

**MÁRIO HENRIQUE PEREIRA SANTOS**

**CONTROLE ATIVO DA CORRENTE ENTRE  
PONTES RETIFICADORAS A TIRISTOR  
CONECTADAS EM PARALELO APLICADAS NA  
EXCITAÇÃO DE GERADORES**

**Florianópolis**

**2007**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**  
**EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONTROLE ATIVO DA CORRENTE ENTRE**  
**PONTES RETIFICADORAS A TIRISTOR**  
**CONECTADAS EM PARALELO APLICADAS**  
**NA EXCITAÇÃO DE GERADORES**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**MÁRIO HENRIQUE PEREIRA SANTOS**

Florianópolis, agosto de 2007.

**CONTROLE ATIVO DA CORRENTE ENTRE PONTES  
RETIFICADORAS A TIRISTOR CONECTADAS EM  
PARALELO APLICADAS NA EXCITAÇÃO  
DE GERADORES**

Mário Henrique Pereira Santos

‘Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador

---

Prof<sup>a</sup>. Kátia Campos de Almeida, Dr<sup>a</sup>.  
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Presidente

---

Prof. Hans Helmut Zürn, PhD.

---

Eng. João Marcos Castro Soares, M.Sc.

*A DEUS que me proporcionou esta vida maravilhosa!*

## AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Dorival e Marilza pelo apoio, incentivo e carinho incondicionais. À minha irmã Ana Flávia por sua luta e persistência. À minha noiva Marcela pelo apoio, paciência, amor, compreensão e incentivo nos momentos de dificuldade.

Ao professor Ivo Barbi que abriu para mim as portas do INEP e me deu a honra de poder receber sua orientação. Pela amizade e seus ensinamentos durante a realização deste trabalho.

Ao amigo José Luiz de Souza, pelos primeiros ensinamentos no mundo da eletrônica e incentivo na minha trajetória acadêmica e profissional.

Ao professor Hans Helmut Zürn e o engenheiro João Marcos Castro Soares, membros da banca avaliadora que contribuíram para o enriquecimento deste trabalho com suas sugestões e correções.

Aos presidentes da Reivax, que foram os responsáveis pelo tema do trabalho e apoio financeiro. Ao Engenheiro Moacir Fascina e toda sua equipe na Reivax, que muito contribuíram no desenvolvimento deste trabalho. Ao estagiário da Reivax Daniel Passamai, que se dedicou na programação do software de controle.

Aos professores Arnaldo José Perin, Ênio Valmor Kassick, João Carlos dos Santos Fagundes, Denizar Cruz Martins e Hari Bruno Mohr que também foram responsáveis pelo meu aprendizado em eletrônica de potência.

Ao grande amigo Hugo Estofanero Larico, que com seus conhecimentos e acima de tudo com sua amizade, contribuiu no desenvolvimento e na revisão deste trabalho. Aos amigos Romeu, Murilo, Rhafael, Carlos, Thiago, Marlos e Marcos pelo apoio nos momentos de dificuldade e companheirismo durante o mestrado. Ao amigo André Fuerback pelas contribuições neste trabalho e pela amizade. Aos amigos Alceu, Cícero e Aniel pelo apoio e amizade. A todos os colegas mestrados e doutorandos do INEP, pelas contribuições técnicas e pessoais.

Aos amigos Pacheco, Coelho e Rafael pelo apoio técnico e amizade. Ao amigo Abraão Hipólito pelo apoio, amizade e as gargalhadas.

A todos os professores, alunos e funcionários do INEP, que de alguma maneira contribuíram para que este trabalho fosse realizado.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a  
Obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**CONTROLE ATIVO DA CORRENTE ENTRE PONTES  
RETIFICADORAS A TIRISTOR CONECTADAS  
EM PARALELO APLICADAS NA EXCITAÇÃO  
DE GERADORES**

**MÁRIO HENRIQUE PEREIRA SANTOS**

Agosto de 2007

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico

Palavras-chave: Pontes retificadoras em paralelo, tiristor, sistema de excitação.

Número de Páginas: 186

Resumo: Este trabalho é resultado de uma parceria da empresa REIVAX e do Instituto de Eletrônica de Potência INEP, no qual é apresentada uma estratégia de controle para pontes retificadoras que operam em paralelo, alimentando o enrolamento de campo de geradores. Em sua grande maioria, os sistemas de excitação não provêm o controle da corrente individual de cada ponte ou da corrente que pode circular entre as mesmas. Normalmente, um circuito de disparo envia, para as pontes, pulsos simultâneos que controlam a corrente no campo do gerador. Porém, pequenas variações na resistência e indutância do barramento que conecta as pontes, diferenças no tempo de disparo e impedâncias entre tiristores podem resultar em desequilíbrio de corrente. Sobreaquecimento, baixo rendimento, falhas e até a destruição de tiristores podem ser algumas das conseqüências causadas pelo desequilíbrio de corrente. A estratégia apresentada no trabalho proporciona o controle das correntes médias nas pontes mediante desequilíbrios naturais inerentes nos circuitos e componentes que compõem um sistema de excitação. Para a implementação prática, um protótipo de um sistema de excitação da REIVAX, contendo uma CPU 586, foi utilizado e adaptado para este trabalho, possibilitando uma maior flexibilidade na implementação da topologia de controle.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

# **ACTIVE CURRENT CONTROL BETWEEN PARALLEL THYRISTOR RECTIFIERS BRIDGES APPLIED IN GENERATORS EXCITATION**

**MÁRIO HENRIQUE PEREIRA SANTOS**

August 2007

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: rectifiers bridges in parallel, thyristor, excitation system.

Number of pages: 186

Abstract: This work results from a partnership between REIVAX enterprises and INEP Power Electronics Institute, in which a control strategy is proposed for rectifiers bridges, which operate in parallel, feeding generators' field. In their majority, the excitation systems do not provide each bridge's individual current control and neither the control of the current that can circulate between them. Usually, a firing circuit sends the bridges instantaneous pulses, which control the current on the generator field. However, small variations on the resistance and inductance of the bus that connects the bridges; differences on the firing time and impedance between thyristors can result in a current unbalance. Overheating, low efficiency rate, failures and even the destruction of thyristors can be some of the consequences resulting from current unbalance. The strategy presented on this work allows the average current control on the bridges due to natural imbalances, inherent to circuits and components which are part of an excitation system. For the practical implementation, a prototype of an excitation system from REIVAX, containing a CPU 586, was utilized and adapted for this work, allowing a higher flexibility on the implementation of the control topology.

# SUMÁRIO

<b>SUMÁRIO</b>	<b>VII</b>
<b>SIMBOLOGIA</b>	<b>XI</b>
<b>ABREVIATURAS</b>	<b>XIV</b>
<b>1 INTRODUÇÃO GERAL</b>	<b>1</b>
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>3</b>
2.1 Introdução	3
2.2 Topologia Utilizada	3
2.3 Estruturas Conectadas em Paralelo	5
2.3.1 Aumento do Índice de Pulsação do Retificador	5
2.3.2 Divisão da Corrente de Carga entre Retificadores	7
2.4 Conclusão	13
<b>3 RETIFICADOR TRIFÁSICO EM PONTE COMPLETA A TIRISTOR</b>	<b>15</b>
3.1 Introdução	15
3.2 Obtenção da Função de Transferência Simplificada do Retificador	16
3.2.1 Circuito de Disparo do tipo Cossenoidal	17
3.2.2 Circuito de Disparo do tipo Rampa	18
3.2.3 Circuito de Disparo do tipo Rampa Utilizado na Prática	19
3.3 Obtenção da Função de Transferência do Sistema Global	21
3.4 Comprovação do Modelo Matemático	23
3.4.1 Cálculo do Ângulo de Disparo $\alpha$	24
3.4.2 Cálculo da Tensão de Controle	24
3.4.3 Cálculo do Ângulo de Comutação	25
3.4.4 Cálculo da Queda de Tensão Provocada pelo Ângulo de Comutação	25
3.4.5 Cálculo da Resistência que Representa a Queda de Tensão Provocada pelo Ângulo de Comutação	26
3.4.6 Cálculo da Resistência e Indutância Internas da Fonte de Alimentação do Retificador	26
3.4.7 Cálculo das Constantes de Tempo e do Ganho do Retificador	26
3.4.8 Modelo Matemático Linearizado	27

3.4.9	Circuitos Utilizados nas Simulações	28
3.5	Resultados de Simulações e Experimentais	29
3.5.1	Tensão de Entrada	29
3.5.2	Tensão na Carga	31
3.5.3	Corrente na Carga Frente a Degraus Negativo e Positivo de 20% na Referência	32
3.6	Controle por Métodos Clássicos	36
3.6.1	O Sistema Operando em Malha Fechada	36
3.6.2	Projeto do Compensador	38
3.6.3	Modelo Matemático Linearizado em Malha Fechada	49
3.6.4	Circuito Utilizado nas Simulações	49
3.7	Resultados de Simulações e Experimentais do Sistema em Malha Fechada	50
3.7.1	Corrente na Carga Frente a Degraus Negativo e Positivo de 20% na Referência	50
3.7.2	Corrente e Tensão na Carga, e o Sinal de controle Frente a um Degrau Positivo de 20% na Referência	52
3.8	Conclusão	54
<b>4</b>	<b>PARALELISMO DE PONTES RETIFICADORAS A TIRISTOR</b>	<b>55</b>
4.1	Introdução	55
4.2	Aplicações e Necessidades do Paralelismo de Pontes Retificadoras	56
4.3	Problemas com o Paralelismo	56
4.4	Soluções para os Problemas de Desequilíbrio	57
4.5	Solução Proposta	58
4.6	Paralelismo Considerando o Sistema Ideal Operando em Malha Aberta	60
4.6.1	Exemplo 4.1	62
4.6.2	Exemplo 4.2	64
4.7	Paralelismo Considerando as Indutâncias e Resistências Parasitas do Sistema Operando em Malha Aberta	66
4.7.1	Exemplo 4.3	71
4.8	Paralelismo Considerando o Sistema Real Operando em Malha Aberta	73
4.9	Paralelismo Considerando o Sistema Real Operando em Malha Aberta com Desequilíbrio Gerado Propositalmente	78
4.10	Aplicação da Estratégia de Controle Proposta no Sistema Operando em Paralelo	80

