_V+PI_I durante a partida a vazio da UPS



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Abaixo (tabela 6.1) é mostrado um resumo do desempenho estático do sistema utilizando diferentes controladores e alimentando diferentes tipos de carga, bem como a vazio. Evidenciando que o controlador multimalhas com controle externo em múltiplas harmônicas de tensão e interno de corrente no indutor apresentou o melhor resultado para todas as cargas alimentadas e trabalhando a vazio.

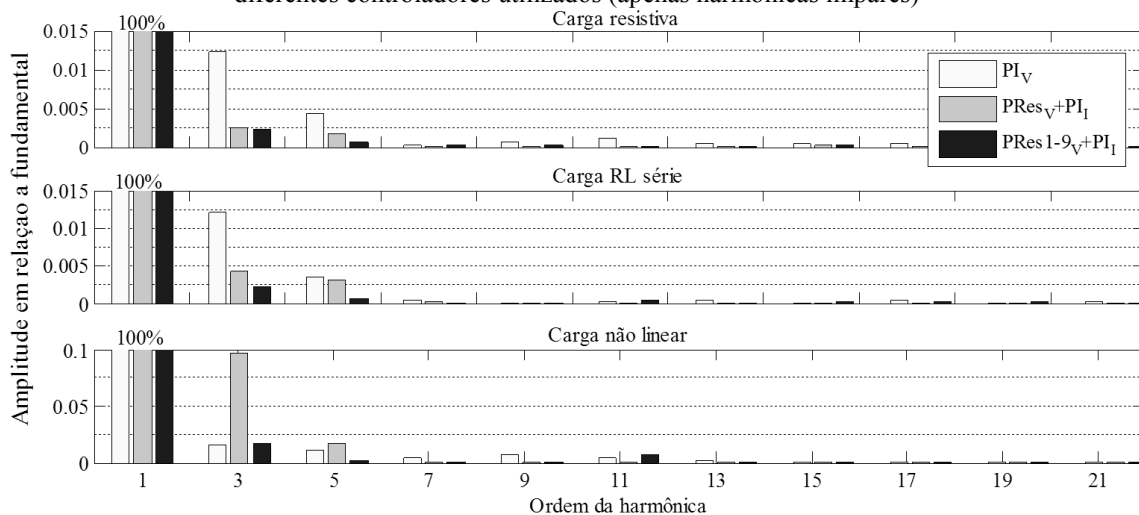
Tabela 6.1 – THD de tensão para os diferentes tipos de cargas alimentadas e controladores ensaiados para a UPS monofásica

Controlador	Carga			
	Vazio	Resistiva	RL série	Não linear
PI de tensão (PI_V)	8,36%	6,09%	5,16%	8,49%
PRes de tensão ($PRes_V$)	15,5%	8,26%	(não ensaiado)	
PRes de tensão + PI de corrente ($PRes_V+PI_I$)	1,24%	1,50%	2,29%	18,0%
PRes de tensão nas harmônicas 1, 3, 5, 7 e 9 + PI de corrente ($PRes_{1-9V}+PI_I$)	0,942%	0,900%	1,42%	8,00%

Fonte: compilação dos dados anteriores

Além disso, a figura 6.15 mostra de forma gráfica e comparativa o conteúdo harmônico para cada uma das cargas padrões quando a UPS monofásica foi controlada por cada um dos controladores desenvolvidos. Com exceção do controle ressonante em única malha que não atingiu a tensão de saída, tornando-se não aplicável em nenhuma situação.

Figura 6.15 – Comparação do conteúdo harmônico da tensão na alimentação de cada carga padrão com os diferentes controladores utilizados (apenas harmônicas ímpares)



Fonte: valores processado na Matlab® a partir de sinais aquisitados pelo osciloscópio DPO3014

Com o resultado gráfico apresentado verifica-se claramente a melhora da qualidade da tensão de alimentação das cargas à medida que se aumenta a complexidade do algoritmo de controle; visto principalmente pela diminuição da 3ª e 5ª harmônicas.

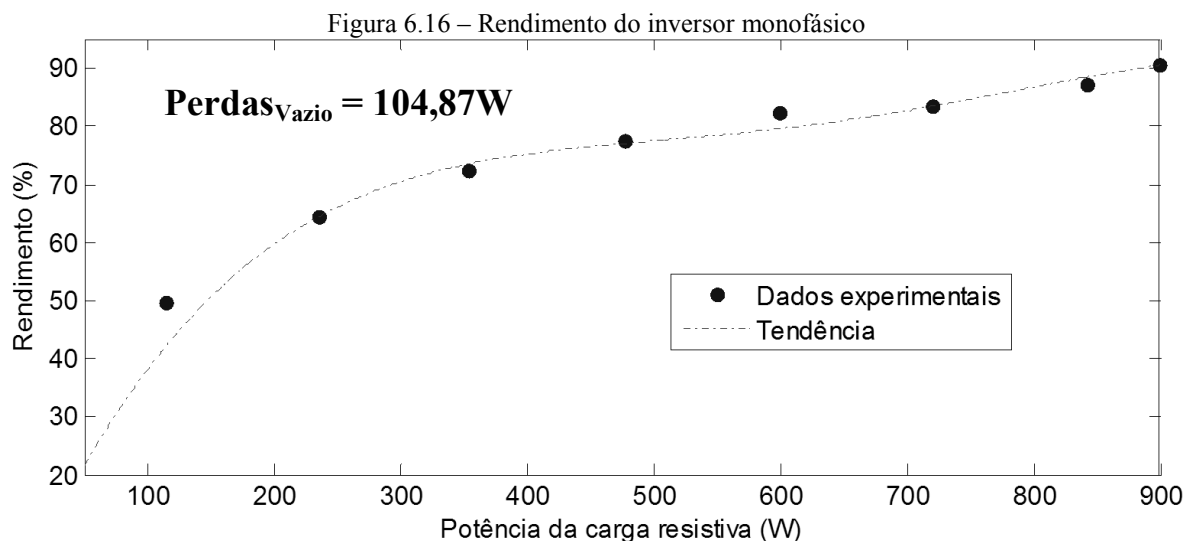
Utilizando uma saída digital do DSP, ligada ao início do cálculo do algoritmo e desligada ao fim, comparou-se o tempo de execução e frequência do sinal de tensão gerado utilizando cada um dos algoritmos de controle da UPS monofásica; confirmando que em nenhum dos casos a frequência atinge o limite de $60 \pm 0,5\% \text{Hz}$ restringido pela ANSI/IEEE Std. 944 (1986, seq. 5.8.3) nem o de $60 \pm 2\% \text{Hz}$ da IEC 62040-3 (1999, seq. 5.2).

Tabela 6.2 – Comparação do tempo de execução e frequência de saída da tensão da UPS para os diferentes algoritmos utilizados

Controlador	Tempo de cálculo	Frequência da tensão de saída
PI / PRes de tensão (PI_V / $PRes_V$)	6,00 μs	59,90Hz
PRes de tensão + PI de corrente ($PRes_V + PI_I$)	6,40 μs	59,87Hz
PRes de tensão nas harmônicas 1, 3, 5, 7 e 9 + PI de corrente ($PRes_{1-9V} + PI_I$)	11,60 μs	59,80Hz

Fonte: autoria própria

Para caracterizar a eficiência do projeto, obteve-se a curva da figura 6.16 em que, utilizando o controlador de melhor desempenho ($PRes_{1-9V} + PI_I$), foram alimentadas cargas resistivas puras com diferentes valores, mostrando que o inversor tem melhor comportamento quanto às perdas ao trabalhar próximo da potência nominal de projeto.



Fonte: gráfico feito em Matlab®

6.1.2 Inversor trifásico

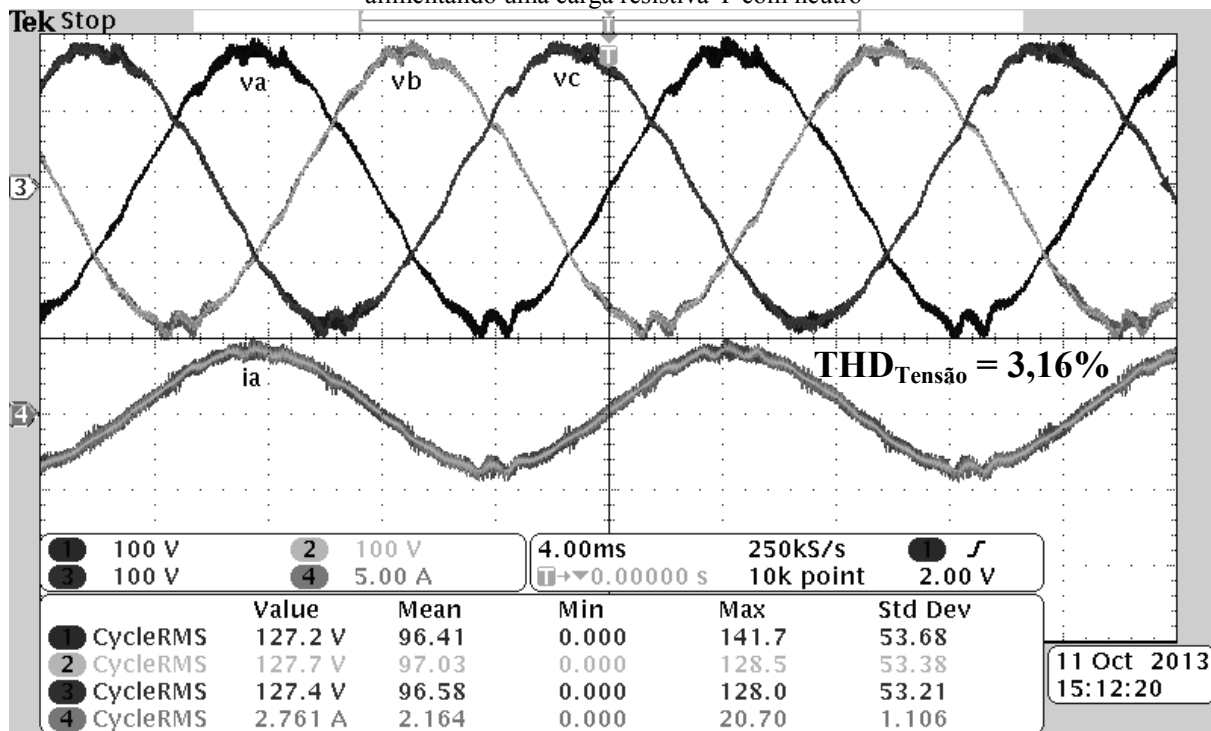
O mesmo teste foi realizado para a UPS trifásica a 4 fios. Os vários controladores foram testados para diferentes tipos de carga na potência nominal de projeto da UPS e a vazio, e seu desempenho foi comparado de acordo com estabilidade da tensão de saída e seu THD.

Quanto ao código fonte que era carregado no DSP para efetuar esse controle, foram acrescentados mais 2 controladores (formando 3 controladores independentes, um para cada fase) e os valores de seus parâmetros foram modificados de acordo com os calculados na etapa de projeto (tópico 4.3). O ciclo de trabalho do braço gerador do neutro foi sempre mantido em 50%.

As cargas utilizadas para teste da UPS foram as mesmas representadas durante a etapa de simulação, sendo anteriormente apresentadas na figura 5.14.

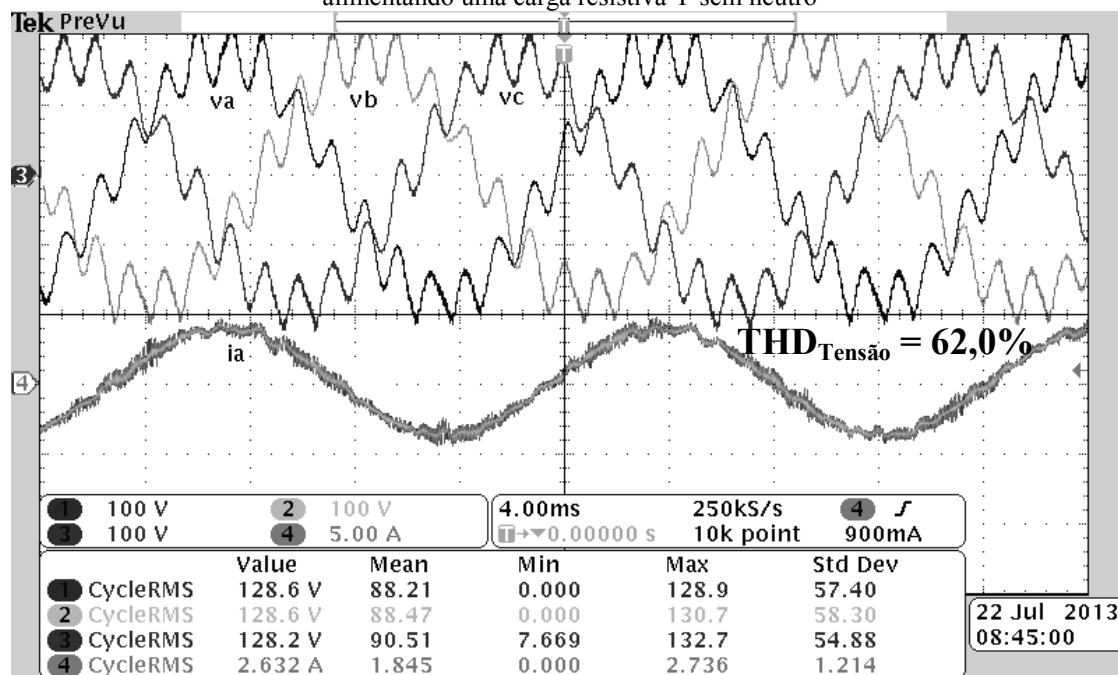
Assim como na UPS monofásica, o primeiro controlador experimentado foi o PI de única malha para controle da tensão de saída (PI_V), o qual foi testado para uma carga resistiva balanceada, conectada em Y com neutro (figura 6.17) e sem neutro (figura 6.18). Nestes gráficos são mostradas as formas de ondas das tensões das três fases em relação ao neutro gerado pelo inversor (v_a , v_b e v_c) e da corrente da fase A (i_a) para referência o sinal, pois não foi possível capturar os 6 sinais simultaneamente com o osciloscópio e, sendo circuitos equilibrados, as correntes de cada fase possuem o mesmo formato deslocadas de 120° uma das outras. O nível de THD de tensão mostrado representa a média dos valores obtidos para os sinais de tensão das três fases.

Figura 6.17 – Tensões e corrente da fase A do inversor trifásico a 4 fios com controlador PI_V para cada fase alimentando uma carga resistiva Y com neutro



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Figura 6.18 – Tensões e corrente da fase A do inversor trifásico a 4 fios com controlador PI_V para cada fase alimentando uma carga resistiva Y sem neutro

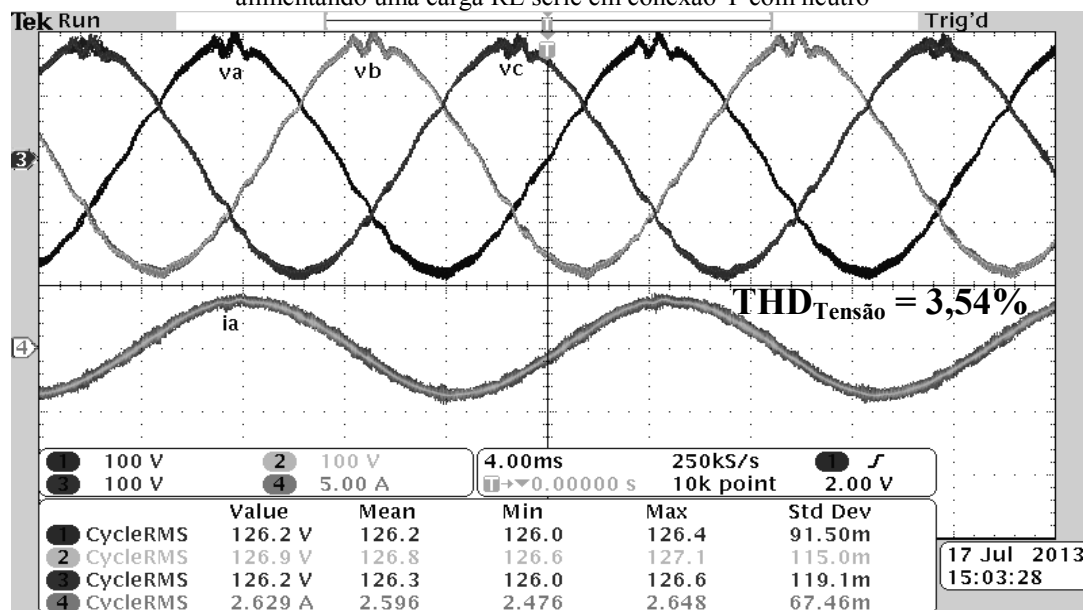


Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Na figura 6.18, observa-se um comportamento indesejado, com aumento no THD quando a carga conectada a UPS, apesar de ser balanceada, não possui o condutor de retorno. Nestas condições, o sistema fica instável à semelhança do resultado obtido na simulação (figura 5.18). Isto se deve ao fato do controlador não conseguir referenciar as tensões das fases em relação o neutro, pois a carga não esta conectada ao neutro, consequentemente tem-se a instabilidade no controle. Convém destacar-se que a UPS foi projetada para alimentação de cargas trifásicas a 4 fios porém, eventualmente, poderá ser conectada um carga entre fases da UPS ou uma parcela da carga dessa maneira, sendo necessário que o controle ainda se mantenha estável.

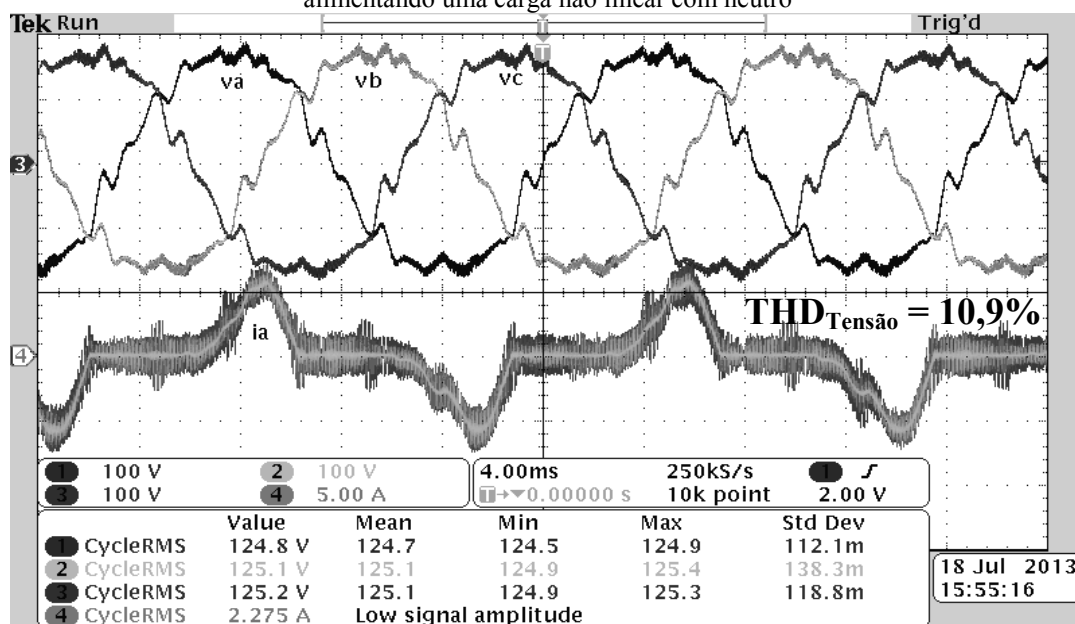
Ainda com o controle PI_V , testou-se o desempenho da UPS e o seu controle ao alimentar as cargas RL série (figura 6.19) e não linear (figura 6.20) a 4 fios.

Figura 6.19 – Tensões e corrente da fase A do inversor trifásico a 4 fios com controlador PI_V para cada fase alimentando uma carga RL série em conexão Y com neutro



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Figura 6.20 – Tensões e corrente da fase A do inversor trifásico a 4 fios com controlador PI_V para cada fase alimentando uma carga não linear com neutro

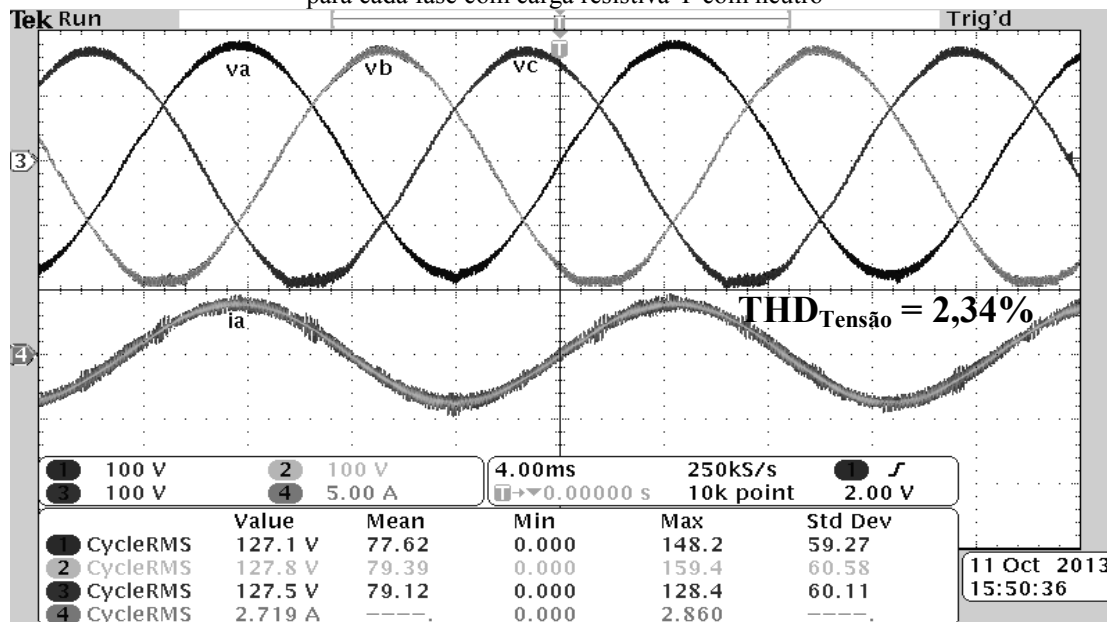


Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Nestas condições, o controle em uma única malha não atinge os parâmetros de desempenho desejados quanto ao THD de tensão, e existe uma grande variação no valor eficaz da tensão de saída em função do tipo de carga. Este comportamento foi observado ao comparar-se o desempenho da UPS com a carga linear resistiva (figura 6.17), e posteriormente, operando com a não linear, (figura 6.20). Portanto, optou-se, por um controle mais aprimorado, composto do controle ressonante de tensão em uma malha externa e o controle PI de corrente no indutor em uma malha interna ($PRes_V + PI_I$).

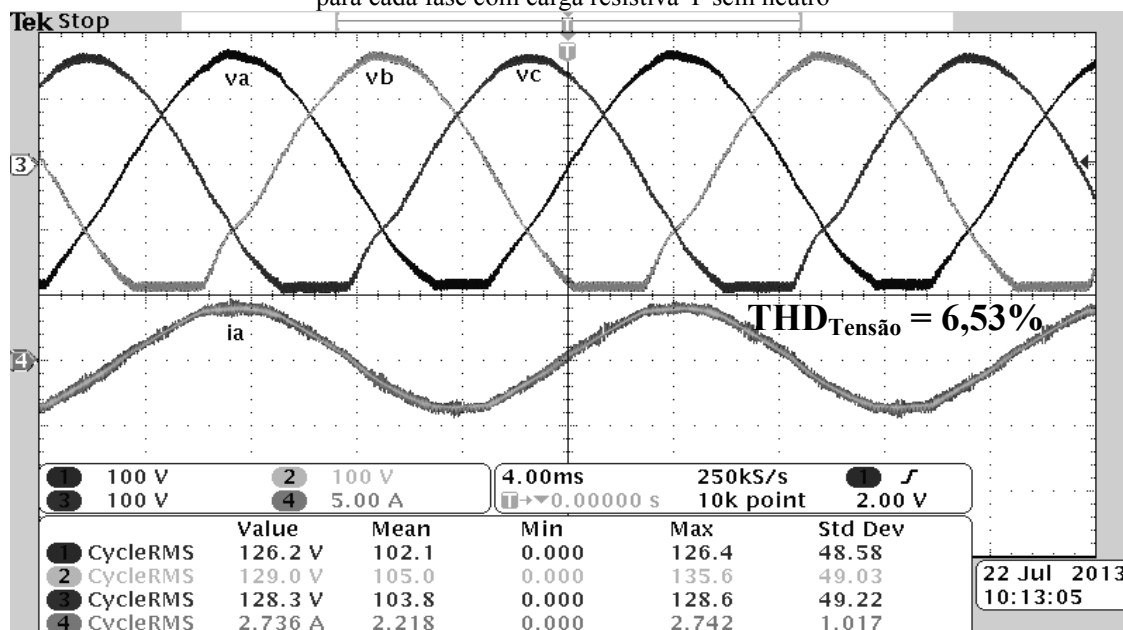
O controlador com dupla malha de controle foi, então, ensaiado para os quatro padrões de cargas: puramente resistiva em Y com neutro (figura 6.21) e sem neutro (figura 6.22), RL série em Y com neutro (figura 6.23) e não linear com neutro (figura 6.24).

Figura 6.21 – Tensões e corrente da fase A do inversor trifásico a 4 fios com controlador multimalha $PR_{esV}+PI_I$ para cada fase com carga resistiva Y com neutro



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Figura 6.22 – Tensões e corrente da fase A do inversor trifásico a 4 fios com controlador multimalha $PR_{esV}+PI_I$ para cada fase com carga resistiva Y sem neutro



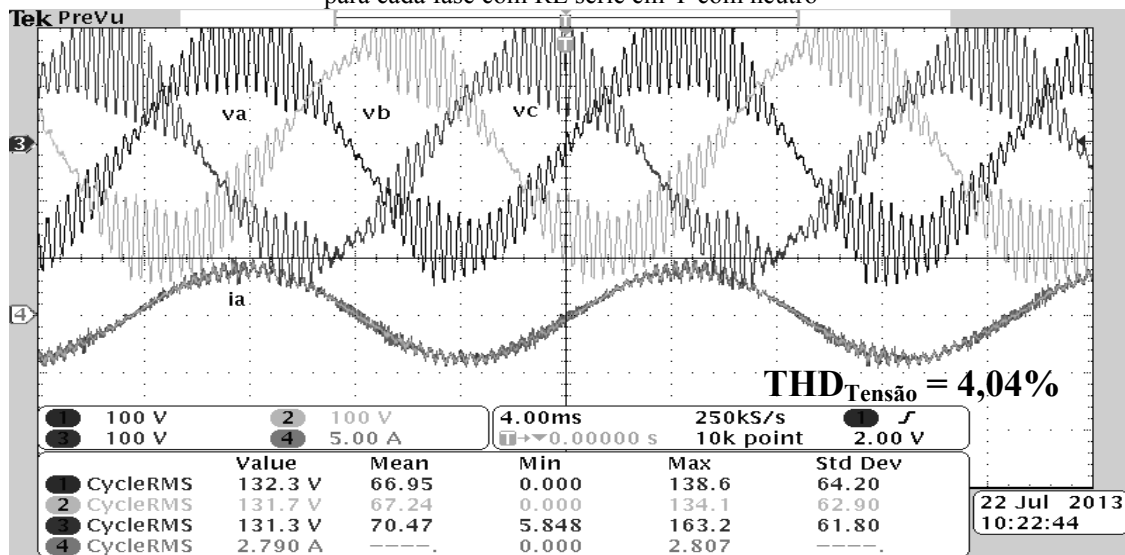
Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Comparando o comportamento da tensão de saída da UPS alimentando a carga resistiva balanceada em Y sem neutro utilizando o controle PI de tensão (figura 6.18) e o controle multimalha ($PR_{esV}+PI_I$, figura 6.22), observa-se uma melhora no desempenho com o

controle multimalha, tanto no THD de tensão, quanto na estabilidade do sistema, apesar da saída apresentar pequena saturação no semiciclo negativo das senoides de tensão.

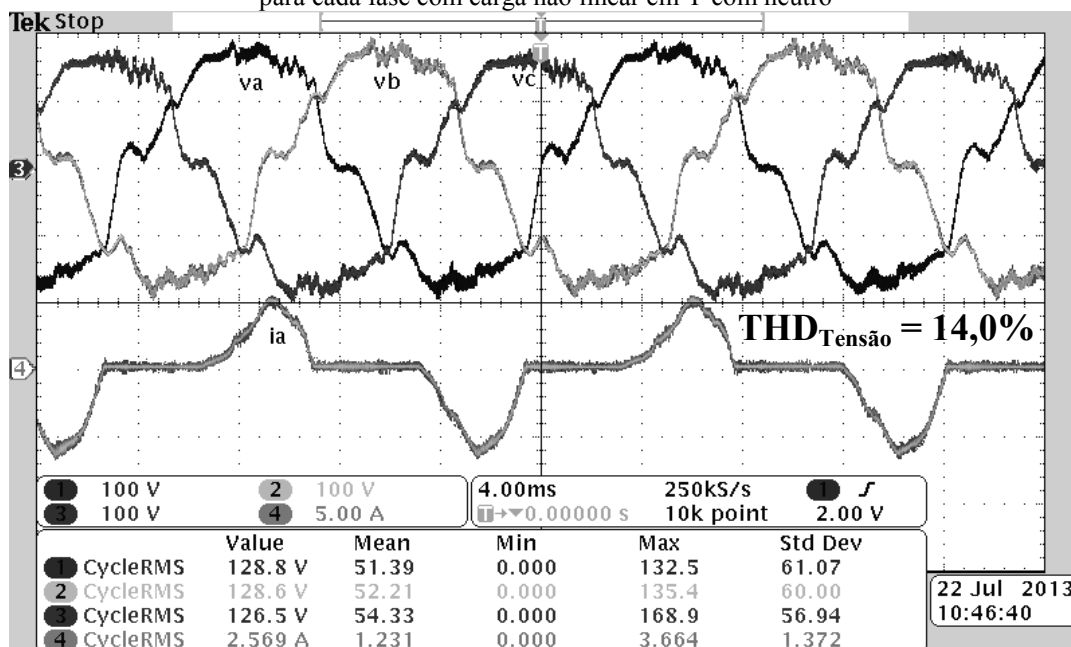
O desempenho do controlador $PRes_v + PI_i$ é apresentado a seguir, ao se alimentar as cargas RL série (figura 6.23) e não linear (figura 6.24)

Figura 6.23 – Tensões e corrente da fase A do inversor trifásico a 4 fios com controlador multimalha $PRes_v + PI_i$ para cada fase com RL série em Y com neutro



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Figura 6.24 – Tensões e corrente da fase A do inversor trifásico a 4 fios com controlador multimalha $PRes_v + PI_i$ para cada fase com carga não linear em Y com neutro



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

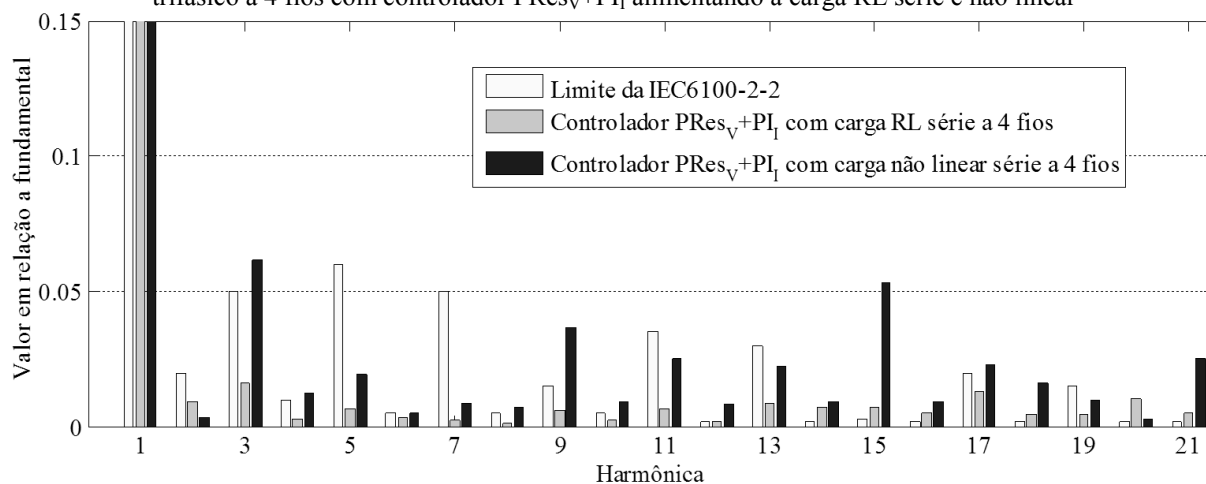
Quanto às demais cargas já se observa uma maior distorção harmônica, representada no caso da carga RL pelo surgimento de alta frequência (2.679Hz, ao se analisar os dados

usando o algoritmo de transformada de Fourier do Matlab®). Esta alta frequência tem origem na ressonância do sistema formado pelo inversor com o filtro.

Quanto à carga não linear, foi apresentado o mesmo comportamento da UPS monofásica, ou seja, ultrapassando a THD de tensão e os valores individuais de algumas harmônicas.

Na figura 6.25 é apresentado o conteúdo harmônico médio das tensões das três fases, comparado com os limites de cada componente harmônica estabelecido pela IEC 61000-2-2 (2002, seq. 5.2.1), quando se utiliza o controlador multimalhas para alimentar as cargas RL série e não linear, ambas com condutor neutro conectado.

Figura 6.25 – Amplitude de cada componente harmônica de tensão em relação à fundamental para o inversor trifásico a 4 fios com controlador $PRes_v + PI_I$ alimentando a carga RL série e não linear

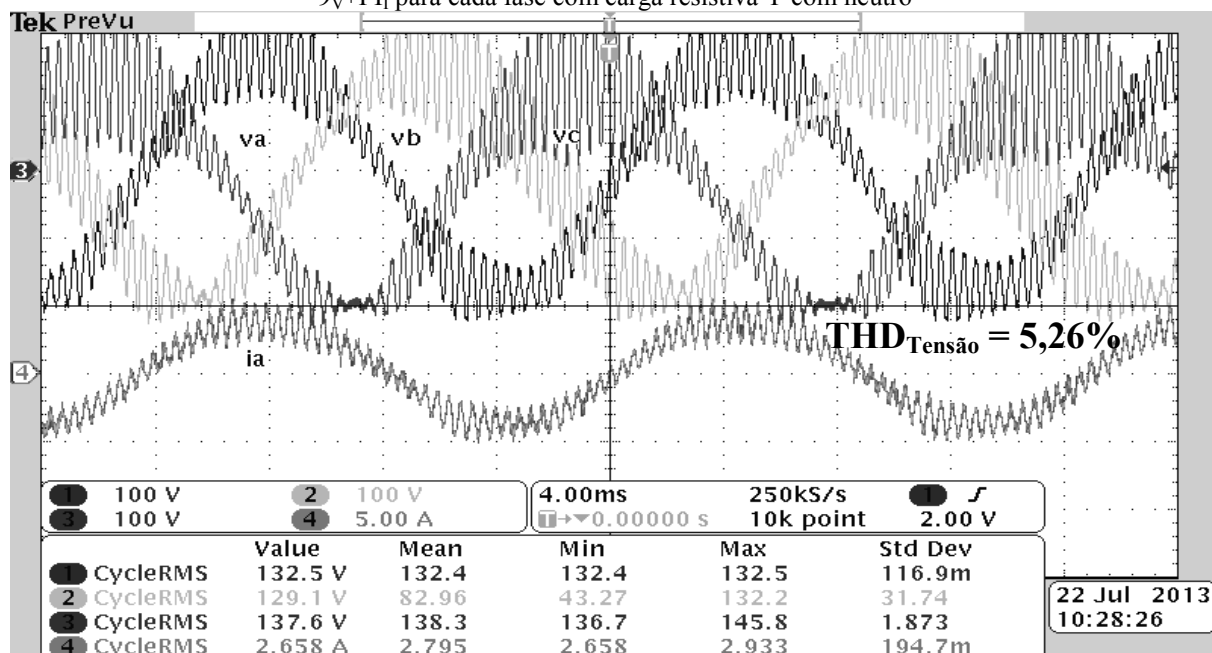


Fonte: valores processado na Matlab® a partir de sinais aqusitados pelo osciloscópio DPO3014

Observa-se a forte presença de harmônicas homopolares de tensão quando a UPS alimenta a carga não linear, devido a distorção de corrente gerada por essa carga e a interação do controle com essas harmônicas superiores.

De forma análoga ao caso da UPS monofásica e simulações, verificou-se a ultrapassagem dos limites de amplitude de algumas harmônicas (figura 6.25), as quais foram utilizadas para cálculo do novo controlador ressonante em múltiplas harmônicas. O resultado do desempenho da UPS, alimentando uma carga resistiva pura, com esse novo controlador ressonante em múltiplas harmônicas, é mostrado na figura 6.26.

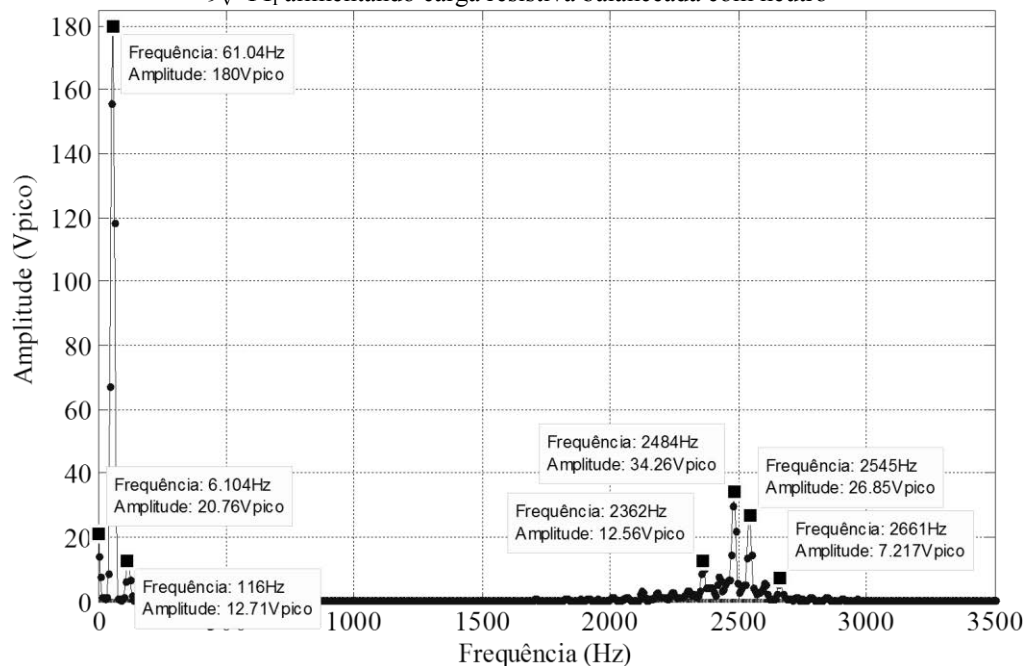
Figura 6.26 – Tensões e corrente da fase A do inversor trifásico a 4 fios com controlador multimalha PRes1-9_v+PI₁ para cada fase com carga resistiva Y com neutro



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

Observa-se que o controlador não apresentou o desempenho desejado, aumentando o nível de THD da tensão de saída e o nível das harmônicas na banda de 2520Hz, como mostrado na figura 6.27 através de uma análise do sinal aqisitado via Matlab®.