4.10.1	Controle do Sistema Considerando o Desequilíbrio Natural Causado pelo Circuito de Disparo _____	82
4.10.2	Controle do Sistema Considerando o Desequilíbrio Causado pela Inserção de uma Resistência no Barramento de Saída. _____	85
4.11	Paralelismo das Pontes Utilizando Indutores no Barramento de Saída _____	89
4.11.1	Definição do Valor das Indutâncias Através de Simulações Numéricas _	90
4.11.2	Aplicação das Malhas de Controle nas Pontes Retificadoras com os Indutores de Acoplamento na Saída _____	93
4.11.3	Reajuste dos Parâmetros dos Compensadores a partir do Modelo Matemático das Pontes em Paralelo _____	97
4.11.4	Ajuste dos Parâmetros dos Compensadores a partir de Simulação Numérica _____	109
4.12	Paralelismo das Pontes Utilizando Indutores na Entrada _____	113
4.12.1	Comutação nos Retificadores em Paralelo com Indutância na Entrada	113
4.12.2	Descrição da Comutação _____	114
4.12.3	Principais Formas de onda _____	119
4.12.4	Definição da Indutância de Entrada _____	120
4.12.5	Exemplo 4.4 _____	125
4.12.6	Simulações e Resultados Experimentais _____	127
4.13	Estratégia de Controle Levando em Consideração a Corrente Negativa ____	134
4.14	Conclusão _____	140
<b>5</b>	<b>O PROTÓTIPO _____</b>	<b>143</b>
5.1	Introdução _____	143
5.2	Especificações e <i>Layout</i> do Protótipo _____	143
5.2.1	Pontes de Tiristores _____	146
5.2.2	Fonte de Alimentação Auxiliar _____	146
5.2.3	Transdutor de Corrente _____	147
5.2.4	Módulo de Sincronismo _____	148
5.2.5	Placa de Disparo e Placa Isoladora _____	149
5.2.6	CPU 586 _____	150
5.3	Conclusão _____	156
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL _____</b>	<b>157</b>

<b>APÊNDICE A</b>	<b>159</b>
Planilhas de Cálculo do Retificador Único Considerando a Corrente de Carga de 25A	159
<b>APÊNDICE B</b>	<b>164</b>
Planilhas de cálculo do Retificador Único Considerando a corrente de carga de 40A	164
<b>APÊNDICE C</b>	<b>169</b>
Planilhas de Cálculo do Retificador Único Considerando a Corrente de Carga de 50A	169
<b>APÊNDICE D</b>	<b>174</b>
Planilhas de Cálculo para Ajuste do Compensador do Retificador Único	174
<b>APÊNDICE E</b>	<b>181</b>
Planilhas de Cálculo para definir a Indutância de Entrada	181
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>185</b>

## SIMBOLOGIA

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
$\alpha$	Ângulo de disparo dos tiristores
$\omega$	Frequência angular da rede
$\mu$	Ângulo de comutação
$\omega_p$	Frequência angular do pólo do compensador
$\omega_z$	Frequência angular do zero do compensador
$C(s)$	Função de transferência do compensador
$C_1(s),$	
$C_2(s)$	Função de transferência dos compensadores das pontes 1 e 2
$D_c(s)$	Denominador do compensador
$D_{Gp}(s)$	Denominador da planta do sistema
$D_{Hi}(s)$	Denominador do sensor de corrente
$f$	Frequência da rede
$f_c$	Frequência de cruzamento
$f_{pcomp}$	Frequência do pólo do compensador
$f_{zcomp}$	Frequência do zero do compensador
$G_P(s)$	Função de transferência da planta do sistema único
$G_{par1}(s),$	
$G_{par2}(s)$	Função de transferência das pontes 1 e 2
$G_{ps1}(s),$	
$G_{ps2}(s)$	Função de transferência de acoplamento das pontes 1 e 2
$G_R(s)$	Função de transferência do retificador
$H_i(s)$	Função do sensor de corrente
$I_1, I_2$	Corrente média fornecida por cada ponte
$I_{1e}$	Corrente instantânea na ponte 1 do circuito elétrico
$I_{1m}$	Corrente instantânea na ponte 1 do modelo matemático
$i_{Lceq}$	Corrente na indutância equivalente de entrada
$I_o$	Corrente média na carga

$K_I$	Ganho proporcional do compensador
$K_R$	Ganho do retificador
$l$	Indutância série vista pelo retificador
	Indutâncias parasitas juntamente com as indutâncias de acoplamento
$L_1, L_2$	das pontes 1 e 2
$L_c$	Indutância de entrada
$L_{ceq}$	Indutância equivalente de entrada
$L_i$	Indutância interna da fonte de alimentação
$L_o$	Indutância da carga
$L_{p1}, L_{p2}$	Indutâncias parasitas das pontes 1 e 2
$LR$	Lugar das raízes
$L_t$	Indutância total do sistema
$M_f$	Margem de fase
$M_p$	Máximo valor de ultrapassagem
$N_c(s)$	Numerador do compensador
$N_{Gp}(s)$	Numerador do sistema
$N_{Hi}(s)$	Numerador do sensor de corrente
$P$	Índice de pulsação do retificador
	Resistência que representa no modelo matemático a queda de tensão
$r_1$	devido à comutação simultânea
$r$	Resistência da fonte de alimentação
	Resistências parasitas juntamente com as resistências dos indutores de
$R_1, R_2$	acoplamento das pontes 1 e 2
$R_{Barr}$	Resistência de desequilíbrio
$R_i$	Resistência interna da fonte de alimentação
$R_o$	Resistência da carga
$R_{p1}, R_{p2}$	Resistências parasitas das pontes 1 e 2
$R_t$	Resistência total do sistema
$T$	Período da rede
	Constante de tempo associada ao atraso médio estatístico do circuito de
$T_d$	disparo dos tiristores
$t_r$	Tempo de acomodação
$T_t$	Constante de tempo associada à carga e à fonte de alimentação

$u_c$	Sinal de controle ou de referência
$u_{cmáx}$	Valor máximo do sinal de controle
$u_{cmín}$	Valor mínimo do sinal de controle
$u_{DSpico}$	Valor de pico do sinal dente de serra
$V_1, V_2, V_3$	Tensão de fase da rede
$V_{comp}$	Sinal compensado
$V_{ef}$	Tensão de linha eficaz de entrada do retificador
$V_{ef1\phi}$	Tensão de fase eficaz de entrada do retificador
$V_l$	Queda de tensão devido ao fenômeno da condução simultânea
$V_{Lc}$	Tensão no indutor de entrada
$V_o$	Tensão média na carga
$V_{o1}, V_{o2}$	Tensões de saída nas pontes 1 e 2
$V_o(s)$	Tensão de saída no domínio s
$I_o(s)$	Corrente de saída no domínio s
$\Delta\alpha$	Ângulo de defasagem dos sinais de disparo das pontes 1 e 2
$\varepsilon$	Erro da malha de corrente
$\xi$	Coeficiente de amortecimento

## ABREVIATURAS

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
$T_1, T_2, T_3,$	
$T_4, T_5, T_6$	Tiristores da ponte retificadora
$T_{ij}$	Tiristor $i$ da ponte $j$
SCR's	Retificadores Controlados de Silício
FCIM	Módulo de Interface de Controle de Disparo
BCMs	Módulos de Controle de Ponte
ITs	Isolação do Transdutor
CMs	Monitores de condução
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> (Matriz de Campo Programável de Gate)
$G_1, G_2, G_3,$	
$G_4, G_5, G_6$	Sinais de gate dos Tiristores
DSP	Digital Signal Processor
FTLA	Função de transferência em laço aberto
FTMF	Função de transferência em malha fechada
MA	Malha aberta
MF	Malha fechada

## 1 INTRODUÇÃO GERAL

Este trabalho abordará um assunto que para muitos é algo do passado, porém se engana aquele que pensa que pontes retificadoras a tiristor não é um tema atual. A importância deste assunto se evidencia no momento que grandes empresas buscam soluções para problemas ligados ao paralelismo de pontes retificadoras a tiristor.

Os tiristores são semicondutores ativos comandados que surgiram nos anos 60 e até hoje têm grande aceitação em sistemas que operam com potências elevadas. Pelo fato dos sistemas de excitação de alta potência necessitarem de pontes sobressalentes ou pelo simples fato de somente uma ponte não conseguir suprir a potência do campo da máquina, as mesmas muitas vezes devem ser associadas em paralelo.

Os geradores de alta potência geram muita energia, o que se traduz em muito dinheiro envolvido. Dessa maneira um gerador parado traz muitos prejuízos às plantas de geração. Com o intuito de minimizar as falhas de um gerador, o sistema de excitação deve estar sempre funcionando bem.

Quando se têm pontes a tiristor operando em paralelo, se espera com isso a divisão exata da corrente de carga entre as mesmas, porém isso pode não ser fácil de se conseguir, pois qualquer diferença entre as pontes pode comprometer esta divisão exata de corrente. Estes desequilíbrios podem ocorrer por alguns motivos, dentre os quais os principais são:

- Diferença nas resistências e/ou indutâncias dos barramentos de interconexão da saída das pontes, ou nos barramentos trifásicos de alimentação;
- Diferenças intrínsecas nas características dos tiristores, como por exemplo, atraso no disparo ou resistência de condução diferente;
- Torque de aperto desigual nos parafusos das conexões dos barramentos de saída das pontes.

Estes são alguns problemas que podem levar as pontes a um desequilíbrio de corrente entre si.

Os desequilíbrios podem trazer consigo várias conseqüências e dentre elas podem-se destacar:

- Sobreaquecimento nos tiristores da ponte que conduz maior parte da corrente;
- Perdas adicionais nos componentes semicondutores e nos condutores devido à circulação de corrente que pode ocorrer entre as pontes;
- Diminuição do rendimento global do sistema;
- Falha de componentes semicondutores;
- Parada do sistema de excitação do gerador.

Para evitar todos estes problemas e outros que não foram citados, a empresa Reivax<sup>®</sup> Automação e Controle tomou a iniciativa de formar uma parceria com o INEP – Instituto de Eletrônica de Potência, para que fosse desenvolvida uma solução para este problema. Portanto, este trabalho tem o objetivo de propor uma solução para o problema de desequilíbrio de corrente média entre pontes retificadoras a tiristor.