Figura 6.27 – Conteúdo harmônico médio das tensões de saída da UPS trifásica a 4 fios com controlador PRes1-9_v+PI₁ alimentando carga resistiva balanceada com neutro



Fonte: valores processado na Matlab® a partir de sinais aqisitados pelo osciloscópio DPO3014

Com base nos resultados anteriores, a tabela 6.3 apresenta um resumo da distorção harmônica para cada tipo de carga com cada controlador utilizado na UPS trifásica.

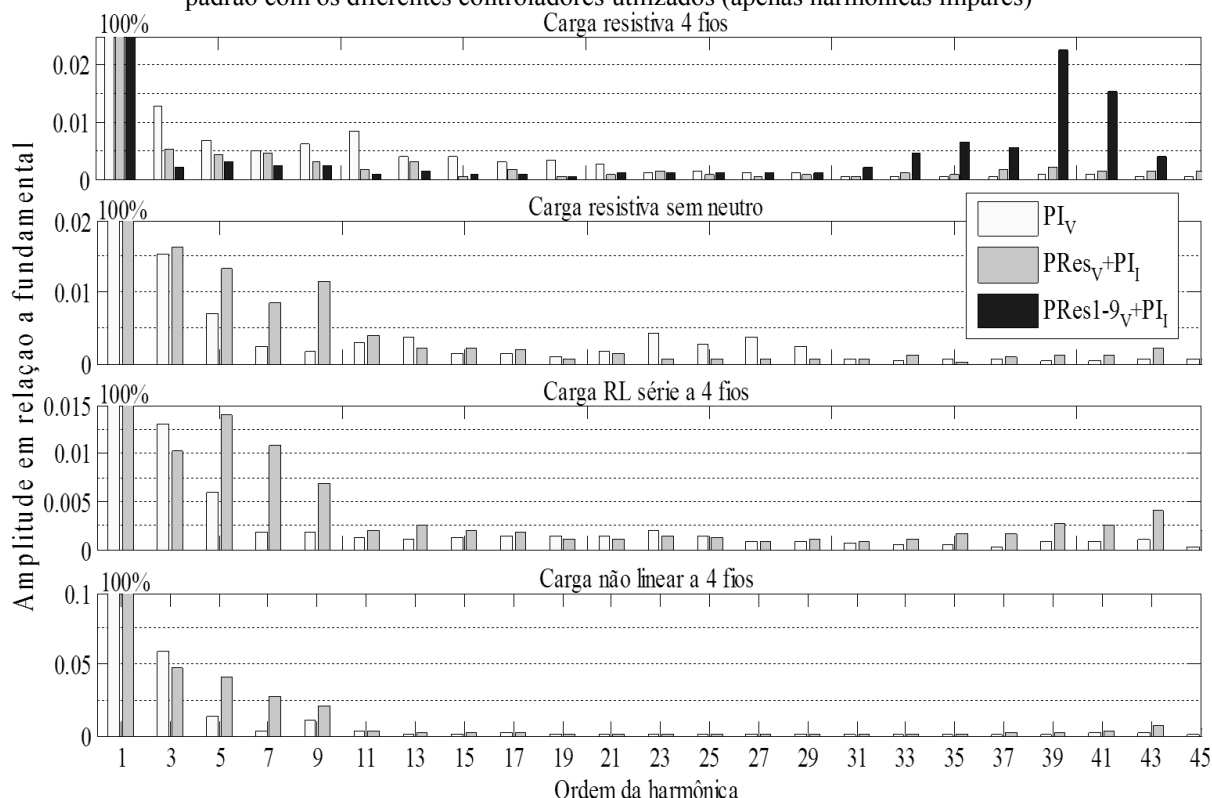
Tabela 6.3 – THD de tensão médio entre as fases para os diferentes tipos de cargas alimentadas e controladores ensaiados com a UPS trifásica

Controlador	Carga (balanceada)				
	Vazio	R em Y com neutro	R em Y sem neutro	RL série em Y	Não linear
PI de tensão (PI_V)	1,56%	3,16%	62,0%	3,54%	10,9%
PRes de tensão + PI de corrente ($PRes_V+PI_I$)	8,66%	2,34%	6,53%	4,04%	14,0%
PRes de tensão nas harmônicas 1, 3, 5 e 7 + PI de corrente ($PRes_{1-9V}+PI_I$)	¹	5,26%	¹	¹	¹

Fonte: compilação dos dados anteriores

A figura 6.28 apresenta o conteúdo harmônico médio, com ênfase nas harmônicas de ordem ímpar, das tensões das três fases quando alimentando cada uma das diferentes cargas e com a UPS controlada por cada um dos controladores.

Figura 6.28 – Comparação do conteúdo harmônico médio de tensão das fases na alimentação de cada carga padrão com os diferentes controladores utilizados (apenas harmônicas ímpares)



Fonte: valores processado na Matlab® a partir de sinais aquisitados pelo osciloscópio DPO3014

Por meio das análises anteriores, percebe-se que o melhor desempenho está no controle multimalhas, com controlador PRes de tensão na única harmônica de 60Hz, associado ao controle PI de corrente. Convém observar que a atuação deste controle

¹ Controlador não ensaiado com cargas RL, não linear e a vazio por apresentar comportamento instável.

multimalhas resultou em um aumento do THD e do comportamento oscilatório para algumas cargas padrões (carga resistiva Y sem neutro, RL série e não linear com neutro), chegando a ultrapassar os níveis exigidos pela IEC 61000-2-2 (2002, seq. 5.2.1).

Quanto ao uso do controlador multimalhas com controle ressonante em múltiplas frequências da tensão ($P_{Res1-9V}+PI_I$), percebe-se o grande aumento das harmônicas na banda de 2.520Hz; só conseguindo alimentar a carga resistiva com neutro pois, se comportou de maneira tão instável com as demais cargas que conseguiu acompanhar a referência de sinal.

Quanto ao tempo de execução de cada algoritmo de controle, apresentado na tabela 6.4, percebe-se que com exceção do controlador PI de única malha, os demais não conseguiram garantir a frequência de saída em $60\pm0,5\%Hz$ em conformidade com a ANSI/IEEE Std. 944 (1986, seq. 5.8.3), norma que trata de sistemas de UPS de maneira geral, devido ao tempo consumido para cálculo do controle; mas ficaram sempre dentro do padrão de $60\pm2\%Hz$ fixado pela IEC 62040-3 (1999, seq. 5.2) para UPSs com elementos semicondutores.

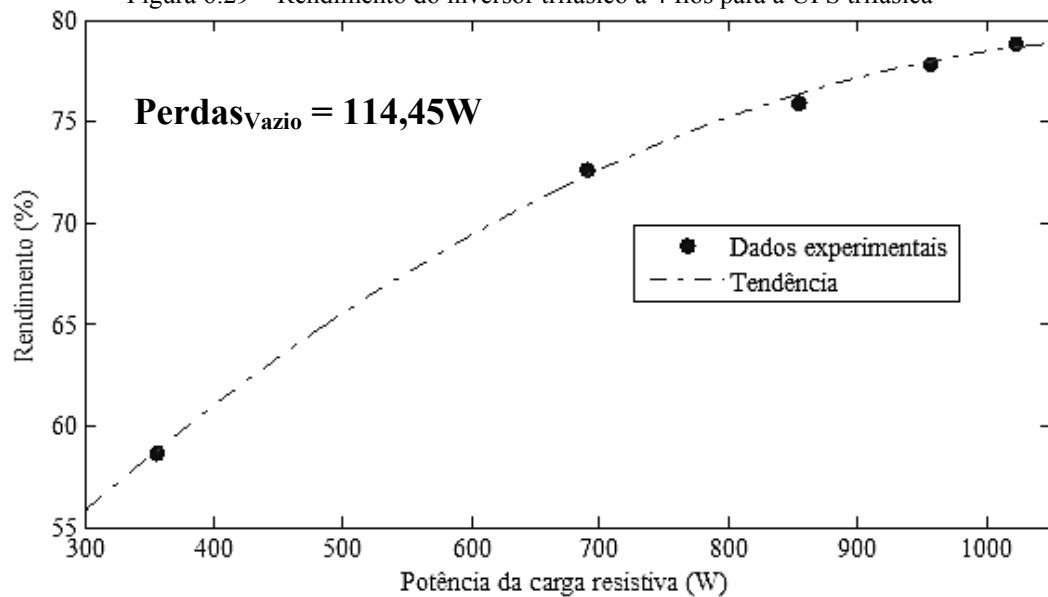
Tabela 6.4 – Comparação do tempo de execução e frequência de saída da tensão da UPS para os diferentes algoritmos utilizados

Controlador	Tempo de cálculo	Frequência da tensão de saída
PI de tensão (PI_V)	8,80 μ s	59,80Hz
PRes de tensão + PI de corrente ($P_{ResV}+PI_I$)	13,20 μ s	59,50Hz
PRes de tensão nas harmônicas 1, 3, 5, 7 e 9 + PI de corrente ($P_{Res1-9V}+PI_I$)	29,80 μ s	59,45Hz

Fonte: autoria própria

Além disso, variando-se a carga resistiva Y com neutro aplicada à saída do inversor da UPS obteve-se o resultado mostrado na figura 6.29 que expressa o comportamento do sistema quanto a seu rendimento de conversão.

Figura 6.29 – Rendimento do inversor trifásico a 4 fios para a UPS trifásica



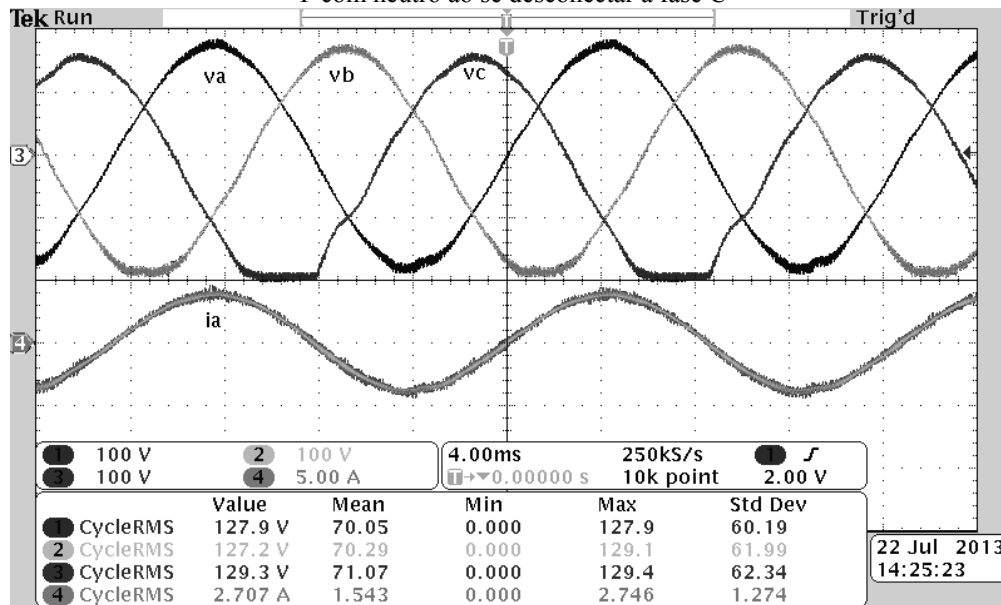
Fonte: gráfico feito em Matlab®

Constatando-se que a UPS trifásica possui o mesmo comportamento de rendimento da UPS monofásica, ou seja, é observada uma menor perda percentual de potência quando a carga se aproxima da nominal. Além disso, se observa um menor rendimento que na UPS monofásica devido, principalmente a fatores como:

- As chaves trabalharem com menores correntes, estando superdimensionadas, visto que o 1kVA nominal de potência de projeto é dividida entre as três chaves;
- As maiores perdas de chaveamento, visto que o inversor trifásico é composto por 4 braços de IGBTs;
- A modulação SPWM não ser tão eficiente quanto ao aproveitamento do barramento CC quando a PWM unipolar.

Outro ensaio realizado com a UPS, ainda em regime, foi a verificação do percentual de componente de sequência nula e negativa em sua saída, que segundo a IEC 60146-1-1 (1991, seq. 2.5) não deve ultrapassar 5% da componente positiva, além disso, essa situação deve ser satisfeita para uma carga resistiva fase-neutro bifásica, conforme sinais de tensão da figura 6.30, em que foi utilizada a carga resistiva Y balanceada com a fase C desconectada.

Figura 6.30 – Tensões do inversor trifásico a 4 fios com controlador multimalha $PRes_V + PI_I$ para carga resistiva Y com neutro ao se desconectar a fase C



Fonte: dados colhidos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014

O controle utilizado para esse ensaio foi o multimalhas com $PRes$ apenas na harmônica fundamental de tensão e PI de corrente, sendo utilizado um algoritmo em Matlab® para cálculo das componentes de sequência generalizadas e seu valor RMS.

Visualmente já se percebe uma saturação no semiciclo negativo da senoide de tensão da fase C, a qual teve a carga desconectada, efeito semelhante ocorreu ao se alimentar uma carga resistiva balanceada sem o condutor de neutro (figura 6.22).

A tabela 6.5 apresenta um resumo das informações desse processamento do sinal, contendo o valor RMS de tensão de cada fase e o percentual de componente nula (V^0/V^+) e de sequência negativa (V^-/V^+) com a UPS alimentando cada uma das cargas padrões. Durante a fase de calibração do algoritmo verificou-se que pode apresentar um erro de até +0,5% no cálculo das componentes, devido frequência de amostragem e arredondamento de cálculos.

Tabela 6.5 – Comparação da simetria trifásica das tensões de saída em relação ao neutro da UPS para o controle multimalhas $PRes_V + PI_I$

		Carga trifásica Y com neutro			Carga resistiva sem neutro	Carga bifásica resistiva
		Resistiva	RL série	Não linear		
Tensão eficaz	Fase A	127,1V	132,3V	128,8V	126,2V	127,9V
	Fase B	127,8V	131,7V	128,6V	129,0V	127,2V
	Fase C	127,5V	131,3V	126,5V	128,3V	129,3V
V^-/V^+		2,50%	6,71%	10,49%	2,54%	4,36%
V^0/V^+		2,81%	6,92%	10,55%	4,22%	3,66%

Fonte: dados adquiridos pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014 e processados no Matlab®

Com os dados da tabela acima, verifica-se que o protótipo apenas atingiu o índice da norma ao alimentar cargas do tipo resistivas, independentes de serem balanceadas ou não. O pior caso foi quando a UPS alimentou a carga não linear, ou seja, o controle ainda deve ser aprimorado para que seja atingido o limite da norma para qualquer tipo de carga.

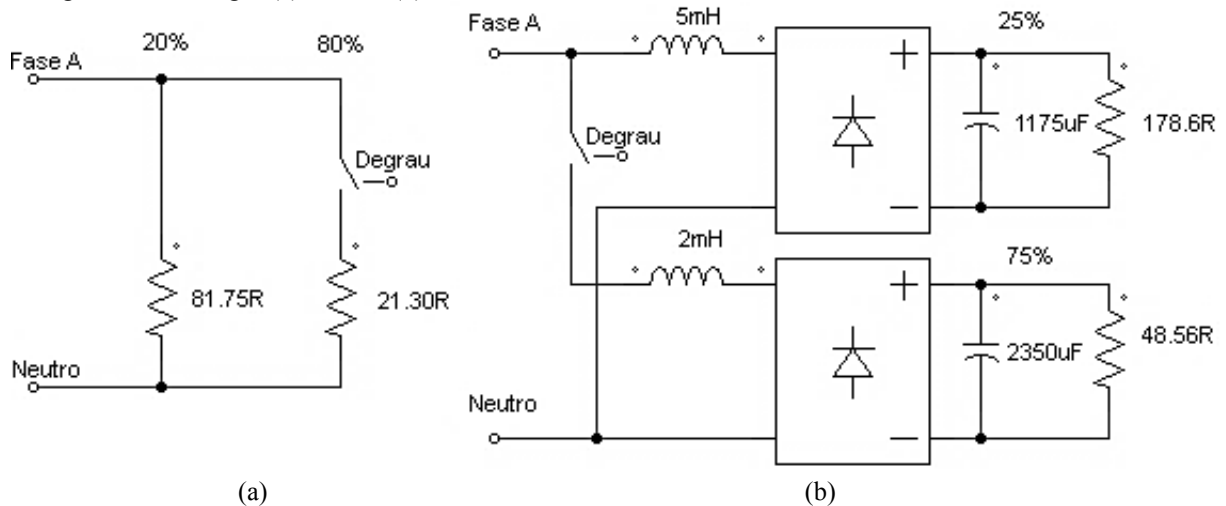
6.2 Comportamento dinâmico

O intuito do ensaio relacionado nesse tópico é avaliar o desempenho dinâmico da UPS à entrada e saída de cargas lineares e não lineares padronizadas. O ensaio consiste de duas etapas: a inserção de carga e sua posterior retirada (IEC 62040-3, 1999, cap. 6). Esse procedimento é realizado para duas cargas padronizadas, a linear puramente resistiva e uma não linear composta de um retificador com filtro capacitivo de saída.

6.2.1 Inversor monofásico

O ensaio para a UPS de saída monofásica, foi realizado utilizando os esquemas de carga linear e não linear mostrados na figura 6.31.

Figura 6.31 – Cargas (a) linear e (b) não linear usadas no ensaio de transitório da UPS monofásica de 1kVA



Fonte: valores calculados a partir da IEC 62040-1 (2008)

Os valores dos componentes foram calculados segundo a norma IEC 62040-1 (2008) e utilizados valores comerciais e disponíveis no laboratório como listados na tabela 6.6.

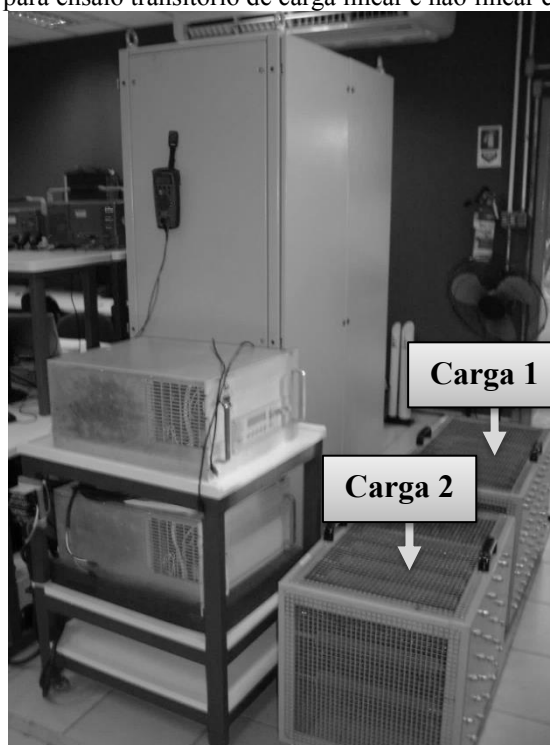
Tabela 6.6 – Valores dos componentes de carga para o ensaio de classificação da UPS monofásica de 1kVA segundo a IEC 62040

Carga		Valor calculado	Valor utilizado
Linear 20%		80,65Ω	81,75Ω
Linear 80%		20,16Ω	21,30Ω
Não linear 25%	Rs	2,85Ω	5mH ¹
	R1	145,49Ω	178,6Ω
	C	1mF	1,175mF
Não linear 75%	Rs	0,86Ω	2mH ¹
	R1	48,50Ω	48,56Ω
	C	3,1mF	2,35mF

Fonte: valores calculados segundo a IEC 62040-1 (2008)

A estrutura de ensaio utilizou dois bancos de resistores que foram conectados à saída da UPS (no caso de carga linear) e na saída de um retificador (no caso de carga não linear), representando a carga inicial e o degrau de potência que foi adicionado e, posteriormente, retirado, conforme a figura 6.32.