A proposta oferecida por este trabalho para a solução do problema consiste em modificar a estratégia de controle utilizada atualmente. A nova estratégia consiste em implementar uma malha de controle de corrente para cada ponte retificadora envolvida no paralelismo. Desta maneira, cada ponte deverá impor sua parcela de corrente, que somada às outras resultará na corrente de carga, ou seja, do enrolamento de campo do gerador. A maneira usual consiste em controlar somente a corrente da carga, portanto se houver um desequilíbrio entre as pontes o sistema não poderá atuar. Neste tipo de controle os pulsos de disparo dos tiristores de uma ponte são os mesmos nas outras, fazendo com isto o disparo simultâneo de todas elas.

A estrutura de controle proposta individualizará os disparos entre as pontes, permitindo dessa maneira a atuação em pontes separadas, podendo-se ajustar as correntes médias caso estejam desequilibradas.

Desta maneira a temperatura das pontes também ficará equilibrada evitando assim o desligamento por sobreaquecimento. Será possível minimizar as perdas, aumentar o rendimento do sistema deixando-o muito mais confiável.

---

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada uma breve revisão bibliográfica sobre a topologia do conversor que será estudado neste trabalho, bem como uma abordagem sobre onde e porque estas topologias são utilizadas associadas em paralelo.

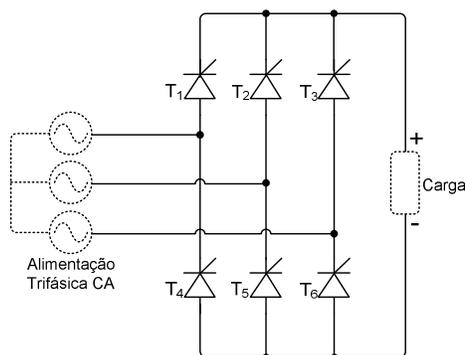
O paralelismo de pontes retificadoras com o objetivo de diminuir o conteúdo harmônico gerado é usual e se utiliza de um método simples e eficaz para limitar a corrente de circulação entre os retificadores. Isto é feito por meio de um transformador de interfase.

Uma metodologia para resolver o problema de desequilíbrio de corrente em pontes conectadas em paralelo já patenteado, também será apresentada. Este método chamado de *skip firing* remove a diferença de corrente média das pontes em paralelo por meio da supressão de disparos dos tiristores que conduzem mais que sua devida parcela de corrente.

### 2.2 TOPOLOGIA UTILIZADA

A topologia ou estrutura que será utilizada nos estudos deste trabalho é o conversor alternado-contínuo em ponte completa a tiristor. Tais conversores, que podem ser chamados de retificadores, são sistemas normalmente não-lineares por apresentarem formas de onda das tensões e correntes de entrada e saída diferentes das formas clássicas [1]. A estrutura de um retificador em ponte completa a tiristor está apresentada na Fig. 2.1.

Os tiristores, neste caso os *SCR's* (Retificadores Controlados de Silício), são semicondutores unidirecionais em corrente que têm sua entrada em condução condicionada a um comando externo, porém sua abertura depende do circuito onde está inserido. O que ainda atrai a utilização dos tiristores é o fato de permitirem o manuseio com potências bastante elevadas em relação aos transistores IGBT's, MOSFET's e Bipolares.



**Fig. 2.1 – Topologia do retificador em ponte completa a tiristor.**

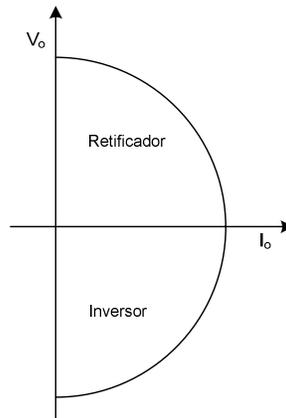
Os sistemas onde são utilizados tiristores também são mais robustos e confiáveis por serem utilizados desde o início das atividades de conversão de energia através da eletrônica de potência. Os retificadores a tiristor podem ser utilizados em um grande número de aplicações, tais como:

- Sistemas de excitação de geradores de alta potência;
- Transmissão de energia em corrente contínua em extra alta tensão;
- Acionamento de máquinas elétricas a velocidade variável;
- Eletroquímica e eletrometalúrgica;
- UPS's de alta potência;
- Armazenamento de energia com recurso à eletrólise da água;
- Aproveitamento de energias renováveis.

Os retificadores em ponte completa totalmente controlados, ou seja, com seis tiristores como na Fig. 2.1, têm a particularidade de serem reversíveis podendo funcionar como inversores. Assim podem transferir potência do lado contínuo (carga) para o lado alternado (alimentação trifásica CA), operando no quarto quadrante da sua característica tensão/ corrente de saída, ou seja, com corrente média de saída  $I_o$  positiva e tensão média  $V_o$  negativa, como pode ser observado na Fig. 2.2.

O valor instantâneo da corrente de saída de um retificador é sempre positivo ou nulo, no entanto, em regime permanente esta corrente poderá ser do tipo contínuo, ou seja, que não se anula, ou descontínuo, que se anula ciclicamente durante alguns instantes. O modo descontínuo é pouco utilizado, pois as correntes médias podem apresentar valores

muito inferiores ao valor nominal, o que pode trazer problemas de controle para o sistema [1].



**Fig. 2.2 – Zonas de funcionamento de um retificador reversível.**

No capítulo 3 será apresentada a modelagem matemática deste tipo de conversor e posteriormente será definida e dimensionada a malha de controle, a qual será implementada através de simulação e experimentação.

## 2.3 ESTRUTURAS CONECTADAS EM PARALELO

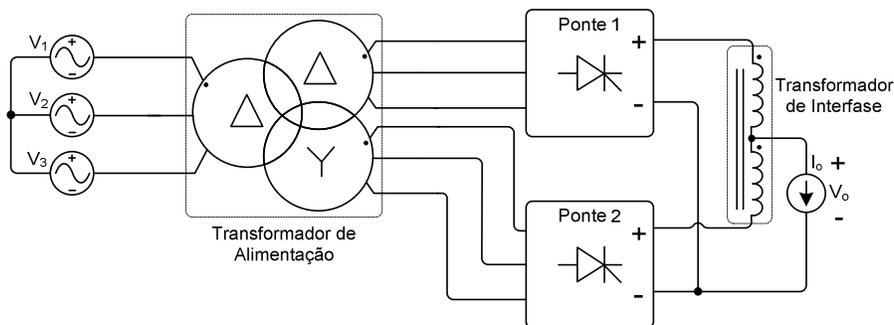
O paralelismo entre pontes retificadoras pode ser aplicado em diversas situações, porém, observou-se maior utilização em dois casos: quando se deseja aumentar o índice de pulsação do sistema e quando há necessidade de divisão da corrente de carga, método que por sinal deu origem a este trabalho.

### 2.3.1 AUMENTO DO ÍNDICE DE PULSAÇÃO DO RETIFICADOR

No primeiro caso anteriormente citado, o paralelismo com a finalidade de aumentar o índice de pulsação de retificadores é utilizado quando se deseja diminuir o conteúdo harmônico produzido pelos retificadores. As harmônicas são indesejáveis, pois provocam a circulação de potência reativa nos geradores, transformadores e cabos de alimentação, que por sua vez provocam interferência eletromagnética. Tais interferências podem comprometer o funcionamento de dispositivos e equipamentos alimentados pela mesma

fonte ou instalados próximos das linhas de alimentação [3]. As harmônicas de corrente também causam distorção da tensão da fonte, provocando perdas adicionais em cargas supridas pela mesma fonte.

Quando se deseja aumentar o índice de pulsação do sistema retificador e a carga requer uma tensão baixa, ao invés de associar os retificadores em série, adota-se a associação em paralelo, minimizando as perdas nos tiristores. O esboço de dois retificadores conectados em paralelo com o auxílio de um transformador de interfase pode ser observado na Fig. 2.3.



**Fig. 2.3 – Dois retificadores conectados em paralelo com o auxílio de um transformador de interfase.**

O transformador de interfase nada mais é do que dois indutores acoplados magneticamente, e tem a função de limitar o valor da componente alternada de corrente que circula entre os retificadores, causado pela diferença entre as tensões instantâneas [3]. As tensões têm seus valores instantâneos diferentes, pois há diferença de fase de 30 graus entre os dois retificadores. Isso ocorre pela utilização de dois secundários no transformador de alimentação, um ligado em delta e outro em estrela. A frequência da componente fundamental da tensão na carga é duas vezes maior que aquelas produzidas pelas pontes individualmente, sendo então a sua frequência igual a 720Hz. É esse aumento de frequência que traz os benefícios na redução das harmônicas dos retificadores mencionados anteriormente.

### 2.3.2 DIVISÃO DA CORRENTE DE CARGA ENTRE RETIFICADORES

Há casos em que a associação de pontes retificadoras em paralelo é indiscutivelmente necessária. Em sistemas de excitação de geradores de alta potência isto ocorre muito frequentemente. Um problema comum neste tipo de sistema é o desequilíbrio de corrente entre as pontes retificadoras que estão dividindo a condução da corrente que é entregue à carga. Desta maneira, uma ou mais pontes podem ser prejudicadas por estarem fornecendo mais corrente que as demais. Irving A. Gibbs desenvolveu um método para corrigir os desequilíbrios de corrente entre as pontes, método este que será abordado superficialmente para contextualizar uma solução existente.

#### a) Método *Skip Firing*

O método de controle ativo da corrente de pontes retificadoras conectadas em paralelo, que tem como ação principal suprimir periodicamente o disparo de tiristores é chamado de *skip firing*. Tal estratégia apropriadamente implementada remove o desequilíbrio de corrente média periodicamente, não disparando os tiristores que estão conduzindo mais do que sua devida parcela de corrente. Além disso, o *skip firing* pode ser usado para reduzir ou aumentar a corrente média a fim de ajustar temperaturas dos tiristores, propiciando a acomodação de diferenças térmicas permitindo a refrigeração dos tiristores [8].

#### b) Descrição do Funcionamento do *Skip Firing*

Na Fig. 2.4 estão apresentados os principais componentes do circuito de controle digital de disparo. Os elementos de princípio incluem um Módulo de Interface de Controle de Disparo (FCIM), Módulos de Controle de Ponte (BCMs), cartões de Isolação do Transdutor (ITs), e Monitores de condução (CMs).

O FCIM contém um microprocessador que gera referências de controle de disparo usando um *phase-locked-loop* (PLL) baseado na fonte CA trifásica que alimenta as pontes retificadoras, recebidas de um cartão IT. O FCIM envia sinais de controle de gatilho via uma rede dupla de fibra ótica ligada em estrela para todas as pontes.

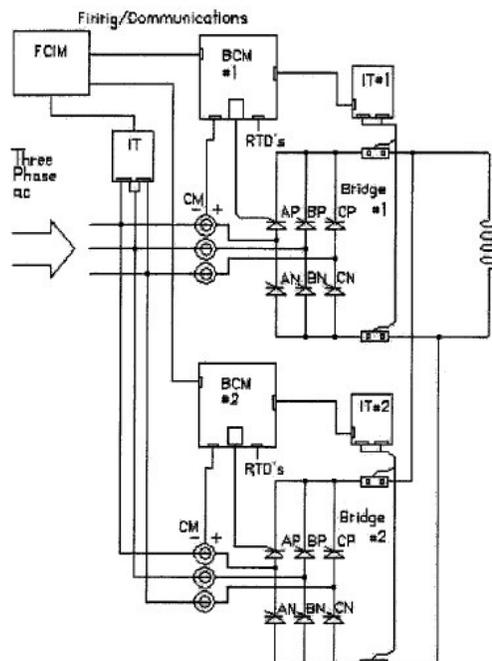


Fig. 2.4 – Topologia do controle digital de disparo para o *skip firing* [8].

Nesta rede mostrada na Fig. 2.5, sinais de controle de disparo são diferenciados de outros tipos de sinais (como de dados) por um bit padrão identificador, seguido por um comando de disparo, e então um sinal *skip fire* permissivo.

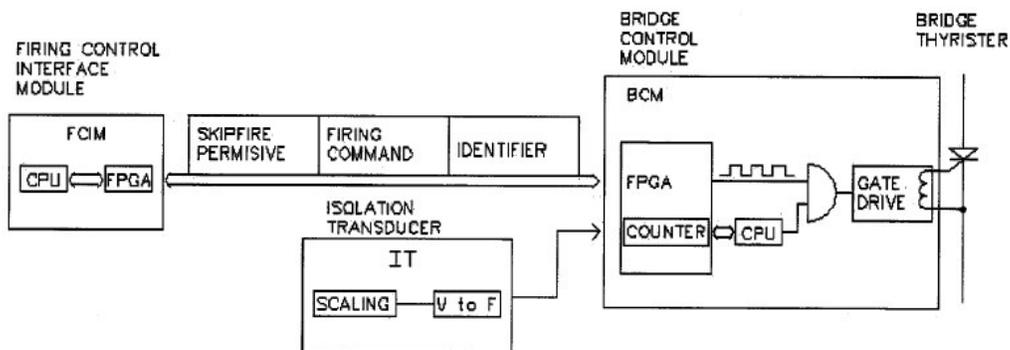


Fig. 2.5 – Controle de pulso do *gate* [8].

O comando de disparo identifica os tiristores em particular que devem ser comandados. O sinal *skip fire* permissivo habilita as pontes específicas a não dispararem. Os tiristores são disparados imediatamente quando recebem o sinal de disparo, a menos

que estejam bloqueados pela lógica *skip firing* no BCM. Pelo fato de ser crítico o disparo dos tiristores em pontes em paralelo precisamente no mesmo instante, um *Field Programmable Gate Array* (FPGA) é usado para decodificar o sinal de disparo e disparar diretamente os tiristores designados. O microprocessador no BCM não processa o sinal de disparo para disparar os tiristores; em vez disso, ele processa essa informação para determinar que tiristores foram comandados a serem disparados e para determinar o estado do *skip fire* permissivo para o próximo disparo.

As correntes médias dos tiristores são calculadas no BCM e enviadas de volta para o FCIM. O FCIM usa as correntes médias dos tiristores recebidas de todos os BCMs para calcular o valor da “cota de corrente” para cada tiristor. Por exemplo, se o sistema de excitação utiliza quatro pontes para prover 2400A CC, a “cota de corrente” para cada ponte seria de 600A. Os tiristores que estão conduzindo mais que a sua cota devem periodicamente ter seu disparo suprimido a fim de reduzir sua corrente média. Os tiristores conduzindo menos que sua cota de corrente não devem ter seus disparos suprimidos.

O FCIM calcula com que frequência cada tiristor em cada ponte deve saltar. O valor calculado na verdade é o número de ciclos de disparo antes de o próximo *skip fire* ser permitido, e é chamado de referência de *skip fire*. A referência de *skip fire* para cada tiristor em cada ponte é enviada pelo FCIM para cada um dos BCMs. O BCM monitora o número de vezes que cada tiristor conduz, e assim reconhece quando é a vez de um determinado tiristor saltar. O FCIM também envia com cada comando de disparo do tiristor um sinal permissivo permitindo um BCM particular saltar o disparo dos tiristores que têm sido reconhecidos desde o último sinal permissivo. Isso garante que um número apropriado de tiristores de braços paralelos conduzirão a corrente de carga retificada. Para funcionar efetivamente, somente um certo número de tiristores pode saltar ao mesmo tempo. Cada BCM também envia ao FCIM o estado de condução de cada tiristor. Se um tiristor não está conduzindo, como ocorrerá se o *gate* estiver desconectado, o FCIM setará as referências de *skip fire* para que os tiristores restantes apropriados em braços paralelos conduzam a corrente de carga.

### c) Controle das Pontes por *Skip Firing*

Quando  $N$  pontes operam em paralelo, somente  $N - 1$  tiristores em paralelo podem ter seus disparos suprimidos ao mesmo tempo. Se somente um tiristor conduz, então toda a

corrente de campo passará por esse tiristor. Se nenhum tiristor fosse disparado, então todos os tiristores em paralelo saltariam ao mesmo tempo e as últimas células que estivessem conduzindo a corrente continuariam a fazê-lo. A tensão de campo para esta situação está mostrada na Fig. 2.6 e foi criada desconectando dois *gates* de tiristores paralelos. Essas situações ocorrerão se o *skip firing* for habilitado para operar sem nenhuma restrição.

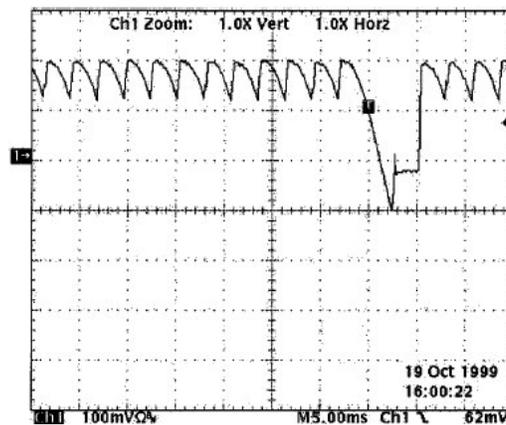


Fig. 2.6 – Ambos tiristores em paralelo saltando. Ch1: escala vertical com 200V/div [8].

Cada tiristor da ponte tem uma “referência de *skip fire*”, um valor que é carregado num contador. Essa referência é o número de vezes que o tiristor é permitido a disparar e conduzir antes de ser permitido a saltar. Por exemplo, se a referência fosse igual a 20, o tiristor saltaria após disparar e conduzir 20 vezes consecutivas. O contador para cada tiristor é recarregado com a referência após o tiristor saltar. Quando o contador de um tiristor diminui até zero, o processador da ponte desabilita o tiristor de disparar na próxima vez que um determinado tiristor normalmente seria comandado a disparar pelo FPGA. Sem algum tipo de restrição, pontes em paralelo carregadas com referências de *skip fire* no final alcançariam uma condição onde todos os tiristores em paralelo em um dado braço positivo ou negativo de uma dada fase saltariam juntos. Para resolver esse problema, o *skip firing* deve ser de alguma forma limitado.

Há uma infinidade de restrições possíveis para supervisionar o *skip firing*. Entretanto, uma das mais simples e práticas é permitir uma e apenas uma ponte saltar a um dado instante. Outra possibilidade é permitir metade [ou  $(\frac{1}{2})N \pm 1$ ] das pontes num sistema a disparar.

A fim de controlar o número de tiristores em paralelo que saltam ao mesmo tempo, o processador FCIM envia um sinal *skip fire* permissivo para cada ponte. Esse sinal permissivo permite que a ponte tenha seu disparo suprimido na próxima vez que ela receber um comando de disparar. Em cada ponte BCM, quando o contador de *skip fire* é diminuído a zero, uma posição da memória é setada com o código para aqueles tiristores naquela ponte que devem saltar (o *skip firing* não ocorre imediatamente quando o contador chega a zero). O contador é então recarregado com a referência de *skip fire* e continua a diminuir, independente se o tiristor na verdade tinha saltado ou não. Quando a ponte recebe seu sinal permissivo de *skip fire* do processador FCIM, ela saltará o disparo dos tiristores com o código salvo de salto na próxima vez que cada um dos tiristores estiver marcado para ser disparado. Isso requer que a ponte deve ter seis oportunidades consecutivas de saltar o disparo, a fim de que a oportunidade de saltar o disparo seja dada a todos os tiristores da ponte.

Considere a seguinte situação: o tiristor AP na ponte 1 é disparado, e uma permissão para saltar é dada para a ponte. Também, assumo que se espera que AP é um tiristor que vai saltar. Sendo que AP acabou de ser disparado, ele estará conduzindo. Ele primeiro precisa parar de conduzir e então na próxima vez que for disparado, ser desabilitado a disparar, a fim de saltar. Isso requererá que todos os outros tiristores na ponte 1 sejam disparados (ou dados a oportunidade de saltar), e então cinco comandos de disparo adicionais recebidos pela ponte, antes do sinal de disparar AP pelo FPGA seja desabilitado.

#### **d) Geração das Referências de *Skip Firing***

O processador FCIM calcula as referências de *skip firing* para cada tiristor em cada ponte. Esta referência é determinada do que é chamado de “cota de corrente”.