Figura 6.32 – Cargas para ensaio transitório de carga linear e não linear com a UPS monofásica



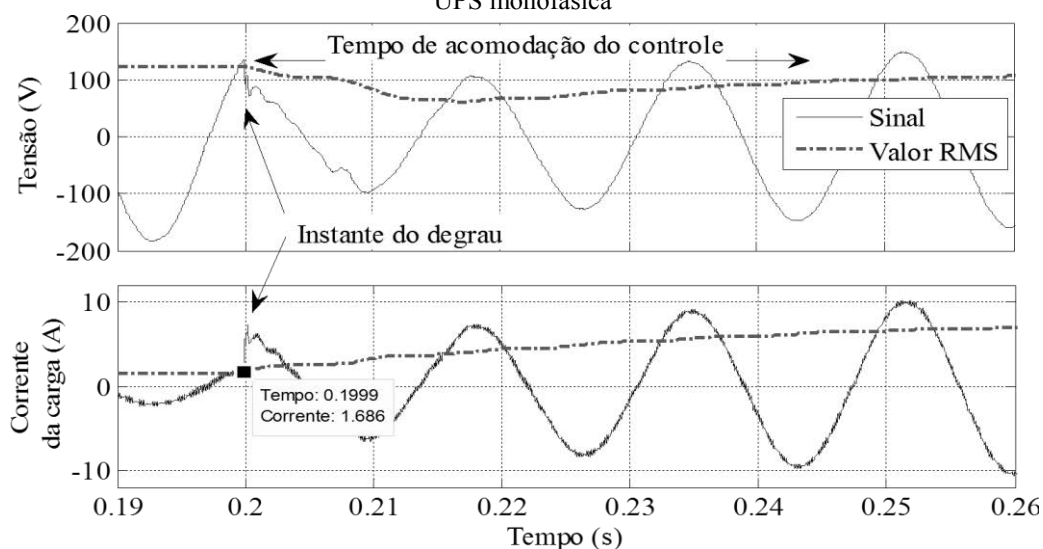
Fonte: autoria própria

O ensaio para carga linear consistiu na aplicação de um degrau de entrada e saída de carga, ambos de 80% de sua potência nominal, quando a UPS já estiver trabalhando com 20% (IEC 62040-3, 1999, seq. 6.3.7.1).

¹ Na ausência de resistores no valores especificados pela norma IEC 62040 para o parâmetro Rs, foram utilizados indutores com valores de impedâncias equivalentes.

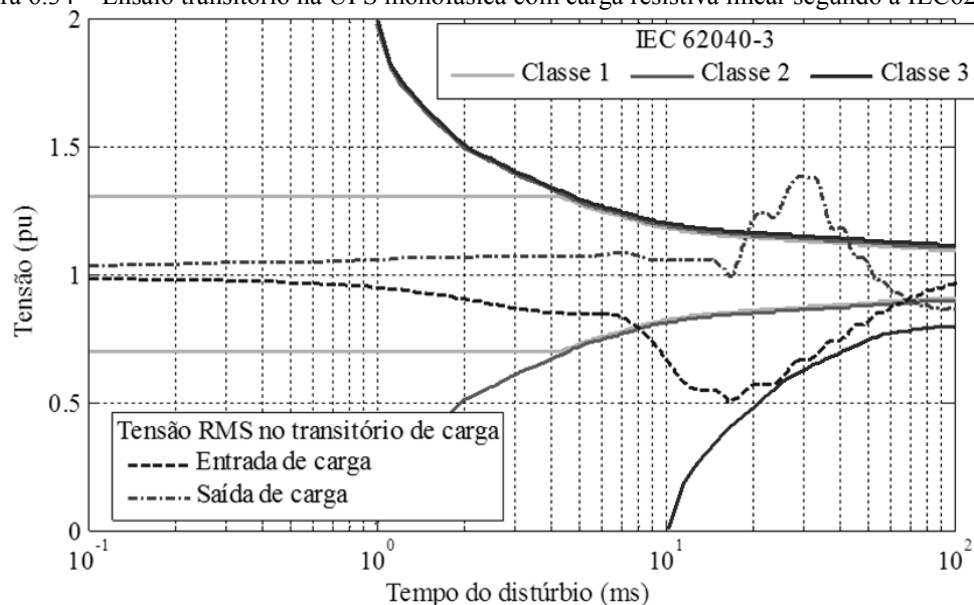
Através dos dados colhidos com o osciloscópio, foi identificado o momento de atuação do degrau, sendo repetido várias vezes para se obter a pior condição¹ e, utilizando o *software* Matlab®, foi calculado o valor RMS da tensão de saída, tendo como instante de referência a mudança abrupta da corrente (conforme exemplo de sinal pré-processado da figura 6.33), esse sinal é traçado em cima das curvas de referência da IEC 62040-3 (1999, seq. 5.3.1), sendo possível classificar a UPS quanto ao seu controle no momento de transitórios de carga (figura 6.34).

Figura 6.33 – Sinal e valor eficaz de tensão e corrente para o transitório de entrada de carga resistiva de 80% na UPS monofásica



Fonte: dados aquisitados pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014 e processados no Matlab®

Figura 6.34 – Ensaio transitório na UPS monofásica com carga resistiva linear segundo a IEC62040-3



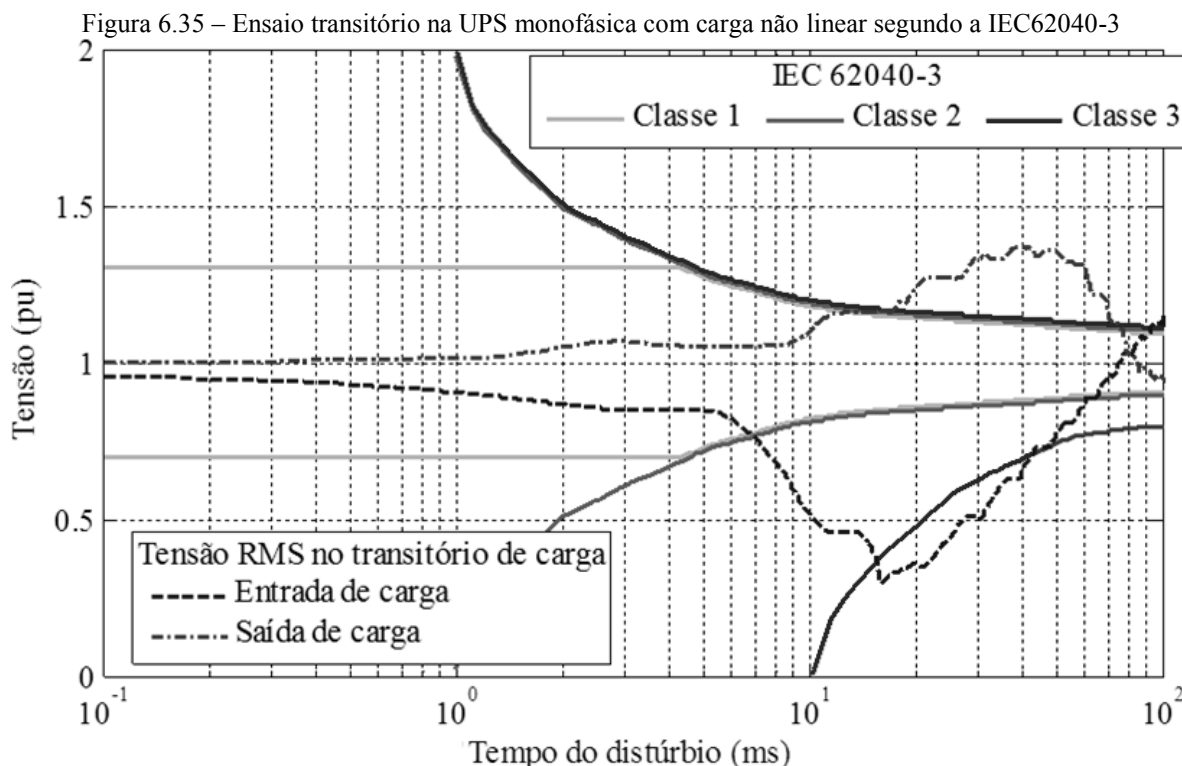
Fonte: dados aquisitados pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014 e processados no Matlab®

¹ Sabe-se que no caso da carga não linear, retificador com filtro capacitivo, a pior corrente de energização, e portanto de transitório da UPS, ocorre quando a carga é conectada a alimentação no exato momento do pico de tensão.

É observado que a inserção de carga, solicitando mais potência da saída da UPS, tende a diminuir instantaneamente o nível de tensão e, por outro lado, a retirada de carga tende a aumentá-lo. Isso ocorre pela demora na ação do controle para convergir para o novo valor de ciclo ativo de chaveamento aplicado sobre os IGBTs.

Ainda, neste primeiro teste, se observou que a UPS não conseguiu atingir nenhuma das classes da norma ao se tratar de retirada de carga e ficou na classe mais inferior ao se tratar de inserção.

O mesmo procedimento de ensaio e processamento dos resultados é realizado para a carga não linear, mas dessa vez, o degrau aplicado é de 75% da potência nominal quando a UPS já estiver trabalhando a 25% com carga também não linear (IEC 62040-3, 1999, seq. 6.3.8.4). O resultado é mostrado na figura 6.35.



Fonte: dados aquisitados pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014 e processados no Matlab®

Neste segundo ensaio, observou-se o mesmo aspecto de curvas do valor eficaz de tensão de saída mostrado anteriormente, sendo ainda mais proeminente o afundamento de tensão causado na inserção de carga.

Comparando os dois gráficos de resposta e, sabendo que a integral das duas curvas¹ pode nos fornecer uma expectativa da energia gasta pelo sistema de controle para convergir

¹ Ao se referenciar em integral das curvas, é entendido como o espaço compreendido abaixo da curva de elevação de tensão e acima do nível de 1pu para o caso da retirada de carga; e compreendido acima da curva de afundamento e abaixo de 1pu para a situação de inserção de carga. A unidade do resultado dessa integral é V·s.

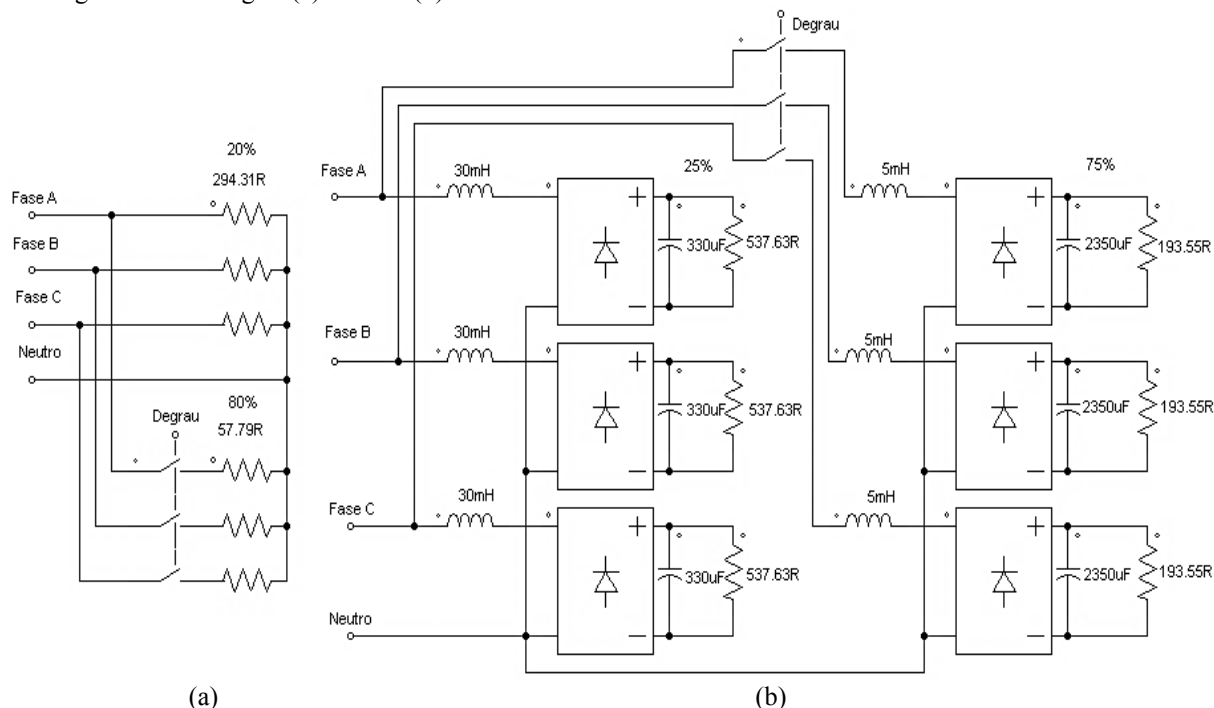
novamente ao valor de referência, tem-se que o esforço é muito maior ao se tratar da carga não linear.

Vários outros testes devem ser aplicados em uma UPS completa (IEC 62040-3, 1999, p. 105), porém, como apenas foi desenvolvida a etapa de saída sem a preocupação inicial com o armazenamento da energia, esses são os testes necessários para se obter as características de funcionamento da UPS.

6.2.2 Inversor trifásico

Para a UPS de saída trifásica a 4 fios foi aplicado o mesmo procedimento de ensaio, com a ressalva que, devido à própria norma que regulamenta o ensaio (IEC 62040-1, 2008; IEC 62040-3, 1999), a carga também deveria possuir o condutor de retorno conforme apresentado na figura 6.36.

Figura 6.36 – Cargas: (a) linear e (b) não linear usadas no ensaio de transitório da UPS trifásica de 1kVA



Fonte: valores calculados a partir da IEC 62040-1 (2008)

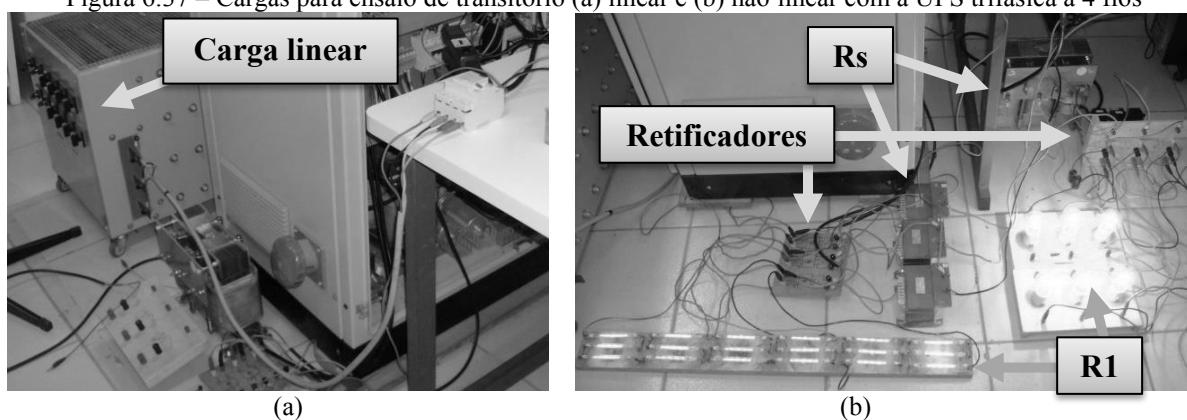
Assim como na UPS monofásica, os valores dos componentes utilizados como carga divergiram dos valores calculados por razão dos padrões comerciais e disponíveis em laboratório (tabela 6.7). Além disso, devido à necessidade da composição de três cargas idênticas (para cada uma das fases), foram utilizadas lâmpadas incandescentes e halógenas em sua composição (figura 6.37), o que acentuou ainda mais a característica de alta corrente na energização, pois estas apresentam baixa resistência quando frias.

Tabela 6.7 – Valores dos componentes de carga por fase para o ensaio de classificação da UPS trifásica a 4 fios de 1kVA segundo a IEC 62040

Carga		Valor calculado	Valor utilizado
Linear 20%		241,94 Ω	294,31 Ω
Linear 80%		60,48 Ω	57,79 Ω
Não linear 25%	Rs	7,74 Ω	30mH ¹
	R1	436,48 Ω	537,63 Ω ²
	C	343,7 μ F	330 μ F
Não linear 75%	Rs	2,58 Ω	5mH ¹
	R1	145,49 Ω	193,55 Ω
	C	1mF	2,35mF

Fonte: valores calculados segundo a IEC 62040-1 (2008)

Figura 6.37 – Cargas para ensaio de transitório (a) linear e (b) não linear com a UPS trifásica a 4 fios



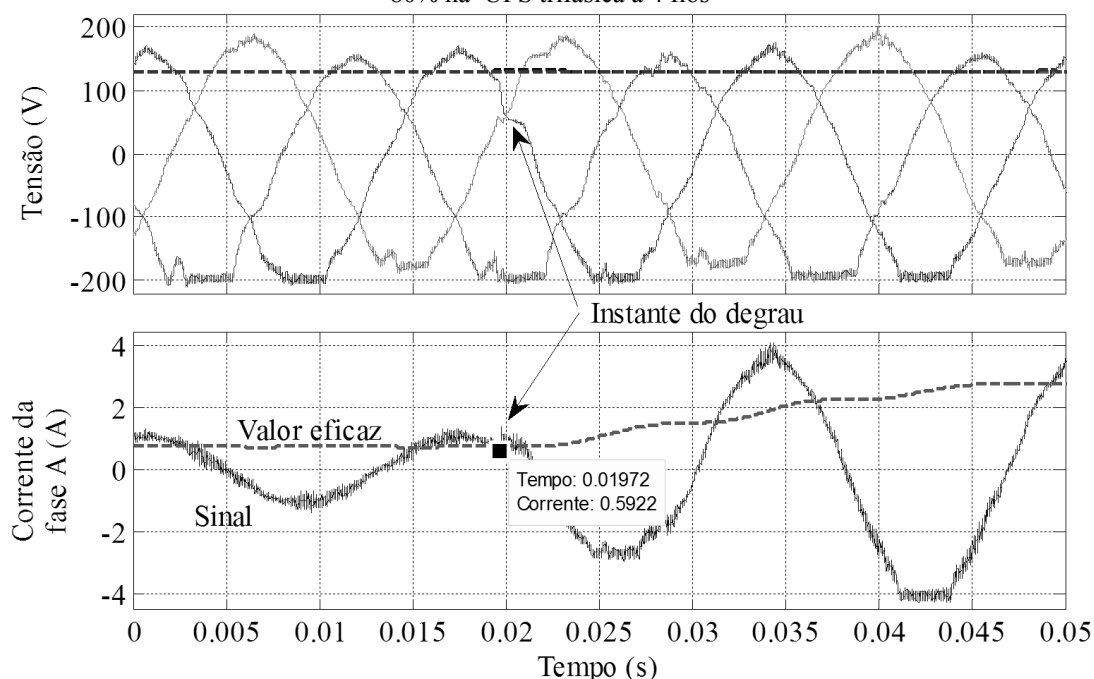
Fonte: autoria própria

A figura 6.38 mostra as formas de ondas das tensões das fases A, B e C, e da corrente da fase A, capturadas durante o ensaio de inserção da carga resistiva (as curvas tracejadas representam respectivamente: o valor eficaz da tensão da fase A e o valor eficaz da corrente da fase A). É possível verificar um comportamento semelhante ao ocorrido durante o ensaio monofásico (figura 6.33), com uma descontinuidade na corrente da fase A no instante da aplicação de degrau de carga, porém, já não é perceptível a mudança no valor eficaz da tensão da fase A.