O processador FCIM deve primeiro obter as correntes de pico médias como calculadas por cada processador BCM das pontes. As correntes médias são adicionadas e divididas pelo número de tiristores que estão conduzindo para criar a referência da “cota de corrente” para cada tiristor. Se um tiristor não estiver conduzindo; por exemplo se um *gate* for desconectado, então o número de tiristores usados para calcular a cota de corrente é reduzido. Isso significa que a cota de corrente é aumentada para os tiristores restantes. No

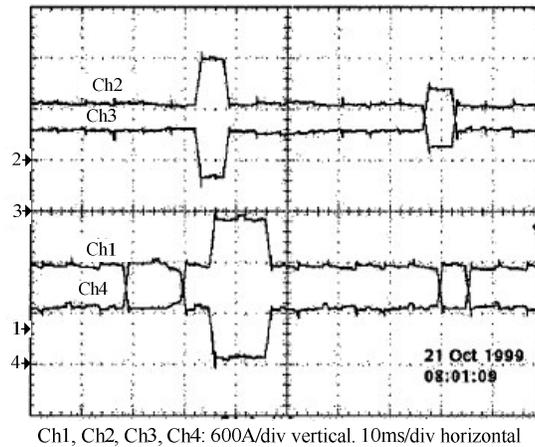
mínimo dois tiristores devem operar em paralelo antes da referência da cota de corrente ser calculada.

A referência de *skip fire*, o número de vezes em que um tiristor é disparado antes da ponte desabilitá-lo de conduzir, é agora calculada comparando-se a “cota de corrente” com a corrente real no tiristor. Se a cota de corrente for maior que a corrente atual, o tiristor deverá conduzir mais corrente, e assim a referência será aumentada. Se o tiristor estiver conduzindo mais que sua cota de corrente será necessário saltá-lo mais, e a referência será diminuída. Quando todas as referências estiverem calculadas elas serão enviadas à ponte. Depois de um período de tempo adequado, permitindo às novas referências trabalharem e se ajustarem ao balanço, o processador FCIM repete o processo, novamente obtendo novas correntes de pico médias das pontes BCMs e calculando a referência de cota de corrente.

O total de desequilíbrio que pode ser removido por essa técnica de equalização ativa de corrente é controlado pela porcentagem de tempo em que a uma dada ponte, ou a um grupo de pontes, é dada a oportunidade de saltar. Se somente duas pontes estão presentes, sendo que um tiristor em cada braço paralelo deve sempre conduzir corrente, o máximo que qualquer tiristor pode saltar é 50% do tempo. Se um tiristor está normalmente conduzindo toda a corrente, quando ele salta não conduzirá mais corrente, e o outro tiristor, que previamente não estava conduzindo, estará conduzindo toda a corrente. Na média, isso significa que os dois tiristores conduzirão a mesma corrente.

Essa técnica não oferece eficácia se as correntes dos barramentos positivo e negativo de cada ponte não forem medidas para criar os cálculos de corrente média para os tiristores individuais. Entretanto, as perdas nos tiristores crescem numa forma não-linear com a corrente direta. Então, saltos 50% do tempo, todo o tempo, causariam a cada componente mais perdas que a soma de dois componentes que possuem uma divisão igualitária de corrente.

Na Fig. 2.7 estão apresentados os resultados práticos através de um osciloscópio de um sistema-teste com duas pontes operando em paralelo com uma corrente CC total de 1130A. As curvas 2 e 3 são as correntes de barramento positivas para as pontes 1 e 2, e as curvas 1 e 4 são as correntes negativas para as pontes 1 e 2, respectivamente. Os tiristores nessas pontes são de diferentes fabricantes e foram deliberadamente não combinados.



**Fig. 2.7 Skip firing em duas pontes em paralelo. Ch1 e Ch2 apresentam as correntes negativa e positiva da ponte 1 respectivamente. Ch3 e Ch4 apresentam as correntes positiva e negativa da ponte 2 respectivamente [8]**

Tipicamente quando uma ponte salta, um único tiristor salta e para 1/3 de um ciclo não há corrente no barramento – ver traços 2 e 3. Essa não é a única possibilidade, sendo que a cada ponte BCM é dada a oportunidade de saltar todos os seus tiristores por seis intervalos consecutivos. Então dois, três ou até mais, podem saltar consecutivamente, resultando em mais tempo do que o que a corrente no barramento é nula. As curvas 1 e 4 mostram dois tiristores consecutivos no braço negativo da mesma ponte que salta.

Também é bem factível introduzir algoritmos adicionais a essa técnica de equalização ativa de corrente, como adicionando uma malha lenta de realimentação externa que calcula a “cota de temperatura” de cada ponte. Esse valor seria baseado em medidas de sensores de temperatura encaixados em um ou mais dissipadores dos tiristores e enviado a cada processador BCM da ponte. As referências de *skip fire* poderiam então ser incrementadas ou diminuídas por um total proporcional à diferença entre cada medida de temperatura da ponte e o cálculo da cota de temperatura [8].

## 2.4 CONCLUSÃO

As características e particularidades da ponte retificadora trifásica a tiristor foram apresentadas a fim de se entendê-la melhor e poder desta maneira propor uma solução para

o problema de desequilíbrio de corrente existente em várias plantas de geração muito complicado de se resolver.

A solução para diminuir o conteúdo harmônico gerado por pontes retificadoras a tiristor é muito interessante do ponto de vista qualitativo. Nos estudos feitos relacionados a sistemas de excitação de geradores, não se encontraram registros sobre a utilização desta técnica.

O método *skip firing* apresenta uma solução para o desequilíbrio de corrente entre as pontes, porém esta apresenta muita complexidade, o que deve ter demandado muita pesquisa. Porém, segundo a Fig. 2.7, observou-se que há momentos em que somente uma das pontes deve assumir a corrente total da carga instantaneamente, gerando um pico de corrente com o dobro do valor nominal. Os malefícios ou não deste tipo de ocorrência não foram abordados em [8], deixando dúvidas sobre os resultados a longo prazo.

---

## 3 RETIFICADOR TRIFÁSICO EM PONTE COMPLETA A TIRISTOR

### 3.1 INTRODUÇÃO

No capítulo 2 foi apresentada uma contextualização do retificador a tiristor trifásico em ponte completa. No presente capítulo serão apresentados vários detalhes deste conversor que é muito utilizado na indústria, principalmente quando envolve altas potências.

Será apresentada uma modelagem do conversor por valores médios e logo em seguida uma modelagem da carga envolvida, onde juntos formarão o modelo global deste sistema. Os tipos de geração dos pulsos de disparo serão abordados, pois os mesmos influenciam diretamente no modelo do conversor.

A comprovação do modelo matemático será feita com o auxílio das ferramentas de simulação numérica, onde o *software PSIM* foi utilizado mostrando-se muito rápido, eficiente e preciso. As simulações serão feitas com os circuitos real e ideal juntamente com o modelo matemático para que se possam observar as diferenças entre os mesmos. Para dar mais credibilidade à validação do modelo, os ensaios experimentais foram feitos e comparados com os resultados teóricos e de simulação.

Visto que a modelagem se apresentou muito satisfatória, passou-se para a etapa de controle. O controle utilizado é do tipo realimentado. A estrutura do compensador escolhida foi a PI com filtro, pois a mesma oferece compensação com erro nulo ao seguimento de referência e filtragem dos sinais indesejados. Uma metodologia de ajuste do compensador foi apresentada e utilizada neste trabalho aplicando-se o modelo matemático encontrado.

Para comprovação dos resultados, foram feitas simulações do circuito juntamente com o modelo matemático, ambos agora em malha fechada. Com os resultados

experimentais, extraídos do protótipo de um sistema de excitação da Reivax, pôde-se comparar os resultados com as simulações.

### 3.2 OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA SIMPLIFICADA DO RETIFICADOR

As condições de polarização direta dos tiristores de uma ponte retificadora fazem com que o disparo dos semicondutores tenha uma ação discreta no tempo para qualquer que seja o tipo de circuito gerador dos sinais de disparo. Os dois processos mais simples para se obter os pulsos de disparo são os do tipo rampa (dente de serra) ou arco cosseno [1]. A polarização cossenoidal se difere da tradicional rampa pedestal por garantir uma relação linear entre o sinal de controle  $u_c$  e a tensão média na carga  $V_o$  [2]. Qualquer que seja então o sistema de disparo dos tiristores, haverá sempre um atraso de duração não-linear devido à não sincronização entre o aparecimento de uma perturbação e a ação discreta da associação retificador/gerador de pulsos. O atraso introduzido por este tipo de comando varia de forma uniforme entre zero e  $T/p$ , onde  $T$  é o período da tensão da rede de alimentação e  $p$  é o índice de pulsação do retificador. Poder-se-á simplificar considerando o valor médio estatístico do atraso como sendo  $T/2p$ , o que é válido nas seguintes condições:

- Em regime de pequenos sinais, ou seja, na presença de pequenas perturbações no sinal de controle  $u_c$ .
- Quando a frequência destas perturbações não exceder  $p/T$ .
- Quando a constante de tempo da carga for muito maior do que  $T/2p$ .

A função de transferência do conversor associado ao seu sistema de disparo será de acordo com a função (3.1) [1].

$$G_R(s) = K_R e^{-s \frac{T}{2p}} \quad (3.1)$$

Onde  $K_R$  é o ganho do retificador, ou seja, o quociente entre a tensão de saída deste e o seu sinal de controle  $u_c$ .

Sabe-se que para fontes senoidais ideais que operam com a corrente de saída sempre contínua, o valor médio da tensão de saída do retificador pode ser expresso pela equação (3.2).

$$V_o = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (3.2)$$

Onde  $V_{ef}$  é o valor da tensão eficaz de entrada e  $\alpha$  o valor do ângulo de disparo.