¹ Na ausência de resistores no valores especificados pela norma IEC 62040 para o parâmetro Rs, foram utilizados indutores com valores de impedâncias equivalentes.

² Valor de resistência a temperatura ambiente para as lâmpadas incandescentes e halógenas utilizadas durante o ensaio com carga não linear trifásica.

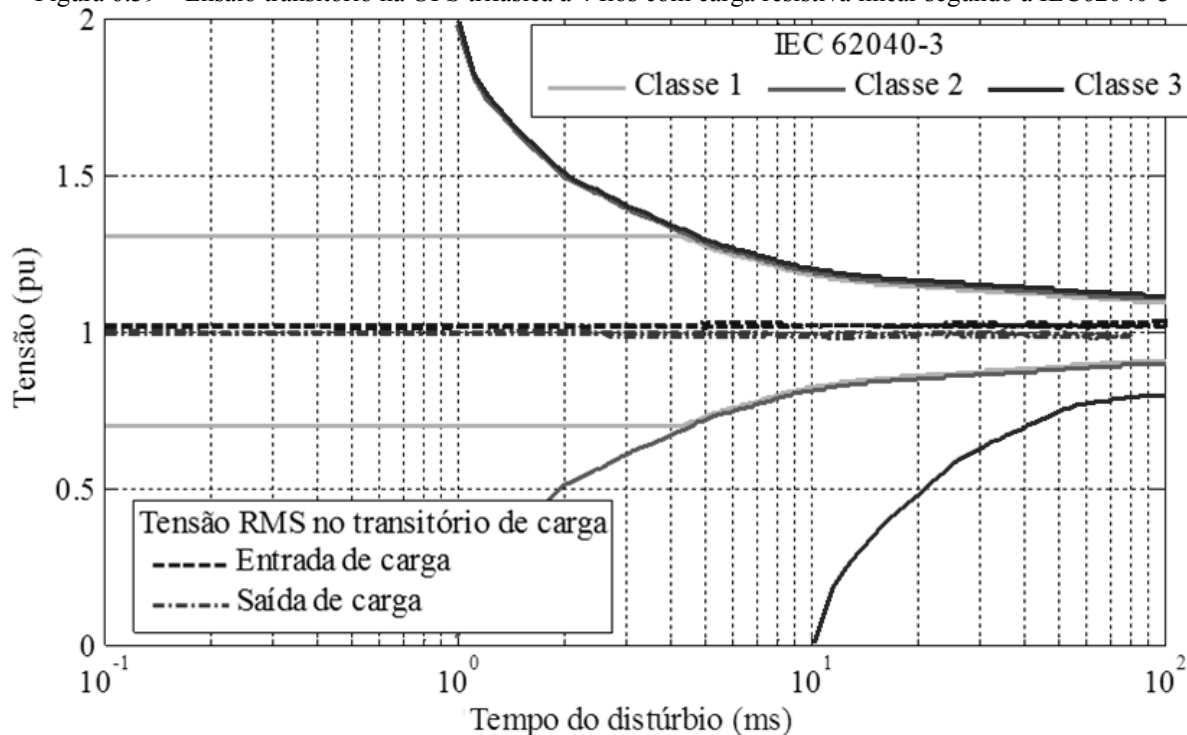
Figura 6.38 – Tensões das fases A, B e C e corrente da fase A, para o transitório de entrada da carga resistiva de 80% na UPS trifásica a 4 fios



Fonte: dados aqisitados pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014 e processados no Matlab®

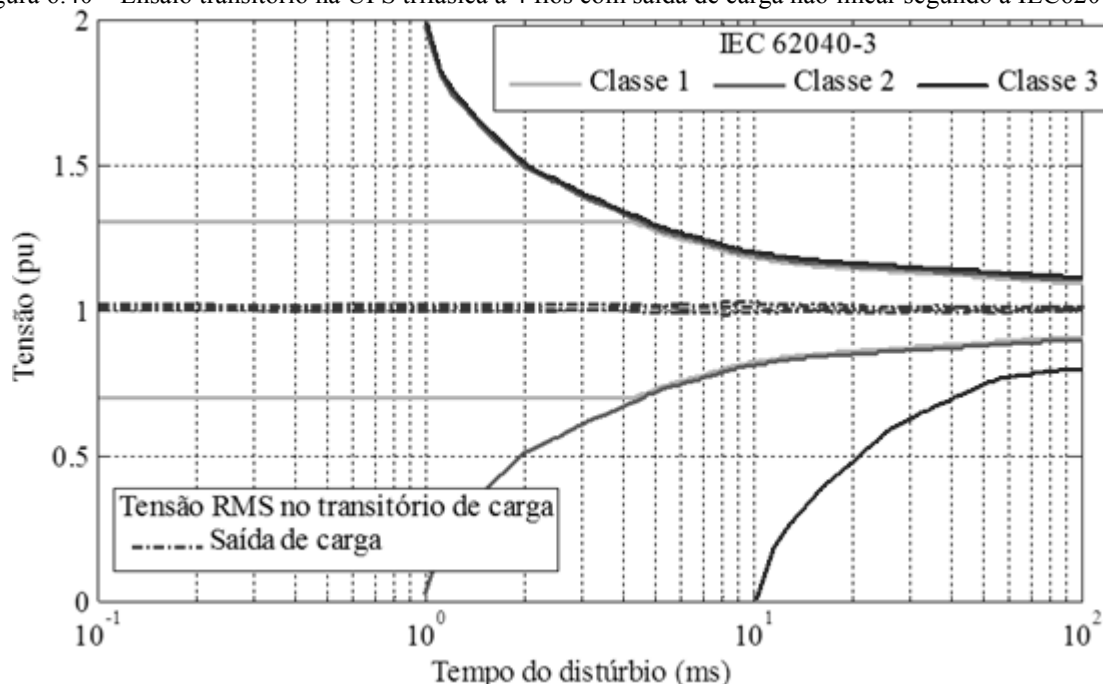
A figura 6.39 apresenta o resultado de variação da tensão de saída em função do tempo após aplicação do degrau de entrada/saída de carga linear já processada e sobreposta às curvas da IEC 62040-3 (1999) para classificação da UPS. E a figura 6.40 apresenta a resposta para aplicação do degrau de saída de carga não linear.

Figura 6.39 – Ensaio transitório na UPS trifásica a 4 fios com carga resistiva linear segundo a IEC62040-3



Fonte: dados aqisitados pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014 e processados no Matlab®

Figura 6.40 – Ensaio transitório na UPS trifásica a 4 fios com saída de carga não linear segundo a IEC62040-3



Fonte: dados aquisitados pelo osciloscópio Tektronix® DPO3014 e processados no Matlab®

Conforme os resultados apresentados nas figuras 6.39 e 6.40, não são observadas grandes variações nos valores eficazes da tensão de saída em função da aplicação do degrau de carga. Um dos motivos deste comportamento, é que, comparada à UPS monofásica, cada fase foi sujeita a apenas um terço da variação de carga, visto que ambas UPSs foram projetadas para a mesma potência nominal e a norma pede um ensaio com carga balanceada para a UPS trifásica (IEC 62040-1, 2008).

Outro fato ocorrido foi que, na UPS trifásica, não foi possível a realização do ensaio de entrada de carga não linear pois, após sua aplicação, a proteção de cada IGBT era acionada, fazendo com que o sistema fosse instantaneamente desligado. Esse fato está associado à interferência entre as fases e ao pico da corrente de carga dos capacitores do retificador utilizado como carga não linear.

Para contornar este problema, do ponto de vista da carga, pode-se implementar um limitador de corrente de *inrush*; do ponto de vista do controlador, pode-se modificá-lo para permitir uma maior diminuição da tensão durante a conexão desse tipo de carga, porém isso poderá fazer com que o sistema não mais atenda as classes da norma IEC 62040-3 (1999), não sendo, esta última, uma solução recomendada.

6.3 Síntese dos resultados experimentais

Primeiramente com relação ao inversor monofásico, conclui-se que a sequência de projeto dos componentes e dos controladores, se mostrou adequada para o objetivo proposto, visto que neste caso, a UPS atingiu todos os parâmetros de desempenho estático especificados pelas normas, funcionando a vazio ou com qualquer tipo de carga. Ao alimentar uma carga não linear (retificador com filtro capacitivo) com potência nominal igual à potência de saída da UPS, a tensão de saída apresentou um THD máximo de 8% (valor limite da norma classificatória IEC 61000-2-2 (2002)).

Quanto a seu comportamento dinâmico, no estudo do transitório de entrada e saída de carga, a UPS monofásica mostrou-se satisfatória, faltando pouco para se enquadrar na classificação 3 de UPSs, segundo a IEC 62040-3 (1999). Em função dos resultados experimentais obtidos, acredita-se que esse comportamento pode ser melhorado com o reprojeto dos controladores, acrescentando-se, por exemplo, uma parcela derivativa no controle da corrente de saída ou, alternativamente, aumentando-se a frequência de corte dos controladores. Convém observar que estes procedimentos devem ser implementados com cautela, pois alterar a resposta em frequência da planta ou adicionar uma parcela derivativa ao controlador PI de corrente poderá tornar o controle mais suscetível à frequência de chaveamento ou à frequência de ressonância do filtro LC de saída.

Quanto ao projeto dos controladores para a UPS trifásica, observou-se que a proposta de múltiplos controladores ressonantes em diferentes harmônicas de tensão não teve o resultado esperado (comparando com a UPS monofásica). Porém, obteve-se o mesmo resultado com a adição da segunda malha de controle, apesar de nesse caso a saída já apresentar THD de tensão maior quando se alimentou a carga não linear e resistiva sem neutro, ultrapassando ou chegando ao limite da norma IEC 62040-3 (1999).

Além disso, verificou-se o surgimento de parcelas de harmônicas homopolares. Que evidenciam a incapacidade do controle em erradicá-las.

No comportamento transitório, a UPS trifásica, apresentou um resultado melhor que a monofásica, ficando classificada como do tipo 1, porém isso ocorre por que cada uma de suas fases foi submetida a um distúrbio de um terço do que foi submetida a UPS monofásica. Apesar disso, ela não conseguiu suportar o distúrbio de entrada da carga não linear, fazendo com que além do controle se perdesse, fossem atuadas as proteções de do circuito de disparo.

O fato acima ocorre devido ao curto-circuito instantâneo entre as fases e neutro no momento em que é plugada a carga não linear de 75% da potência nominal da UPS. Então,

acredita-se que uma melhoria no método de chaveamento de modulação, por exemplo, a adoção da Modulação Vetorial Espacial (SVM – *Space Vector Modulation*) viria a resolver ou amenizar esse problema.

Também, por meio da SVM, acredita-se que se pode obter melhores resultados para distorção harmônica da tensão de saída com a mitigação de algumas harmônicas, principalmente as homopolares, que surgiram ao alimentar as cargas mais críticas (RL série e não linear), diminuição do achatamento da forma de onda também presenciado (componente de sequência nula) e da componente de sequência inversa; além de poder trazer outros benefícios, como a diminuição da tensão no barramento CC e melhora do rendimento.

Além do mais, as duas UPSs (monofásica e trifásica) mantiveram a frequência de saída dentro dos padrões independente da topologia de controle utilizado, mostrando que o DSP possuiu capacidade suficiente de processamento para a aplicação estudada. E, obtiveram melhor desempenho na conversão de potência quando operando a plena carga, com ênfase na UPS monofásica, pois seus semicondutores trabalharam com maiores correntes, estando melhor dimensionados, além da modulação unipolar prover um melhor aproveitamento da tensão do barramento CC comparada a Modulação Senoidal por Largura de Pulso (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*).

7 SIMULAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para confecção de um próximo protótipo várias outras funções podem ser adicionadas à etapa de saída da UPS, podendo, em determinadas condições, modificar completamente o funcionamento do circuito de potência, alterando até o sentido do fluxo de energia.

Assim, nesta seção, são apresentadas algumas simulações envolvendo o conhecimento discutido até aqui para aplicação do protótipo monofásico no desempenho de outras funções, tais como: a interconexão da UPS à rede elétrica para fornecimento de potência ativa, o carregamento da bateria drenando corrente da rede elétrica com alto fator de potência e o uso de seu circuito para correção de distúrbios de corrente da rede principal. Para tanto, é considerada a conexão da etapa de saída da UPS ao PAC com uma impedância equivalente de linha de $100\mu\text{H}^1$.

Como mostrado adiante, a etapa de potência do circuito permaneceu inalterada e, quando necessário, apenas a lógica e o diagrama de controle sofreram modificações ou acréscimos de novas estruturas, mas sempre mantendo as configurações de ganhos e as funções de transferência dos sensores apresentadas na tabela 5.1.

7.1 Retificador de alto fator de potência

A aplicação do circuito de potência da UPS como retificador de alto fator de potência, tem como principal característica o fato de que a corrente drenada por ele praticamente não possui harmônicas superiores, se assemelhando a uma corrente drenada por uma carga puramente resistiva.

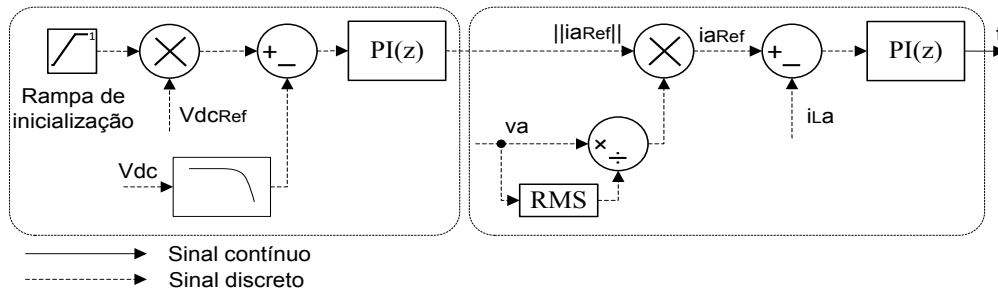
Para o controle deste circuito faz-se necessário duas malhas de realimentação (figura 7.1). A primeira malha utiliza o valor médio da tensão contínua do barramento (V_{dc}), que deve possuir um nível de referência no mínimo igual ao pico da tensão da rede de alimentação, visto que o retificador comporta-se como um *boost*². Esta primeira malha de controle de tensão serve como valor de referência ($\|i_{a_{Ref}}\|$), para multiplicar o sinal de tensão normalizado, gerando assim o sinal de referência para a corrente a ser drenada da rede elétrica ($i_{a_{Ref}}$), com amplitude variável em função da carga e formato idêntico ao sinal de tensão. A

¹ A indutância da linha estimada foi baseada no valor padrão dos transformadores de distribuição 13,8kV para 220/127V, normalmente de 45kVA de 3,5% de impedância.

² Um retificador do tipo *boost* tem seu funcionamento baseado no conversor CC/CC elevador de tensão. Nele, o circuito eleva a tensão de entrada de forma que seja possível o circuito composto pela carga e capacitor de barramento drenar corrente do lado CA durante todo o ciclo da forma de onda de tensão da rede; assim, o circuito pode ser controlado de forma que a onda de corrente de entrada se aproxime de uma senoide.

segunda malha é responsável por controlar o ciclo de trabalho das chaves semicondutoras do inversor, de modo que a corrente pelo indutor seja igual a referência dada.

Figura 7.1 – Diagrama de controle da corrente de entrada do retificador *boost* com alto FP



Fonte: autoria própria

Para os cálculos dos parâmetros dos controladores empregados, utilizou-se o mesmo desenvolvimento realizado para o controle da tensão de saída da UPS (tópico 4.3). Os valores obtidos estão listados na tabela 7.1.

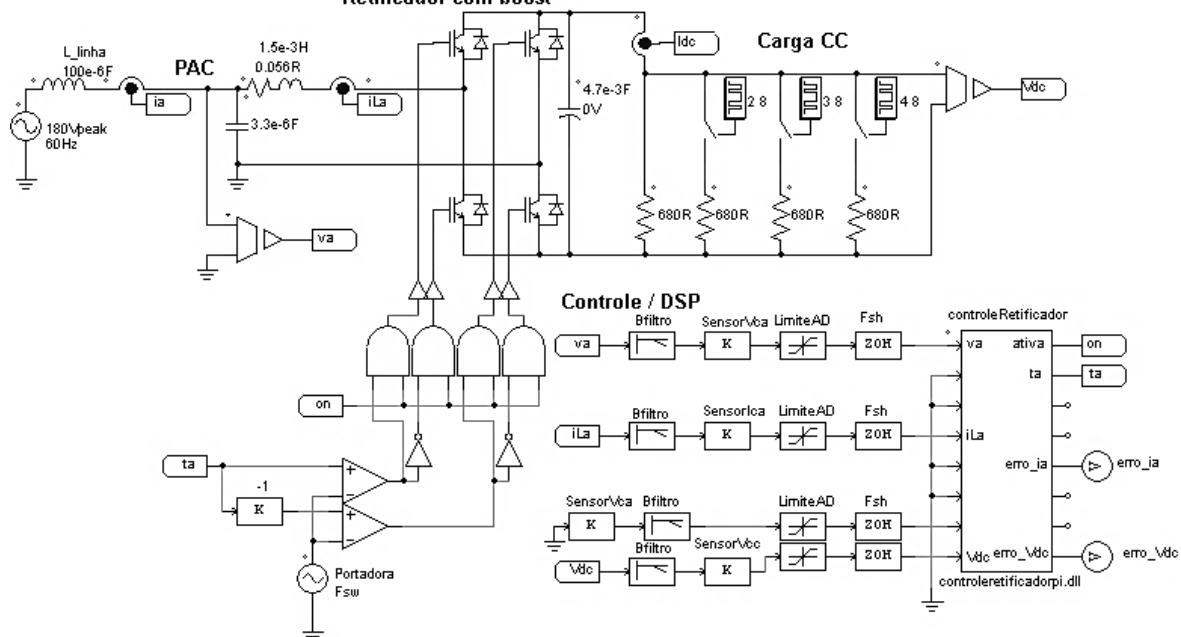
Tabela 7.1 – Parâmetros dos controladores para as demais funcionalidades da UPS

Malha de controle de ...	Parâmetro	Valor
Tensão no barramento	Kz_P	1,459941465602806
	Kz_I	0,001270689523385
Corrente	Kz_P	1,221862952341482
	Kz_I	0,374455820458310

Fonte: autoria própria

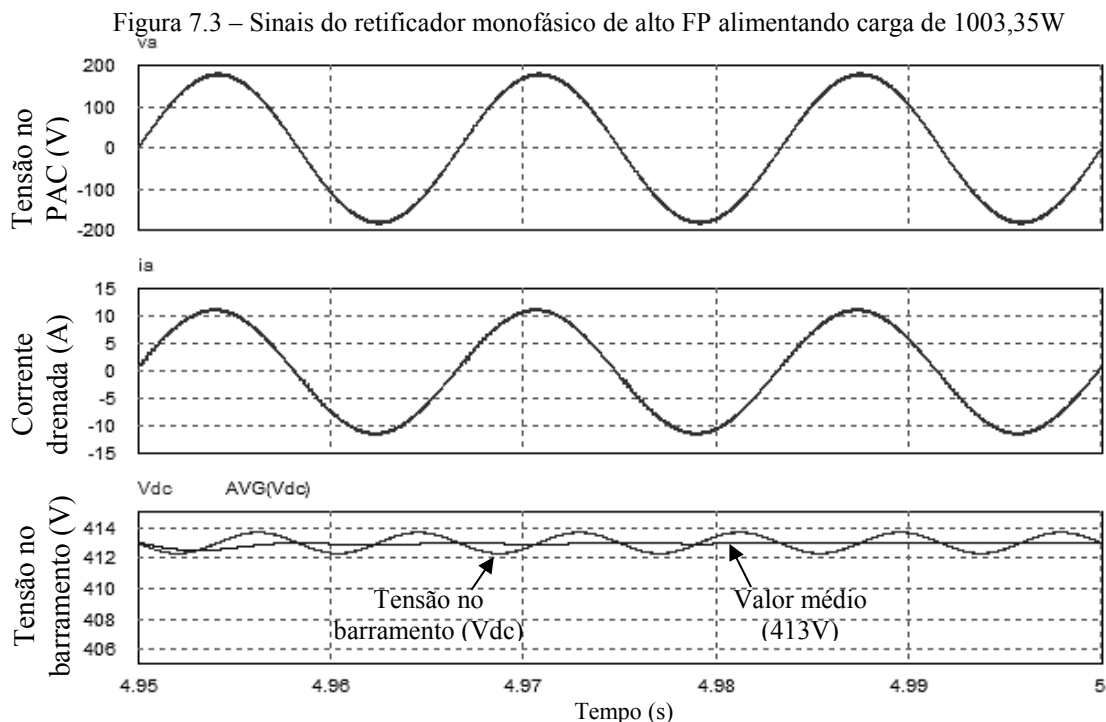
O circuito de simulação pode ser visto na figura 7.2.

Figura 7.2 – Retificador monofásico de alto FP



Fonte: simulação no software PSIM®

A figura 7.3 apresenta a tensão no ponto de conexão do retificador à rede elétrica (v_a), a corrente drenada (i_a) por ele e a tensão no barramento (V_{dc}) quando a carga em CC atinge 1003,35W.



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Observa-se que a forma de onda da corrente possui formato idêntico ao da tensão da rede. Isto pode ser visto pelos resultados da tabela 7.2 que mostram um THD de corrente praticamente nulo e um fator de potência acima de 0,95¹ para diferentes valores de carga CC. Na condição de operação com carga mínima (125,42W), o THD apresentou um valor abaixo de 15%, como o exigido pela norma IEC 61000-3-2 (2009), porém, o FP resultou abaixo de 0,92 (RESOLUÇÃO ANEEL 569, 2013), em função da distorção do sinal da corrente.

Tabela 7.2 – Dados da simulação do retificador monofásico com *boost* para alto FP com 311V no barramento

Potência da carga CC (W)	THD _{Corrente} (%)	Fator de potência	Corrente entrada (A)	Rendimento ² (%)
125,42	3,88	0,860	1,15	86,17
250,84	0,00	0,959	2,06	95,91
501,67	0,00	0,989	3,99	98,91
752,51	0,00	0,995	5,96	99,45
1003,35	0,00	0,997	7,93	99,59

Fonte: simulação no *software* PSIM®

¹ A denominação de fator de potência indutivo ou capacitivo não se aplica a esse resultado, visto que o fato de não ser unitário se deve a distorção presente no sinal oriunda da frequência de chaveamento dos semicondutores e erro do controlador utilizado.

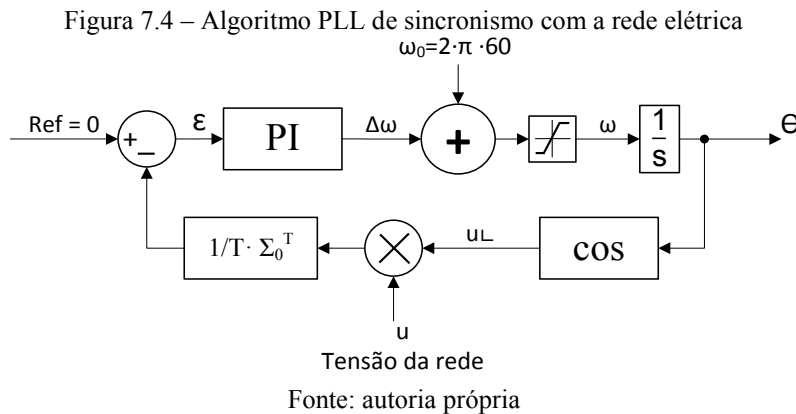
² Para cálculo do rendimento do circuito utilizou-se o quociente da potência de saída (barramento CC) pela potência aparente de entrada do retificador.

Outro aspecto relevante, é que o retificador possui um elevado rendimento na conversão da energia, o qual aumenta à medida que a potência da carga se aproxima do seu valor nominal (1kVA).

7.2 Inversor fonte de corrente com conexão à rede elétrica

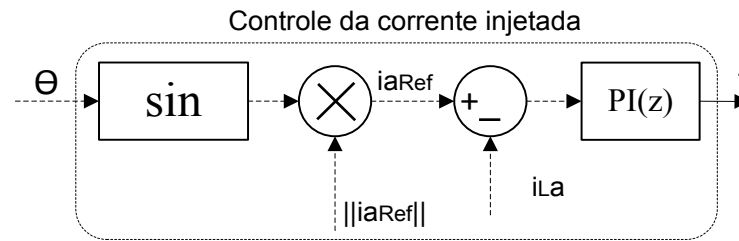
Outra modalidade de trabalho da UPS, quando não operando de forma isolada, é a sua conexão à rede elétrica. Nesta condição o circuito de saída deve fornecer uma corrente senoidal em fase com a tensão do PAC. Para isso, é necessário o uso de algum algoritmo de sincronismo de sinal, devido a aspectos não senoidais que podem estar presentes na tensão do PAC. Nesta implementação foi escolhido o algoritmo do tipo PLL (*Phase Locked Loop*) em função da sua fácil implementação e boa resposta em regime permanente.

Este algoritmo baseia-se em encontrar uma função senoidal (u_L) em quadratura com a componente fundamental do sinal de tensão da rede (u), que se deseja sincronizar, pois quando esta função senoidal (u_L) é encontrada, a média da multiplicação entre estas duas formas de ondas resulta em zero, independente da existência de componentes harmônicas superiores no sinal de tensão da rede (conforme teorema (A.16) no Apêndice A). Esquematicamente, seu algoritmo pode ser descrito conforme a figura 7.4.



Nestas condições, o algoritmo PLL fornece o ângulo de sincronismo (Θ) com sinal de tensão da rede elétrica, o qual é utilizado para geração da corrente de referência ($i_{a_{Ref}}$) para o controle (figura 7.5, sendo $\|i_{a_{Ref}}\|$ a amplitude desejada para a corrente a ser injetada na rede).

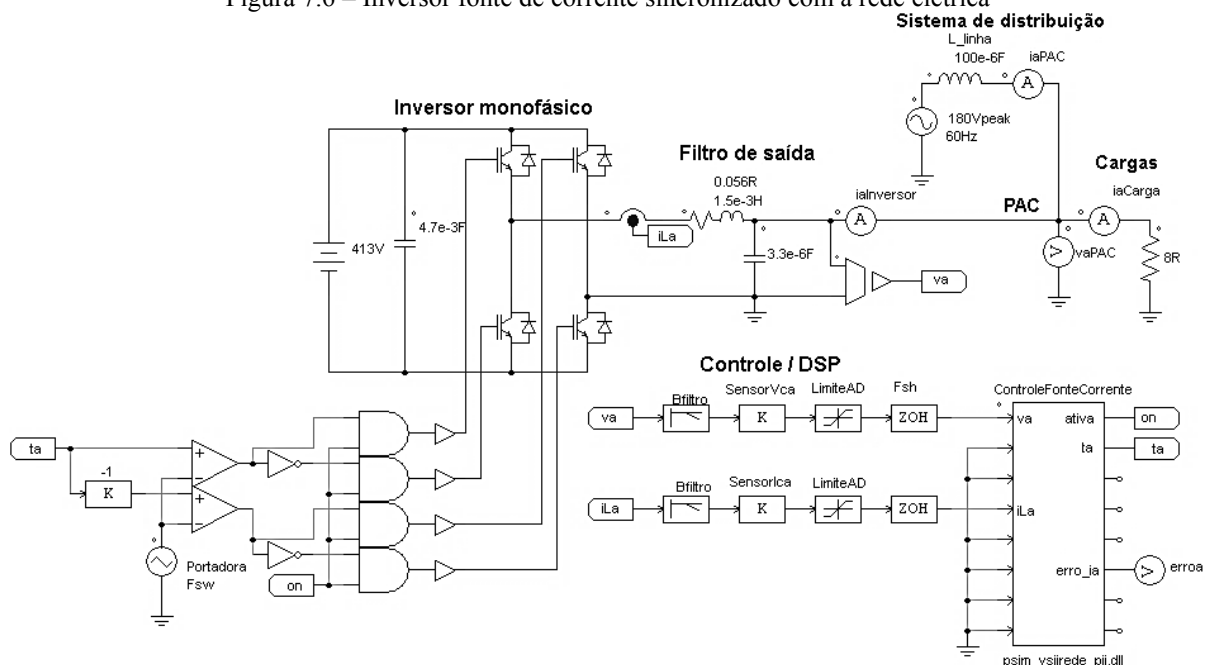
Figura 7.5 – Diagrama de controle da corrente de saída do inversor fonte de corrente sincronizado com a rede elétrica



Fonte: autoria própria

Este algoritmo de controle e sincronismo foi implementado em linguagem C e simulado no *software* PSIM® utilizando o diagrama elétrico da figura 7.6. Os parâmetros do controle PI de corrente são os mesmos listados anteriormente na tabela 7.1.

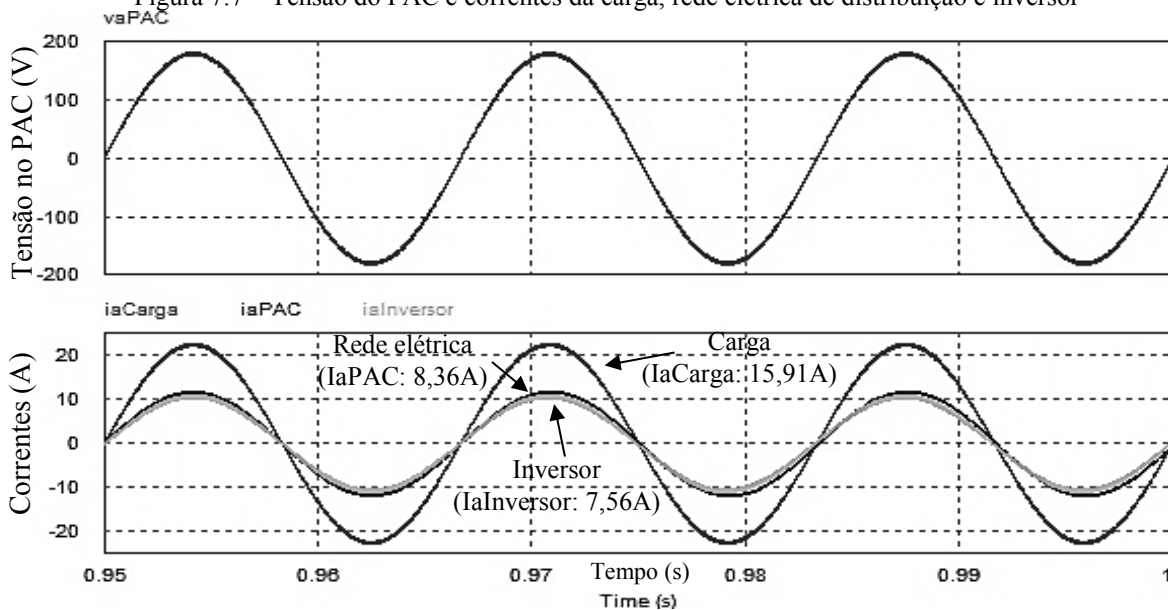
Figura 7.6 – Inversor fonte de corrente sincronizado com a rede elétrica



Fonte: simulação no *software* PSIM®

Observa-se através da figura 7.7 a diminuição da parcela de corrente eficaz drenada da rede elétrica pela carga, ou seja, o inversor fonte de corrente fornece parte da corrente necessária para o correto funcionamento da carga. Na prática isto pode beneficiar a rede elétrica de distribuição, diminuindo as perdas por transporte de energia e auxiliando na manutenção do nível de tensão no PAC.

Figura 7.7 – Tensão do PAC e correntes da carga, rede elétrica de distribuição e inversor



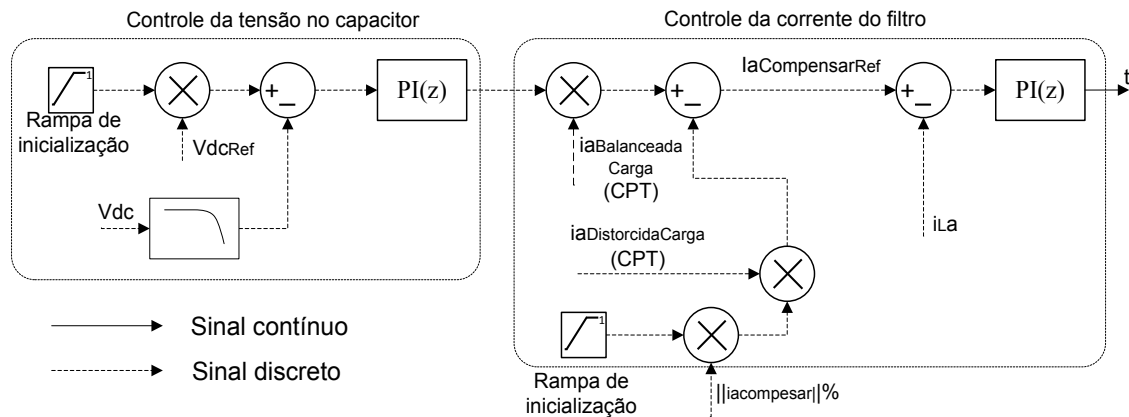
Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

7.3 Filtro ativo paralelo

Um filtro ativo é um dispositivo composto por semicondutores (elementos ativos) que, através de um controle, digital ou analógico, é capaz de eliminar ou mitigar características indesejadas no sinal de tensão ou corrente elétrica. No caso, o filtro ativo paralelo é composto por um VSI trabalhando com a corrente de saída controlada de forma a impor na rede elétrica, a circulação de uma forma de onda de corrente semelhante aquela causadora do distúrbio, porém, com uma fase de 180° , assim, em seu ponto de conexão, o filtro ativo paralelo está apto para eliminar o distúrbio de corrente.

Nessa seção é apresentada a simulação de um filtro ativo paralelo monofásico, utilizando a Teoria da Potência Conservativa (CPT – *Conservative Power Theory*, Apêndice A) para cálculo da corrente a ser compensada. No caso é usada a corrente não ativa como referência para o sinal de controle ($ia_{DistorcidaCarga}$) de cada fase do filtro (figura 7.8), além disso, deve haver um controle da tensão sobre o barramento CC (V_{dc}) visto que o filtro ativo paralelo não necessita de outra fonte para fornecer sua potência de trabalho, pois é capaz de carregar o capacitor com energia ativa proveniente da rede elétrica e usá-la para compensar os distúrbios gerados pelas demais parcelas de corrente (reativa, residual e desbalanceada, no caso trifásico).

Figura 7.8 – Diagrama de controle da corrente do filtro ativo paralelo

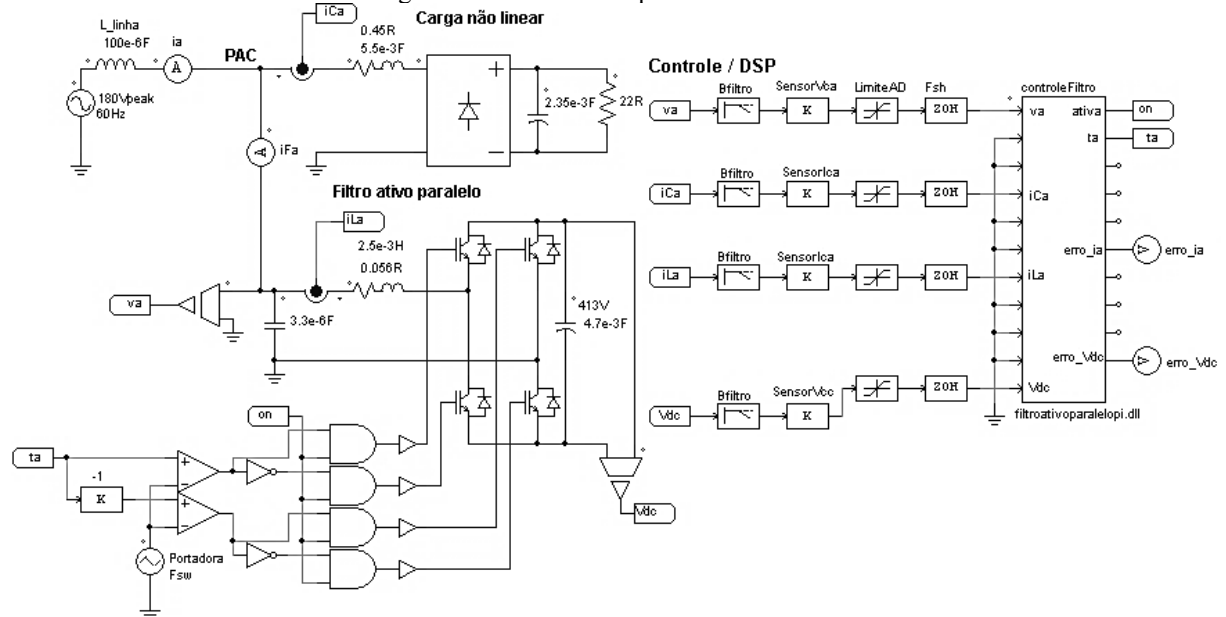


Fonte: autoria própria

O controle do filtro ativo é fundamentado em duas malhas: a de corrente de seu inversor de saída, que tem seu controlador projetado como no inversor da UPS com conexão a rede, e a de tensão no capacitor do barramento de tensão contínua, que por ter sua frequência de corte muito abaixo da frequência de corte do controle da corrente do inversor, pode ser calculada de maneira desacoplada, de forma semelhante ao retificador de alto fator de potência.