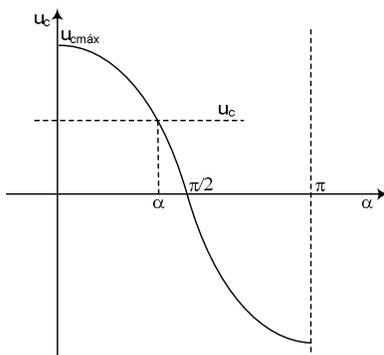
### 3.2.1 CIRCUITO DE DISPARO DO TIPO COSSENOIDAL

Considerando que as funções auxiliares de disparo são cossenos, o que pode ser observado na Fig. 3.1, tem-se a equação (3.3).

$$\alpha = \arccos \frac{u_c}{u_{c\max}} \quad (3.3)$$

Onde  $u_c$  é o sinal de controle fornecido por uma referência fixa ou a saída de um compensador e  $u_{c\max}$  é o máximo valor permitido para este sinal. O ganho  $K_R$  em regime permanente será:

$$K_R = \frac{\frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2 \cdot \pi} \cdot \cos \left[ \arccos \left( \frac{u_c}{u_{c\max}} \right) \right]}{u_c} \quad (3.4)$$



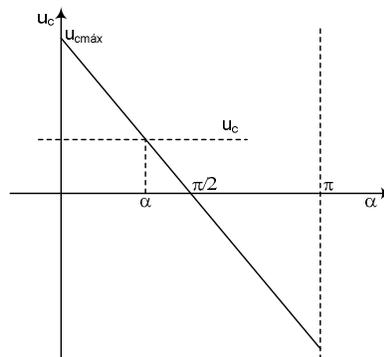
**Fig. 3.1 – Geração dos pulsos de comando com função cossenooidal.**

Através de algumas manipulações algébricas em (3.4), pode-se chegar à expressão (3.5) que deixa o ganho  $K_R$  independente do valor de  $\alpha$ .

$$K_R = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2 \cdot \pi \cdot u_{cm\acute{a}x}} \quad (3.5)$$

### 3.2.2 CIRCUITO DE DISPARO DO TIPO RAMPA

As funções do tipo rampa também são usadas para a geração dos disparos dos tiristores em uma ponte retificadora. Na Fig. 3.2 pode ser observado como é feita a geração dos pulsos de disparo com rampas do tipo dente de serra.



**Fig. 3.2 – Geração dos pulsos de disparo com funções em rampa.**

A partir da Fig. 3.2, pode-se chegar à expressão (3.6) que determina o ângulo de disparo  $\alpha$  em função do sinal de controle  $u_c$ .

$$\alpha = \left( \frac{\pi}{2} \right) - \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{u_c}{u_{cm\acute{a}x}} \right) \quad (3.6)$$

Em relação ao ganho do retificador, parece mais correto trabalhar com seu valor máximo ao invés do seu valor linearizado, tendo em vista a estabilidade do sistema e dada a larga margem de funcionamento que se pretende para o retificador. Dessa maneira, considerando o valor máximo do ganho e o modelo linear contínuo, pode-se garantir que em nenhum ponto de funcionamento o sistema será instável [1]. A partir destas

considerações, pode-se apresentar a expressão (3.7) que define o máximo valor para o ganho  $K_R$ . É importante ressaltar que desta maneira o funcionamento do retificador estará otimizado para um ponto de funcionamento próximo ao máximo ganho  $K_R$ .

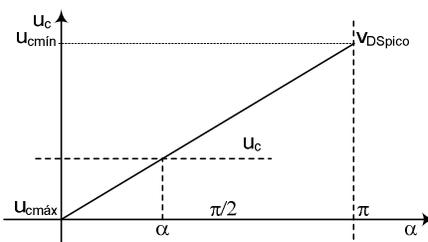
$$K_R \lim_{u_c \rightarrow 0} = \frac{\frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2 \cdot \pi} \cdot \text{sen} \left( \frac{\pi \cdot u_c}{2 \cdot u_{cmáx}} \right) \cdot \frac{\pi}{2 \cdot u_{cmáx}}}{u_c \cdot \frac{\pi}{2 \cdot u_{cmáx}}} \quad (3.7)$$

que fica:

$$K_R = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{4 \cdot u_{cmáx}} \quad (3.8)$$

### 3.2.3 CIRCUITO DE DISPARO DO TIPO RAMPA UTILIZADO NA PRÁTICA

Pelo fato de se tratar de um estudo que foi implementado e testado na prática, deve-se levar em consideração o circuito de disparo que será usado. Neste caso o circuito gerador de disparos será do tipo rampa dente de serra, que apresenta algumas diferenças em relação à apresentada anteriormente na seção 3.2.2, como pode ser observado na Fig. 3.3.



**Fig. 3.3 – Geração dos pulsos de disparo usado no protótipo.**

Neste caso, pelo fato da rampa ser invertida, a lógica da excursão do sinal de controle em relação à rampa também deve ser invertida. Desta maneira quando se aplica o valor máximo do sinal de controle ao circuito de disparo, a barra pontilhada  $u_c$  da Fig. 3.3 se posiciona na base da rampa e quando o sinal de controle é mínimo a barra pontilhada  $u_c$

se posiciona no topo da rampa, alcançando o valor de pico do sinal dente de serra  $V_{DSpico}$ . Por este motivo a expressão que determina o ângulo  $\alpha$  passa a ser:

$$\alpha = \left( \frac{u_{DSpico} - u_c}{u_{DSpico}} \right) \cdot \pi \quad (3.9)$$

Para se obter uma expressão linearizada do ganho do retificador, parte-se da equação (3.2). Após algumas manipulações algébricas chega-se à expressão (3.10).

$$K_R = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2 \cdot V_{DSpico}} \cdot \text{sen} \left( \pi \cdot \frac{u_c}{V_{DSpico}} \right) \quad (3.10)$$

A função de transferência apresentada em (3.1) não consegue reproduzir as não-linearidades do conversor provenientes do fenômeno da comutação, ou seja, da condução simultânea entre tiristores. Esse fato pode ser facilmente contornado em retificadores cuja carga seja fortemente indutiva, isto é, cujo termo indutivo da impedância de carga  $\omega L_o$  seja muito maior que o termo equivalente  $\omega l$  da fonte de alimentação visto pelo conversor, e do que o termo resistivo  $R_o$  da carga.

Nestas condições é possível modelar a queda de tensão devido à comutação simultânea na indutância de entrada  $l$ , considerando apenas o seu valor médio [1]. Essa queda de tensão é representada por uma resistência como pode ser observada na expressão (3.11).

$$r_i = \frac{p \cdot \omega \cdot l}{2 \cdot \pi} \quad (3.11)$$

A resistência  $r_i$  é acrescentada ao valor da resistência interna equivalente da fonte trifásica.

Uma vez conhecidos os parâmetros da função de transferência do retificador, esta pode ser simplificada se sua carga apresentar constantes de tempo elevadas em relação ao valor do atraso estatístico  $T/2p$ .

Desta maneira a expressão (3.1) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$G_R(s) = \frac{K_R}{e^{s \frac{T}{2p}}} \quad (3.12)$$

A função  $e^{s \frac{T}{2p}}$  desenvolve-se em série de Taylor [1]:

$$e^{s \frac{T}{2p}} \approx 1 + s \cdot \frac{T}{2p} + \frac{1}{2} \left( s \cdot \frac{T}{2p} \right)^2 + \dots \quad (3.13)$$

Tomam-se apenas os dois primeiros termos da equação (3.13) (aproximação válida para  $\omega T/2p < 0,6$ ). Desta maneira, a expressão que determina o atraso médio estatístico do gerador dos pulsos de disparo pode ser observada em (3.14) [1]:

$$T_d = \frac{T}{2p} = \frac{\pi}{p\omega} \quad (3.14)$$

Portanto a função de transferência que representa o retificador e que é do tipo contínuo está representada em (3.15).

$$G_R(s) = \frac{K_R}{1 + sT_d} \quad (3.15)$$

Embora esta expressão seja uma aproximação simples ao comportamento do retificador, válida para perturbações de frequência inferiores a  $p/T$ , o seu uso pode ser justificado pela facilidade com que se obtém um sistema com boas condições de estabilidade, erro estático nulo e boa velocidade de resposta.

### 3.3 OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO SISTEMA GLOBAL

O circuito equivalente do sistema global pode ser observado na Fig. 3.4. As constantes  $R_i$  e  $L_i$  representam as impedâncias da fonte de alimentação juntamente com a impedância interna do retificador, podendo ser calculadas em termos dos seus valores médios pelas equações (3.16) e (3.17), desde que o ângulo de comutação  $\mu$  seja menor que  $60^\circ$ .

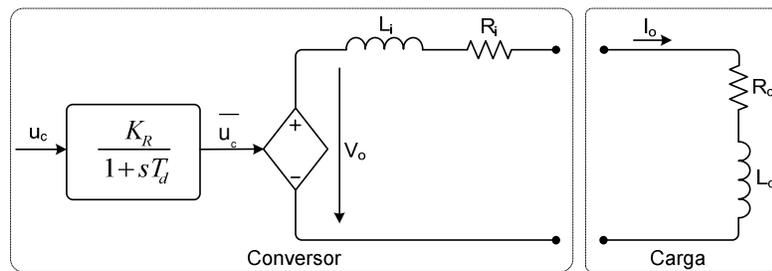


Fig. 3.4 – Circuito equivalente do retificador e sua carga.

$$R_i \approx \left( \frac{2\pi}{p} - \mu \right) \cdot \left( \frac{p}{2\pi} \cdot r \right) + \left( \mu \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{r}{2} \right) + \left( \frac{p \cdot \omega \cdot l}{2\pi} \right) \quad (3.16)$$

$$L_i \approx \left( \frac{2\pi}{p} - \mu \right) \cdot \left( \frac{p}{2\pi} \cdot l \right) + \left( \mu \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot l \right) \quad (3.17)$$

Nas equações (3.16) e (3.17),  $r$  e  $l$  são as impedâncias da fonte de alimentação,  $\mu$  é o ângulo de comutação ou condução simultânea e  $\omega$  a frequência angular da rede [1].

Aplicando a lei das malhas ao circuito da Fig. 3.4 e supondo que a corrente de saída será sempre contínua, pode-se escrever:

$$V_o = (R_i + R_o) \cdot i_o + (L_i + L_o) \frac{di_o}{dt} \quad (3.18)$$

Onde,

$$R_i = R_i + R_o \quad (3.19)$$

$$L_i = L_i + L_o \quad (3.20)$$

Substituindo as equações (3.19) e (3.20) em (3.18) e aplicando a transformada de Laplace, para pequenas variações, obtém-se a expressão (3.21), desprezando as variações de  $R_i$  e  $L_i$  com  $\mu$ :

$$V_o(s) = R_t \cdot I_o(s) + sL_t \cdot I_o(s) \quad (3.21)$$

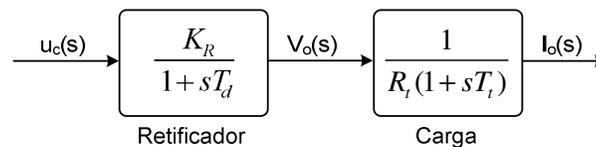
Adotando-se:

$$T_t = \frac{L_t}{R_t} \quad (3.22)$$

Obtém-se:

$$\frac{I_o(s)}{V_o(s)} = \frac{1}{R_t(1 + sT_t)} \quad (3.23)$$

O diagrama de blocos do sistema em malha aberta pode ser observado na Fig. 3.5.