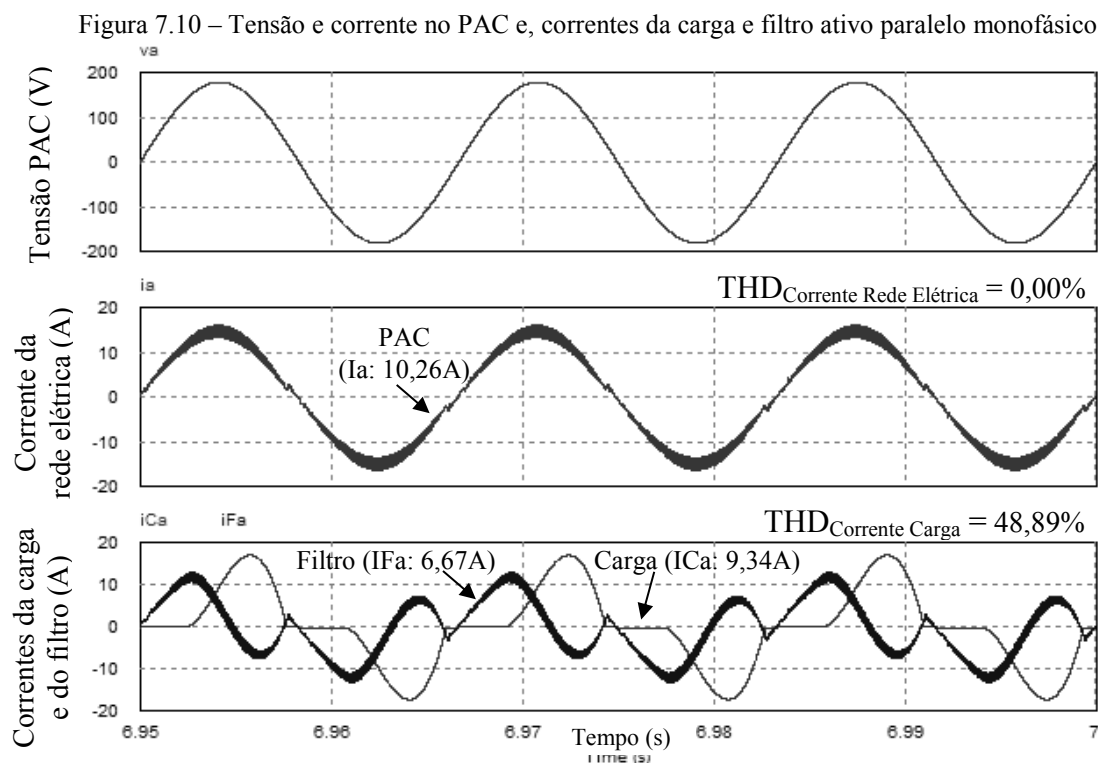
A figura 7.9 apresenta um filtro ativo paralelo monofásico para compensar os distúrbios causados por uma carga não linear (retificador com filtro capacitivo). Trata-se da mesma estrutura de potência e controle utilizada para construção da UPS e utiliza os mesmos parâmetros dos controladores apresentados anteriormente na tabela 7.1.

Figura 7.9 – Filtro ativo paralelo monofásico



Fonte: simulação no software PSIM®

Abaixo (figura 7.10) são mostrados os sinais de corrente da carga e visto pela fonte do sistema após a compensação pelo Filtro Ativo Paralelo.



Fonte: resultado da simulação no *software* PSIM®

Como mostrado, após a compensação, a corrente antes distorcida, passa a ter o formato semelhante ao sinal de tensão do PAC, no caso, senoidal e com a presença, em pequenas amplitudes, das frequências superiores oriundas do chaveamento dos semicondutores.

A tabela 7.3 apresenta os parâmetros obtidos após a compensação efetivada pelo filtro ativo paralelo utilizando a Teoria da Potência Conservativa (CPT – Conservative Power Theory, Apêndice A).

Tabela 7.3 – Indicadores e potências calculadas pela CPT para a carga não linear e fonte do sistema após compensação pelo filtro ativo paralelo monofásico

	Carga	Vista pela fonte
Potência aparente	1160,1VA	1304,7VA
Potência ativa	914,2W	1304,0W
Potência reativa	495,3Var	-18,1VAr
Potência residual	512,9VA	38,7VA
THD de corrente	48,89%	0,00%
Fator de potência	0,79	1,00

Fonte: valores calculados pelo algoritmo em Matlab®

Assim, é possível se verificar a eficácia do filtro ativo pois, ele foi capaz de zerar o THD de corrente visto do PAC e deixar o FP unitário, além de minimizar as parcelas de potência associadas as correntes reativas e de distorção (potência residual).

Também se observa, que após a compensação, a potência aparente transferida pela fonte corresponde praticamente a potência ativa. A pequena parcela de potência reativa restante é o resultado do não perfeito sincronismo da forma de onda da corrente com a tensão, e o valor de potência residual medido após a compensação correspondente ao distúrbio de chaveamento presente no sinal de corrente, o qual foi contabilizado pela CPT. Nestas condições, a potência aparente foi elevada em 144,6VA, em função, também, da potência ativa requerida para suprir as perdas do filtro ativo.

7.4 Síntese dos resultados

Apesar da topologia de potência da UPS monofásica utilizar mais componentes que o mínimo requerido para o funcionamento de um retificador *boost* de alto FP, esta não modifica em nada seu inversor de saída, sendo extremamente interessante para a aplicação no momento de recarga da bateria.

Quanto ao inversor conectado a rede elétrica, trabalhando como fonte de corrente ativa, apresenta uma forma simples de conexão de uma fonte secundária ao sistema elétrico; sendo o uso do PLL uma estratégia eficiente de sincronismo com o sinal de tensão. Como desenvolvimento futuro a ser implementado, a comutação entre os algoritmos de controle, de tensão (operação ilhada) e fonte de corrente (operação conectado a rede), deve ser melhor estudada pois, a conexão do inversor operando como fonte de corrente somente deverá ocorrer no momento em que o algoritmo estiver em perfeito sincronismo; além disso é recomendada que a conexão ocorra no instante em que a tensão da rede passe por 0V, evitando possíveis fluxos de correntes residuais proveniente do erro estático e de arredondamento dos controladores. Portanto, um novo algoritmo para detecção de passagem por zero deve ser implementado.

O filtro ativo paralelo se mostra uma alternativa interessante para mitigar os efeitos de cargas não lineares e distúrbios elétricos relacionados com corrente. Com um simples controle de tensão e uma malha de corrente, no caso monofásico, é possível compensar os efeitos da carga não linear através de uma referência de corrente calculada por meio da CPT. Para o caso trifásico, essa funcionalidade mostra-se potencialmente mais interessante, sendo também possível realizar a compensação do desbalanço entre as fases.

Além disso, a CPT se mostrou uma ferramenta matemática extremamente útil para análise de cargas e geração da referência de compensação, sobretudo por sua capacidade de permitir a análise de cargas tanto monofásicas como trifásicas.

8 RESULTADOS OBTIDOS

Este trabalho apresenta uma metodologia de projeto e validação com ensaios para um protótipo da etapa de saída de uma UPS, sendo abordado os casos monofásico e trifásico para a mesma potência nominal.

Para simulação foi utilizado o *software* PSIM®, no qual todos os controladores são testados por meio de implementação em código C, validando-os antes da implementação real. Nesta etapa, foram obtidos os seguintes resultados:

- 1 O controlador com uma única malha de controle, controlando a tensão de saída, apenas conseguiu fazer com que a UPS alimentasse adequadamente a carga resistiva, tanto para o caso monofásico como trifásico. Para as outras cargas foram observadas oscilações ou um nível de THD acima do estabelecido pela norma IEC 61000-2-2 (2002);
- 2 Para o caso monofásico, o uso do controle com dupla realimentação, externa de tensão e interna de corrente, eliminou a ressonância da função de transferência da tensão de saída pela tensão de referência, além de diminuir o THD do sinal da tensão;
- 3 Também para o caso monofásico, para se atingir o THD limite de 8% (IEC 61000-2-2, 2002) ao se alimentar a carga não linear, foi necessário o uso de um controlador ressonante com várias harmônicas de sintonia, proposto por Buso e Mattavelli (2006);
- 4 No caso trifásico, ao se utilizar o controle de dupla realimentação, verificou-se o surgimento de uma frequência de ressonância na tensão. Esse comportamento teve origem na modificação da função de transferência da planta formada pelo inversor com filtro de saída, com a carga e o controle de corrente.

Nos ensaios experimentais foram realizados estudos da tensão de saída em regime permanente e em regime transitório (entrada e saída de cargas padronizadas segundo ensaios propostos pela norma IEC 62040-3 (1999)). Durante os experimentos em regime permanente concluiu-se que:

- 1 A proposta de projeto dos componentes e modelagem da planta, simplificações e considerações, se mostraram válidas para os dois protótipos (monofásico e trifásico);
- 2 A proposta de projeto dos controladores se mostrou completamente válida para a UPS monofásica, atingindo todos os requisitos desejados para regime;
- 3 O uso do controle em dupla malha deixou o sistema mais estável, obtendo melhor resposta para o THD e Fator de Crista do sinal de tensão de saída da UPS;

- 4 Para a UPS trifásica também se observou a melhora do sinal de saída ao se adotar um controle de dupla malha de realimentação (tensão e corrente), validando a metodologia de projeto dos controladores;
- 5 A implementação da proposta de Buso e Mattavelli (2006) na UPS trifásica, com o emprego de controladores ressonantes em diferentes frequências harmônicas da frequência fundamental do sinal de saída, tratando as fases de maneira desacoplada, mostrou-se inadequada ao alimentar-se as cargas: RL série e não linear. Nestas condições a tensão de saída da UPS apresentou frequências superiores de grande amplitude (apesar do baixo THD) e comportamento instável;
- 6 Os melhores controles encontrados foram o ressonante de tensão em múltiplas harmônicas mais PI de corrente ($PR_{es1-9V}+PI_I$) para a UPS monofásica e, ressonante de tensão apenas na harmônica fundamental mais PI de corrente ($PR_{esV}+PI_I$) para a UPS trifásica;
- 7 Independente do algoritmo de controle utilizado, o DSP TMS320F2812 teve capacidade suficiente para que a frequência do sinal de saída, tanto no caso monofásico como trifásico, não ficasse fora dos limites normatizados pela IEC 62040-3 (1999);
- 8 A UPS trifásica, ao alimentar a carga não linear, apresentou na tensão de saída valores de componentes de sequência zero e negativa acima dos 10% especificados pela norma IEC 62040-3 (1999);
- 9 Por fim, a UPS monofásica mostrou um desempenho ligeiramente superior a trifásica para a mesma potência nominal, devido ao uso de componentes superdimensionados, e sua maior quantidade no protótipo trifásico, e a modulação SPWM não ser tão eficiente quando a PWM unipolar do ponto de vista de otimização do nível da tensão no barramento CC;

Durante os ensaios de transitório de entrada e saída de carga linear e não linear da UPS, obteve-se os seguintes resultados:

- 1 A UPS monofásica não se enquadrou em nenhuma das classes da norma IEC 62040-3 (1999) para resposta transitória de saída, faltando pouco para se enquadrar na classe 3 (classe para a resposta transitória menos exigente). Um melhor desempenho poderá ser obtido com o reprojetado dos controladores e adição da parcela derivativa no controlador PI da malha de corrente;

- 2 Conforme esperado, o esforço do controle para retornar a variável controlada (tensão de saída) para seu valor de referência, após um transitório, é maior no caso da carga não linear, em comparação com a carga puramente resistiva;
- 3 A UPS trifásica não apresentou variações significativas no valor RMS da tensão de saída durante o ensaio transitório, devido ao fato que seu carregamento ter sido de apenas 33,33% por fase, em comparação com a UPS monofásica de mesma potência;
- 4 A UPS trifásica não conseguiu suportar o transitório de entrada da carga não linear, devido ao curto-circuito instantâneo que ocorre quando o capacitor (do retificador com filtro capacitivo da carga) está completamente descarregado. Nestas condições, as proteções dos IGBTs atuam e desligam o controle.

Para melhoria do comportamento nas condições de regime permanente e no transitório da UPS trifásica propõem-se o uso da Modulação Espacial Vetorial (SVM – *Space Vector Modulation*), o que poderá trazer os seguintes benefícios ao protótipo: uma diminuição da tensão necessária para o barramento CC (pois esta modulação altera o ganho de tensão do inversor), a extinção de algumas harmônicas e a diminuição da componente de sequência negativa ao alimentar cargas não resistivas, devido a diminuição do número de comutações dos semicondutores em um ciclo da forma de onda da tensão de saída (ABDELLAH; MAHMOUDI; BOUCHERIT, 2011, cap. 12).

Outros desenvolvimentos apresentados estão relacionados com a operação da etapa de potência da UPS no desempenho de outras funções, tais como: Retificador Controlável com Alto Fator de Potência, conexão à rede elétrica atuando como Fonte de Corrente Ativa e Filtro Ativo Paralelo. Um estudo do uso da Teoria da Potência Conservativa (CPT – *Conservative Power Theory*) como ferramenta matemática para cálculo da referência do controlador de corrente a ser compensada, tanto em circuitos monofásicos como trifásicos, é apresentado (Apêndice A); adicionando outras funcionalidades ao protótipo da UPS na sua operação como do Filtro Ativo Paralelo.

9 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Como propostas para trabalhos futuros estão, além da realização de simulações e ensaios de novas funcionalidades para o protótipo da UPS monofásica, uma expansão destes estudos aplicados a um protótipo trifásico a 4 fios; além do estudo da comutação entre os algoritmos de controle para atender as diferentes funcionalidades.

Outra proposta é um estudo sobre a conexão da UPS com fontes alternativas, tais como geradores eólicos e painéis fotovoltaicos, associado a uma análise das técnicas de detecção de ilhamento e outras técnicas que contemplem o estudo da otimização da extração de potência, por meio dos Algoritmos de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*).

No caso do emprego de inversores trifásicos a 3 ou 4 fios, também será necessário um aprimoramento das técnicas de modulação, utilizado, por exemplo, a Modulação Vetorial Espacial (SVM – *Space Vector Modulation*), a qual pode ser expandida para demais topologias de conversores como a Topologia de Ponto de Neutro Fixo (NPC – *Neutral Point Clamped*) ou uma topologia com maior quantidade de braços.

Quanto à técnica de implementação, deixa-se proposto um estudo comparativo com diferentes DSPs, observando os requisitos de memória e processamento exigidos por cada controle, além da diferença de desempenho das implementações em ponto fixo e ponto flutuante, bem como o uso de outros métodos de discretização, visando a implementação em processadores menos robustos e de menor custo, mantendo ainda um bom desempenho do sistema de controle.

REFERÊNCIAS

- ABDELLAH, K.; MAHMOUDI, M.-O.; BOUCHERIT, M. S. The Space Vector Modulation PWM Control Methods Applied on Four Leg Inverters. In: **Electric Machines and Drives**. [S.l.]. InTech, 2011.
- Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT). **NBR 15014**: Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta com saída em corrente alternada (nobreak) - Terminologia. 2003.
- AKAGI, H.; OGASAWARA, S.; KIM, H. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. In: 35TH IAS ANNUAL MEETING CONFERENCE RECORD OF THE 1999 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 1999. **Anais...** 1999.
- Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). **PRODIST Módulo 8**: Qualidade da Energia Elétrica. 1 fev. 2012.
- Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). **Resolução ANEEL 569**. ago. 2013. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2013569.pdf>>. Acesso em: 14 ago. 2013.
- BOTTERON, F.; PINHEIRO, H. A Three-Phase UPS That Complies With the Standard IEC 62040-3. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 4, p. 2120–2136, ago. 2007.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital control in power electronics**. [S.l.]. Morgan & Claypool Publishers, 2006. ISBN 1598291122.
- CAMARGO, R. F. DE; BOTTERÓN, F.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, J. R.; GRÜNDLING, H.; HEY, H. Novos algoritmos de limitação para inversores de tensão PWM a quatro braços utilizando modulação space vector. **Controle & Automação**, v. 15, n. 3, p. 351–365, set. 2004.
- DEPENBROCK, M. The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 8, n. 2, p. 381–387, 1993.
- FENILI, M. DE P. **Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8 kVA**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis-SC, fev. 2007.
- International Electrotechnical Commission (IEC). **IEC 60146-1-1**: Semiconductor converters – General requirements and line commutated converters – Part 1-1: Specifications of basic requirements. 1991.
- International Electrotechnical Commission (IEC). **IEC 61000-2-2**: Electromagnetic compatibility (EMC) – Environment – Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems. 2002.
- International Electrotechnical Commission (IEC). **IEC 61000-3-2**: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). fev. 2009.

International Electrotechnical Commission (IEC). **IEC 62040-1**: Uninterruptible power systems (UPS) – Part 1: General and safety requirements for UPS. 2008.

International Electrotechnical Commission (IEC). **IEC 62040-3**: Uninterruptible power systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements. International Electrotechnical Commission, mar. 1999.

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), American National Standards Institute (ANSI). **IEEE Std 944**: Recommended Practice for the Application and Testing of Uninterruptible Power Supplies for Power Generating Stations. 1986.

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). **IEEE Std 446**: Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications. 1995.

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). **IEEE Std 1149.1b**: Supplement to IEEE Std 1149.1-1990, IEEE Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture. 1995.

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). **IEEE Std 1149.7**: Standard for Reduced-Pin and Enhanced-Functionality Test Access Port and Boundary-Scan Architecture. 2010.

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). **IEEE Std 1459**: Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions - Redline. 2010.

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). **IEEE Std 1547.2**: Application Guide for IEEE Std 1547, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. 15 abr. 2009.

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). **Vetores de estado para um inversor trifásico a 3 fios**. Disponível em:
<<http://xplqa30.ieee.org/ielx5/63/4300856/4300902/html/img/4300902-fig-1-large.gif>>.
Acesso em: 7 ago. 2013.

KIM, E.-H.; KWON, J.-M.; PARK, J.-K.; KWON, B.-H. Practical Control Implementation of a Three- to Single-Phase Online UPS. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 8, p. 2933–2942, ago. 2008.

KIM, Y.; CHA, H.; SONG, B.-M.; LEE, K. Y. Design and control of a grid-connected three-phase 3-level NPC inverter for Building Integrated Photovoltaic systems. In: IEEE PES INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES (ISGT), 2012. **Anais...** jan. 2012.

LAPSLEY, P. **DSP processor fundamentals: architectures and features**. [S.l.]. IEEE Press, 1997. ISBN 9780780334052.

LEE, T.; KINOSHITA, M.; SANADA, K. High-efficiency large-capacity uninterruptible power supply for 3-phase 4-wire power system. In: 7TH INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (IPEMC), 2012. **Anais...** China jun. 2012. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6258979>>. Acesso em: 14 set. 2012.

LOH, P. C.; NEWMAN, M. J.; ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 5, p. 1176–1185, set. 2003.

MATLAB CENTRAL. **anti-windup PID**. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/23965-anti-windup-pid-controller-simulink-block>>. Acesso em: 25 jun. 2013.

MOHAN, N. **Power electronics: converters, applications, and design**. 3^a. ed. Danvers: John Wiley & Sons, 2003. ISBN 0471226939.

MULDER, H. **SVM Space Vector Modulation: improved output performance through advanced inverter control**. GE Industrial Systems, jul. 2003. Disponível em: <<http://www.lpsolutions-inc.com/resources/SVMSpaceVectorModulation.pdf>>. Acesso em: 7 ago. 2013.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, p. 518–523, set. 1981.

PAREDES, H. K. M. **Teoria de Potência Conservativa: uma nova abordagem para o controle cooperativo de condicionadores de energia e considerações sobre atribuição de responsabilidades**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - UNICAMP. Campinas-SP, 2011.

PAREDES, H. K. M.; COSTABEBER, A.; TENTI, P. Application of Conservative Power Theory to cooperative control of distributed compensators in smart grids. In: INTERNATIONAL SCHOOL ON NONSINUSOIDAL CURRENTS AND COMPENSATION (ISNCC), 2010. **Anais...** jun. 2010.

PAREDES, H. K. M.; MARAFAO, F. P.; MATTAVELLI, P.; TENTI, P. Application of Conservative Power Theory to load and line characterization and revenue metering. In: IEEE INTERNATIONAL WORKSHOP ON APPLIED MEASUREMENTS FOR POWER SYSTEMS, 2012. **Anais...** 2012.

PAREDES, H. K. M.; MARAFAO, F. P.; TERRAZAS, T. M.; SERNI, P. J. A. Harmonic, reactive and unbalance compensation by means of CPT framework. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, COBEP, 2009. **Anais...** 2009.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999. ISBN 853460598X.

_____. **Power electronics circuits, devices, and applications**. 2^a. ed. Upper Saddle River: Pearson/Prentice Hall, 1993. ISBN 0-13-334483-5.

SÖLTER, W. A new international UPS classification by IEC 62040-3. In: 24TH ANNUAL INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE (INTLEC), 2002. **Anais...** 2002. Acesso em: 27 ago. 2012.

TENTI, P.; COSTABEBER, A.; MATTAVELLI, P.; TROMBETTI, D. Distribution Loss Minimization by Token Ring Control of Power Electronic Interfaces in Residential Microgrids. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 10, p. 3817–3826, out. 2012.

TENTI, P.; MATTAVELLI, P. A time-domain approach to power term definitions under non-sinusoidal conditions. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON POWER DEFINITIONS AND MEASUREMENTS UNDER NON-SINUSOIDAL CONDITIONS, 2003. **Anais...** Milão (Itália) 2003. Disponível em: <<http://static.gest.unipd.it/~mattavelli/publications.pdf/Wokshop%20Power%20Theory%20003.pdf>>. Acesso em: 20 maio 2013.

TENTI, P.; MATTAVELLI, P.; PAREDES, H. K. M. Conservative Power Theory, sequence components and accountability in smart grids. In: INTERNATIONAL SCHOOL ON NONSINUSOIDAL CURRENTS AND COMPENSATION (ISNCC), 2010. **Anais...** jun. 2010.

TENTI, P.; PAREDES, H. K. M.; MARAFÃO, F. P.; MATTAVELLI, P. Accountability and revenue metering in smart micro-grids. In: IEEE INTERNATIONAL WORKSHOP ON APPLIED MEASUREMENTS FOR POWER SYSTEMS, 2010. **Anais...** set. 2010.

TENTI, P.; TROMBETTI, D.; TEDESCHI, E.; MATTAVELLI, P. Compensation of load unbalance, reactive power and harmonic distortion by cooperative operation of distributed compensators. In: 13TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE), 2009. **Anais...** set. 2009.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2010. ISBN 9780470667057.

Texas Instruments. **TMS320F2812 datasheet**. 2012. Disponível em: <<http://www.ti.com/product/tms320f2812>>. Acesso em: 13 maio 2013.

VENDRUSCULO, E. A.; MARAFÃO, F. P.; POMILIO, J. A.; MACHADO, R. Q. Digital control of single-phase VSI for transformer-based UPS. In: 8TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2005. **Anais...** 2005.

WATANABE, E. H.; AKAGI, H.; AREDES, M. Instantaneous p-q power Theory for compensating nonsinusoidal systems. In: INTERNATIONAL SCHOOL ON NONSINUSOIDAL CURRENTS AND COMPENSATION (ISNCC), 2008. **Anais...** 2008.

WILLEMS, J. L. Budeanu's Reactive Power and Related Concepts Revisited. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 60, n. 4, p. 1182–1186, 2011.

ZHAO, B.; SONG, Q.; LIU, W.; XIAO, Y. Next-Generation Multi-Functional Modular Intelligent UPS System For Smart Grid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, n. 99, 2012.

ZHONG, Q.-C.; HORNIK, T. **Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration**. [S.l.]. John Wiley & Sons, 2012. ISBN 9781118481783.

TRABALHOS PUBLICADOS

GUILLARDI JÚNIOR, H.; SERNI, P. J. A.; BRANDAO, D. I.; MARAFAO, F. P.; PADUA FILHO, L. O.; PAZ, R. R.; GONCALVES, F. A. S.. Fontes ininterruptas de energia elétrica: uma análise de possíveis técnicas de controle do estágio de saída. In: CBQEE – CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 2013. **Anais...** Araxá-MG. CBQEE 2013, 2013.

PAZ, R. R.; GONÇALVES, F. A. S.; GUILLARDI JÚNIOR, H.; SERNI, P. J. A.. Modelagem baseada na perturbação do período de chaveamento do pré-regulador boost entrelaçado. In: CBQEE – CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 2013. **Anais...** Araxá-MG. CBQEE, 2013.

APÊNDICE A – CPT: TEORIA DA POTÊNCIA CONSERVATIVA

A Teoria da Potência Conservativa (CPT – *Conservative Power Theory*) foi proposta inicialmente por Tenti e Mattavelli (2003) e melhor formulada em 2010 (TENTI; MATTAVELLI; PAREDES, 2010), com a definição de cálculo das parcelas desbalanceadas de potência e componentes de sequência. A teoria se baseia no princípio da conservação da energia elétrica no domínio do tempo, assim nenhuma expressão de cálculo é desenvolvida para o domínio da frequência (utilizando fasores).

Por ser assim desenvolvida, a CPT permite o estudo de vários fenômenos que passariam despercebidos ao se trabalhar apenas com valores médios e eficazes, pois esta teoria permite decompor uma corrente analisada em parcelas ativa, reativa e residual. Que em um circuito trifásico ainda podem ser decompostas em balanceadas e não balanceadas.

Cada uma dessas parcelas possui uma interação com o circuito:

- Corrente ativa: responsável pela potência ativa ou potência de trabalho no circuito, podendo ser balanceada ou desbalanceada; representando o desbalanço ou não de cargas resistivas;
- Corrente reativa: correspondente a potência ou energia reativa do circuito, também podendo ser balanceada ou não, representando o desbalanço de elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores) em um sistema polifásico;
- Corrente residual (chamada de *void* na publicação original): é a corrente oriunda de cargas não lineares no circuito, que se traduzem em uma corrente que não possui a mesma forma da tensão que lhe é aplicada.

Para decomposição, primeiramente, a teoria define algumas operações padrões sobre um sinal $x(t)$ de período igual a T que serão utilizadas para obter as decomposições de corrente.

- Valor médio

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T x(t) \cdot dt \quad (\text{A.1})$$

- Derivada no tempo

$$\tilde{x}(t) = \frac{dx}{dt} \quad (\text{A.2})$$

- Integral no tempo

$$x_f(t) = \int_0^t x(t) \cdot dt \quad (\text{A.3})$$

- Integral sem nível médio (*unbiased time integral*)

$$\hat{x}(t) = x_f(t) - \bar{x}_f(t) \quad (\text{A.4})$$

- Produto interno

$$\langle x, y \rangle(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T x(t) \cdot y(t) \cdot dt \quad (\text{A.5})$$

- Norma (valor eficaz de um sinal)

$$X = \|x(t)\| = \sqrt{\langle x, x \rangle} \quad (\text{A.6})$$

Destas operações derivam algumas propriedades algébricas.

$$\langle x, \check{x} \rangle = \langle x, \hat{x} \rangle = 0 \quad (\text{A.7})$$

$$\langle x, \check{y} \rangle = -\langle \check{x}, y \rangle \quad (\text{A.8})$$

$$\langle x, \hat{y} \rangle = -\langle \hat{x}, y \rangle \quad (\text{A.9})$$

$$\langle x, y \rangle = -\langle \check{x}, \hat{y} \rangle = -\langle \hat{x}, \check{y} \rangle \quad (\text{A.10})$$

As operações e propriedades acima tem o intuito de nomear e facilitar o entendimento das operações de decomposição que a CPT aplica sobre a corrente.

A primeira definição é a da potência ativa da fase n do sistema P_n , dada pela média do produto da tensão $u_n(t)$ e corrente $i_n(t)$ da fase em questão, a qual já é, logicamente, coincidente com o conceito físico de potência e com todas as demais teorias de potência (AKAGI; OGASAWARA; KIM, 1999; DEPENBROCK, 1993; IEEE STD. 1459, 2010; WATANABE; AKAGI; AREDES, 2008; WILLEMS, 2011), como mostrado em (A.11).

$$P_n = \bar{p}_n(t) = \langle u_n(t), i_n(t) \rangle \quad (\text{A.11})$$

Nas demais definições que surgem as propriedades e diferenças da CPT em relação às demais teorias. É definida a energia reativa W_n em (A.12) e esta serve de base para as demais decomposições.

$$W_n = \bar{w}_n(t) = \langle \hat{u}_n(t), i_n(t) \rangle \quad (\text{A.12})$$

Para um sistema monofásico sem distorções, fica fácil provar a equação (A.12), pois, assumindo a tensão $u(t) = U \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega t)$, obtém-se o resultado mostrando em (A.13) para a integral sem nível médio da tensão.

$$\hat{u}(t) = x_j(t) - \bar{x}_j(t) = -\frac{U \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t)}{\omega} \quad (\text{A.13})$$

E considerando a corrente $i(t) = I \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega t + \varphi)$, se tem o valor de energia reativa consumida por essa carga como dado em (A.14) e energia reativa média como (A.15).

$$w(t) = \hat{u}(t) \cdot i(t) = -\frac{U \cdot I}{\omega} \cdot \left[\text{sen}(2\omega t) \cdot \cos\varphi + \text{sen}\varphi \cdot (1 + \cos(2\omega t)) \right] \quad (\text{A.14})$$

$$W = \overline{w}(t) = -\frac{U \cdot I}{\omega} \cdot \text{sen}\varphi \quad (\text{A.15})$$

De acordo com as relações de ortogonalidade (A.16), tem-se que o valor médio da potência ativa P_n e o valor médio da energia reativa W_n apenas são influenciados pela interação entre funções senoidais de mesma natureza e frequência, ou seja, a interação entre tensão e correntes de diferentes frequência ou fases apenas cria parcelas oscilantes na potência ativa instantânea $p_n(t)$ e na energia reativa $w_n(t)$, não influenciando em seu valor médio.

$$\begin{aligned} \int_0^T \text{sen}\left(\frac{a \cdot 2\pi \cdot x}{T}\right) \cdot \cos\left(\frac{b \cdot 2\pi \cdot x}{T}\right) \cdot dx &= 0; \forall a, b \in \mathbb{N} \\ \int_0^T \text{sen}\left(\frac{a \cdot 2\pi \cdot x}{T}\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{b \cdot 2\pi \cdot x}{T}\right) \cdot dx &= \begin{cases} 0, a \neq b \\ T/2, a = b \end{cases}; a, b \in \mathbb{N} \\ \int_0^T \cos\left(\frac{a \cdot 2\pi \cdot x}{T}\right) \cdot \cos\left(\frac{b \cdot 2\pi \cdot x}{T}\right) \cdot dx &= \begin{cases} 0, a \neq b \\ T/2, a = b \end{cases}; a, b \in \mathbb{N} \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Ainda sobre a expressão (A.15), a não ser pelo denominador ω , é a expressão conhecida para cálculo da potência reativa através dos valores eficazes de tensão e corrente. Ou seja, como mostrado mais adiante, (na equação (A.22)) para um sistema sem distorções, a potência reativa calculada pela CPT, é dada como a multiplicação da energia reativa média W pela frequência angular do sistema ω e coincide com o valor calculado segundo a teoria clássica (que não prevê sinais distorcidos).

Para um sistema trifásico como um todo, a potência ativa e energia reativa são expressas como a soma das parcelas calculas para cada uma das fases do sistema.

Com os valores da potência ativa e energia reativa (por fase e do sistema polifásico) se calcula a condutância (A.17) e susceptância (A.18) equivalente por fase, sendo que para condutância e susceptância balanceadas (que será usada para decomposição nas parcelas de corrente balanceadas) usa-se o somatório quadrático das tensões eficazes de cada fase do sistema para o denominador e a potência ativa ou energia reativa total para o numerador de (A.17) e (A.18).

$$G_n = \frac{P_n}{U_n^2} \quad (\text{A.17})$$

$$B_n = \frac{W_n}{U_n^2} \quad (\text{A.18})$$

Em que:

n é o índice para se referir à uma fase do sistema (sua ausência indica que a variável representa o valor geral ou balanceado para o sistema);

P_n é a potência ativa da fase n ou do sistema como um todo, na ausência do índice n , utilizado no cálculo de G ;

U_n é a tensão eficaz da fase n com relação a referência de medição ou a soma das tensões eficazes de todas as fases, no cálculo de G e B ;

G_n é a admitância da fase n ou balanceada equivalente para o sistema, na ausência do índice;

W_n é a energia reativa da fase n ou de todo o sistema, na ausência do índice n , utilizado no cálculo de B ;

B_n é a susceptância da fase n ou balanceada equivalente do sistema, na ausência do índice.

Através das admitâncias e susceptâncias calculas pelas expressões (A.17) e (A.18) obtêm-se as decomposições em corrente ativa (A.19) e reativa (A.20) balanceada e desbalanceada para cada uma das fases do sistema em análise. A corrente residual é calculada através da expressão (A.21) como a parcela faltante por fase para completar a corrente medida no sistema.

- Corrente ativa (balanceada $\{i_{aa}^b, i_{ab}^b, i_{ac}^b\}$ e não balanceada $\{i_{aa}^u, i_{ab}^u, i_{ac}^u\}$)

$$i_{an}^{b,u} = G_n \cdot u_n \quad (\text{A.19})$$

- Corrente reativa (balanceada $\{i_{ra}^b, i_{rb}^b, i_{rc}^b\}$ e não balanceada $\{i_{ra}^u, i_{rb}^u, i_{rc}^u\}$)

$$i_{rn}^{b,u} = B_n \cdot \hat{u}_n \quad (\text{A.20})$$

- Corrente residual $\{i_{va}, i_{vb}, i_{vc}\}$

$$i_{vn} = i_n - i_{an}^b - i_{an}^u - i_{rn}^b - i_{rn}^u \quad (\text{A.21})$$

As decomposições acima tratam de um sistema polifásico (trifásico), sendo que em um sistema monofásico apenas é utilizada a decomposição em correntes ativa, reativa e residual, não as diferenciando em balanceadas ou não.

A potência reativa de cada fase é dada por (A.22), sendo que para um caso em que não há distorção na forma de onda de tensão, a potência reativa Q e a energia reativa W se relacionam apenas pela frequência angular fundamental ω do sistema, como já apresentado em (A.15).

$$Q_n = U_n \cdot I_{rn}^b = U_n \cdot \frac{W_n}{\hat{U}_n} \quad (\text{A.22})$$

Que pode ser escrito como (A.23) (PAREDES, 2011, p. 45), ou seja, quando a distorção da forma de onda da tensão analisada for nula, a potência reativa é simplesmente dada pelo produto da energia reativa na fase pela frequência angular da forma de onda. O mesmo vale para o sistema polifásico, usando o somatório da energia reativa e tensão eficaz coletiva (calculada através da equação (A.25)).

$$Q_n = W_n \cdot \frac{U_n}{\hat{U}_n} = \omega \cdot W_n \cdot \frac{\sqrt{1 + (\text{THD}(\hat{u}_n))^2}}{\sqrt{1 + (\text{THD}(\hat{u}_n))^2}} \quad (\text{A.23})$$

Através da multiplicação entre os valores eficazes da tensão de uma fase e parcela de corrente (ativa, reativa balanceadas ou não e residual) da mesma, pode-se calcular cada parcela de potência. Com essas potências pode-se chegar a equivalência da potência aparente A de cada fase do sistema como a raiz da soma quadrática das demais potências (A.24) ou como o produto da tensão pela corrente total (não decomposta).

$$\begin{aligned} A_n^2 &= P_n^2 + Q_n^2 + D_n^2 \\ (U_n \cdot I_n)^2 &= (U_n \cdot I_{an})^2 + (U_n \cdot I_{rn})^2 + (U_n \cdot I_{vn})^2 \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Em que:

A_n é a potência aparente da fase n do sistema;

P_n é a potência ativa da fase n do sistema;

Q_n é a potência reativa da fase n do sistema;

D_n é a potência residual da fase n do sistema.

D é a potência residual, originária da relação cruzada entre harmônicas de tensão e corrente. Salientando que a relação entre as mesmas harmônicas de tensão e corrente, mesmo que em ordem superiores, resultam em potência ativa e reativa.

Para sistema polifásicos (no caso específico o trifásico), as potências segundo a CPT, são definidas através da multiplicação dos valores eficazes coletivos de tensão e corrente de cada tipo.

$$U = \|u\| = \sqrt{U_a + U_b + U_c + \dots} \quad (\text{A.25})$$

$$I_* = \|i_*\| = \sqrt{I_{*a} + I_{*b} + I_{*c} + \dots} \quad (\text{A.26})$$

Em que:

I_* é o valor eficaz coletivo de uma determinada corrente (geral ou decomposta) do sistema;

$I_{*a}, I_{*b}, I_{*c}, \dots$ são os valores eficazes de corrente de cada fase do sistema;

U é o valor eficaz coletivo da tensão do sistema;

$U_a, U_b, U_c, \dots$ são os valores eficazes de tensão de cada fase do sistema em relação a referência de medição.

Através das definições de valores coletivos, definem-se as potências de um sistema polifásico em cada uma de suas parcelas ortogonais (A.27).

$$\begin{aligned} A^2 &= P^2 + Q^2 + D^2 \\ (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I})^2 &= (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I}_a)^2 + (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I}_r)^2 + (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I}_v)^2 \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

Sendo que as parcelas de potência ativa e reativa podem ser divididas em balanceadas e não balanceadas (A.28).

$$\begin{aligned} A^2 &= P^2 + Q^2 + D^2 \\ A^2 &= (E_a^2 + N_a^2) + (E_r^2 + N_r^2) + D^2 \\ (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I})^2 &= (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I}_a^b)^2 + (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I}_a^u)^2 + (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I}_r^b)^2 + (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I}_r^u)^2 + (\mathbf{U} \cdot \mathbf{I}_v)^2 \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

E, posteriormente o sistema pode ser representado em função das parcelas balanceadas e não balanceadas (A.29).

$$\begin{aligned} A^2 &= (E_a^2 + N_a^2) + (E_r^2 + N_r^2) + D^2 \\ A^2 &= E^2 + N^2 + D^2 \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

Em que:

A é a potência aparente da fase do sistema;

E é a potência balanceada da fase do sistema;

E_a é a potência ativa balanceada da fase do sistema;

E_r é a potência reativa balanceada da fase do sistema;

P é a potência ativa da fase do sistema;

Q é a potência reativa da fase do sistema;

N é a potência desbalanceada da fase do sistema;

N_a é a potência ativa desbalanceada da fase do sistema;

N_r é a potência reativa desbalanceada da fase do sistema;

D é a potência residual da fase do sistema;

U é a tensão eficaz coletiva do sistema polifásico;

I_* é a corrente eficaz coletiva calcula a partir de cada componente de corrente do sistema polifásico.

A CPT vem sido desenvolvida e aplicada em diversos ramos da elétrica, tais como: condicionamento de energia (PAREDES; COSTABEBER; TENTI, 2010; TENTI *et al.*, 2009), tarifação (PAREDES *et al.*, 2012; TENTI *et al.*, 2010), análise e caracterização de cargas (PAREDES *et al.*, 2009; PAREDES *et al.*, 2012) e estudos para minimização de perdas elétricas (TENTI *et al.*, 2012). Estudos atuais propõem a utilização da CPT para atribuição de responsabilidades (PAREDES, 2011, cap. 4.3).

A implementação da CPT para decomposição das parcelas de corrente e cálculos das potências deste trabalho foi realizada através de programação em linguagem C e Matlab tendo como base o artigo publicado por Tenti, Mattavelli e Paredes (2010).