**Fig. 3.5 – Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.**

A função de transferência do sistema em malha aberta  $G_p(s)$  fica então:

$$G_p(s) = \frac{K_R}{R_t} \cdot \frac{1}{(1 + sT_d)(1 + sT_t)} \quad (3.24)$$

### 3.4 COMPROVAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO

Com o objetivo de comprovar a autenticidade do modelo linearizado para pequenas perturbações, foram feitas as comparações entre os resultados obtidos através do modelo e das simulações do circuito da estrutura básica. Os resultados de alguns cálculos também serão apresentados, porque através dos mesmos chegou-se aos parâmetros utilizados no modelo linear. É importante ressaltar que este sistema também foi implementado na prática, portanto foram utilizados os mesmos parâmetros teóricos para a concepção do

protótipo, possibilitando assim a comparação dos resultados teóricos e de simulação com os resultados experimentais. As especificações do projeto estão apresentadas na Tabela 3.1.

Especificações	Valores
Tensão eficaz de entrada do retificador (linha) – $V_{ef}$	220V
Tensão de pico de entrada (linha) – $V_{pico}$	311V
Indutância de dispersão do transformador referida ao secundário – $l$	260 $\mu$ H
Frequência da rede – $f$	60Hz
Frequência angular da rede – $\omega$	377rad/s
Resistência de carga – $R_o$	4 $\Omega$
Indutância de Carga – $L_o$	10mH
Corrente média na carga – $I_o$	50A
Tensão média na carga – $V_o$	200V
Máximo sinal de controle – $u_{cmáx}$	11V
Índice de pulsação do retificador – $p$	6

**Tabela 3.1 – Dados do sistema implementado na prática.**

### 3.4.1 CÁLCULO DO ÂNGULO DE DISPARO $\alpha$

Para se obter a corrente de carga pré-estabelecida de 50A, é necessário que a tensão média na carga seja imposta pela ponte retificadora. Portanto o ângulo de disparo  $\alpha$  deve ser calculado. Utilizando-se a expressão (3.2) para efetuar o cálculo de  $\alpha$ , obtém-se:

$$\alpha = 47,688^\circ$$

### 3.4.2 CÁLCULO DO SINAL DE CONTROLE

De posse do ângulo de disparo  $\alpha$  e partindo do princípio que o circuito de disparo usado na prática é do tipo rampa dente de serra, pode-se então calcular o valor do sinal de controle  $u_c$  a partir da expressão (3.9).

$$u_c = 8,086V$$

### 3.4.3 CÁLCULO DO ÂNGULO DE COMUTAÇÃO

O ângulo de comutação que é também conhecido como ângulo de condução simultânea ou de recobrimento, é consequência da comutação entre tiristores. Tal fenômeno ocorre, pois as indutâncias presentes nas linhas de alimentação, transformadores, geradores ou até mesmo as colocadas intencionalmente em série com a ponte retificadora opõem-se às variações abruptas da corrente provocando assim a condução simultânea de dois ou mais tiristores [3]. Durante o intervalo onde os tiristores estão conduzindo ao mesmo tempo, ocorre um curto-circuito momentâneo na fonte de alimentação que provoca queda de tensão além de ruídos que poderão eventualmente perturbar o funcionamento de outros circuitos [1].

$$[\cos(\alpha) - \cos(\mu + \alpha)] = \frac{\omega \cdot l \cdot I_o}{\sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \text{sen}(\pi / p)} \quad (3.25)$$

À partir da equação (3.25) [3], isolando-se  $\mu$  e substituindo-se os valores das constantes tem-se o ângulo de comutação,

$$\mu = 2,396^\circ$$

### 3.4.4 CÁLCULO DA QUEDA DE TENSÃO PROVOCADA PELO ÂNGULO DE COMUTAÇÃO

A queda de tensão provocada pela comutação pode ser calculada utilizando (3.26) [3].

$$V_l = \frac{p \cdot \omega \cdot l \cdot I_o}{2\pi} \quad (3.26)$$

Desta maneira, a queda de tensão é de:

$$V_i = 4,68V$$

### **3.4.5 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA QUE REPRESENTA A QUEDA DE TENSÃO PROVOCADA PELO ÂNGULO DE COMUTAÇÃO**

Utilizando a expressão (3.11), calcula-se a resistência  $r_i$  que representa a queda de tensão proveniente do fenômeno da comutação. O valor de  $r_i$  fica então:

$$r_i = 94,0m\Omega$$

### **3.4.6 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA INTERNAS DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO RETIFICADOR**

Aplicando as equações (3.16) e (3.17) obtêm-se respectivamente a resistência e a indutância internas da fonte de alimentação.

$$R_i = 0,1524\Omega$$

$$L_i = 254,8\mu H$$

A partir da resistência e indutância internas da fonte, podem ser calculadas a resistência e a indutância totais do sistema aplicando as equações (3.19) e (3.20):

$$R_t = 4,1524\Omega$$

$$L_t = 10,2548mH$$

### **3.4.7 CÁLCULO DAS CONSTANTES DE TEMPO E DO GANHO DO RETIFICADOR**

A constante de tempo que está relacionada à carga e à fonte pode ser calculada a partir da expressão (3.22). Desta maneira tem-se:

$$T_i = 2,47ms$$

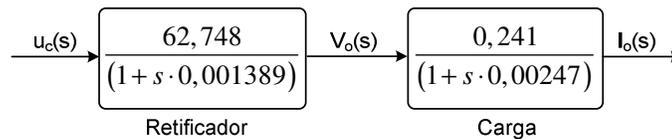
Já o atraso médio estatístico do circuito de disparo é calculado usando-se a equação (3.14) obtendo-se assim:

$$T_d = 1,389ms$$

O ganho linearizado do retificador é obtido através da expressão (3.10):

$$K_R = 62,748$$

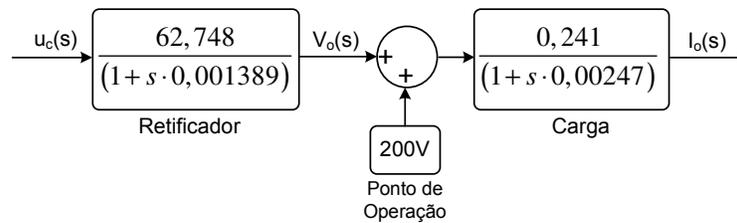
De posse dos resultados dos cálculos pode-se observar na Fig. 3.6 o diagrama de blocos do sistema em malha aberta que será usado nas simulações.



**Fig. 3.6 – Diagrama de blocos do retificador e sua carga linearizados em MA.**

### 3.4.8 MODELO MATEMÁTICO LINEARIZADO

De posse dos parâmetros do sistema, pode-se então através de simulação numérica fazer as comparações entre o modelo matemático e o circuito elétrico equivalente do retificador com sua respectiva carga. Na Fig. 3.7 pode ser observado o modelo matemático do sistema.



**Fig. 3.7 – Modelo matemático linearizado do retificador e sua carga.**

O ponto de operação foi adicionado, o que possibilita apresentar os resultados em torno do ponto de operação nominal. É importante ressaltar que a linearização vale para pequenos sinais.

### 3.4.9 CIRCUITOS UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES

As simulações dos circuitos ideal e real serão realizadas para comparar seus resultados com os resultados do modelo matemático e também com os resultados práticos. Os circuitos ideal e real podem ser observados na Fig. 3.8 e na Fig. 3.9 respectivamente. As simulações foram realizadas utilizando-se o *Software Psim*.

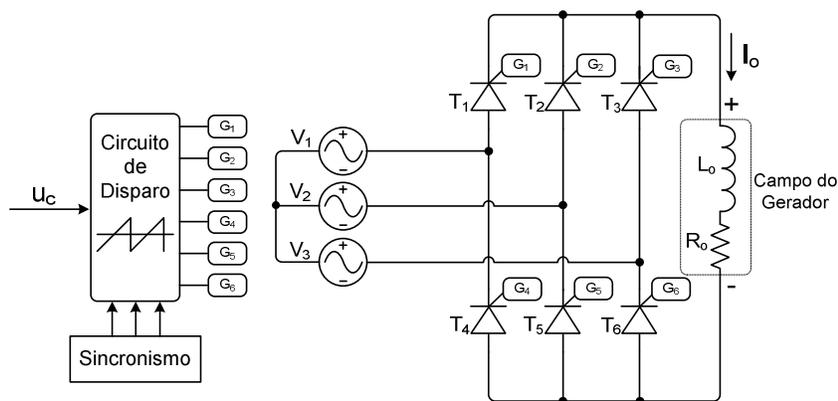


Fig. 3.8 – Circuito elétrico equivalente do sistema idealizado.

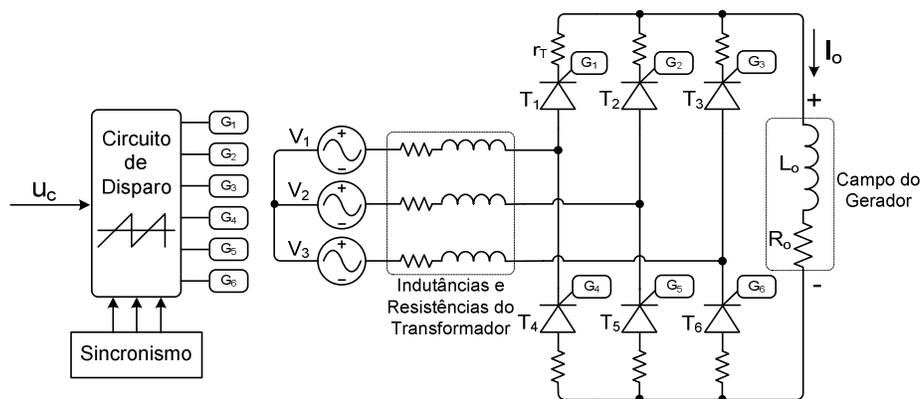


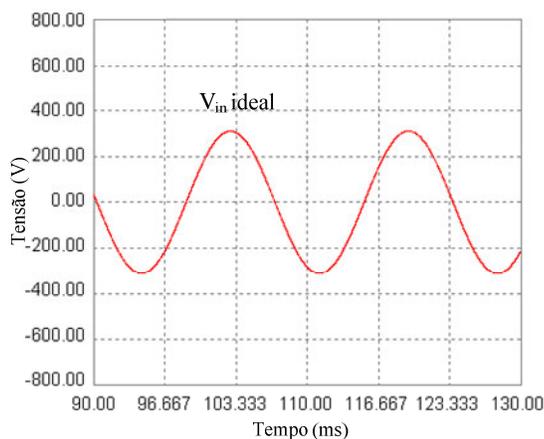
Fig. 3.9 – Circuito elétrico equivalente do sistema real.

### 3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

Os resultados das simulações serão apresentados juntamente com os resultados experimentais, pois desta maneira facilitar-se-ão as comparações dos mesmos.

#### 3.5.1 TENSÃO DE ENTRADA

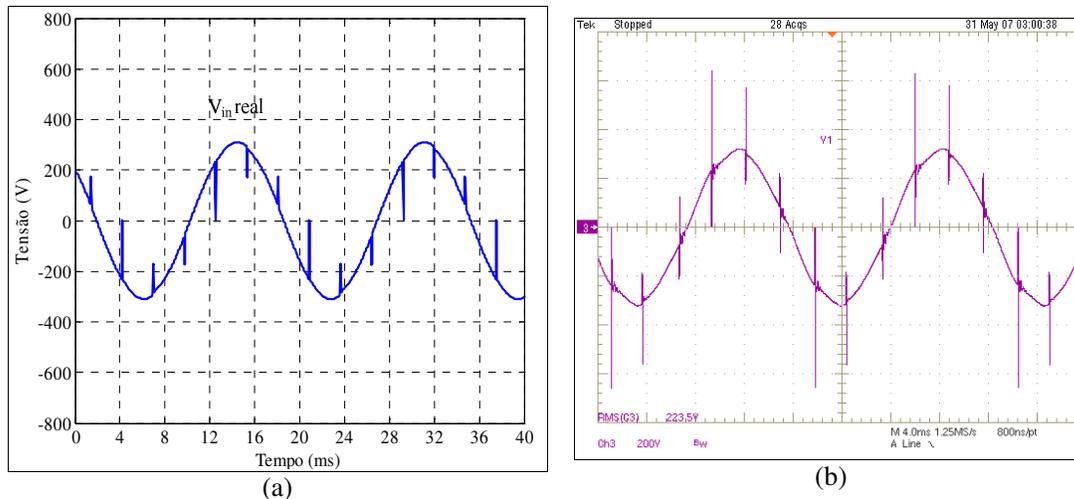
Primeiramente serão apresentadas as formas de onda da tensão de entrada entre as fases 1 e 2 da fonte de alimentação. Na Fig. 3.10 pode-se observar que a forma de onda da tensão de entrada do retificador ideal não apresenta picos ou vales causados pela comutação dos tiristores, como no retificador real mostrado na Fig. 3.11 (a) ou do experimental apresentado na Fig. 3.11 (b).



**Fig. 3.10 – Forma de onda da tensão de entrada do retificador ideal medida entre as fases 1 e 2.**

Tal fato não ocorreu, pois as indutâncias de entrada não estavam presentes no retificador ideal com apresentado na Fig. 3.8. Em contrapartida, no retificador real e no experimental, o fenômeno da comutação ocorreu porque as indutâncias foram consideradas. Nos resultados experimentais (Fig. 3.11 (b)) os picos de tensão se mostraram mais pronunciados porque há no bloqueio dos tiristores um efeito conhecido como recuperação do tiristor, onde a carga armazenada no mesmo durante sua condução deve ser

totalmente evacuada para que seu bloqueio ocorra. Este efeito está explicado com mais detalhes na seção 4.10.1.



**Fig. 3.11 – Formas de onda das tensões de entrada dos retificadores medidas entre as fases 1 e 2. (a) Resultado da simulação do retificador real. (b) Resultado experimental.**

Como o simulador não contempla esta característica nos tiristores, não foi possível reproduzir tais picos de tensão. No entanto, é interessante apresentar o sulco na forma de onda da tensão de entrada causado pela comutação. De acordo com os cálculos feitos aplicando-se a expressão (3.25) para uma corrente de carga de 40A, o ângulo de comutação considerando as indutâncias do transformador e cabos de alimentação, deveria ser aproximadamente  $1,698^\circ$ . Na Fig. 3.12 (a) está apresentado o resultado da simulação do retificador real, onde o ângulo de comutação é de  $1,36^\circ$ . Já na experimentação, a forma de onda da Fig. 3.12 (b) apresenta um intervalo aproximado de  $64,0\mu\text{s}$ , o que convertido em graus fica  $1,38^\circ$ .

Observa-se que as diferenças entre os ângulos de comutação obtidos na experimentação e por simulação são muito pequenas, ou seja,  $0,02^\circ$ . Comparando com o valor teórico, a diferença é de aproximadamente  $0,328^\circ$ . Nota-se que as considerações feitas dos valores de indutâncias de cabos e indutância do transformador estão coerentes com os resultados obtidos.

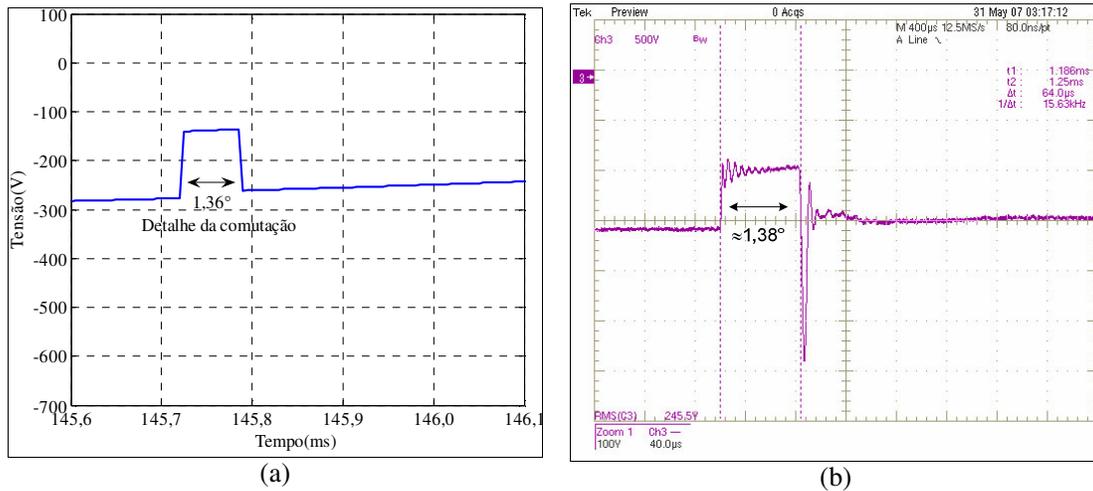


Fig. 3.12 – Sulcos na tensão de entrada gerados pela comutação dos tiristores.

### 3.5.2 TENSÃO NA CARGA

Na Fig. 3.13 pode ser vista a forma de onda de tensão na carga proveniente do retificador ideal. A mesma apresenta uma tensão média de 159,2V e seu formato é isento de picos ou quaisquer outras diferenças.

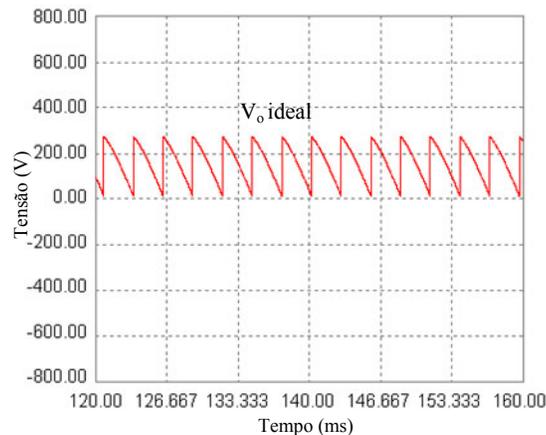
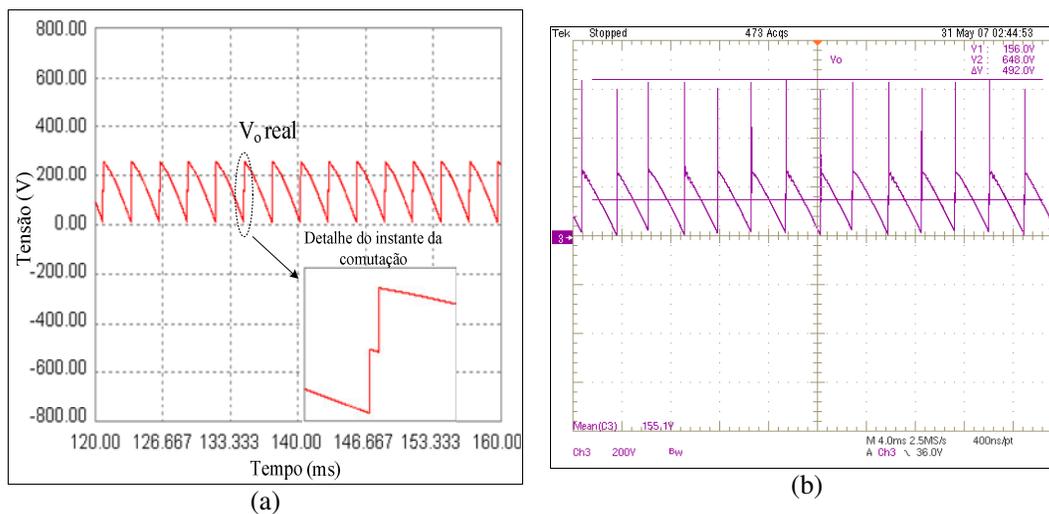


Fig. 3.13 – Forma de onda de tensão na carga do retificador ideal.

Na Fig. 3.14 (a) já é possível observar alguns pontos da forma de onda que foram alterados pelo fenômeno da comutação. Há um detalhe do instante da comutação para que se possa observar melhor o que ocorre.



**Fig. 3.14 – (a) Forma de onda de tensão na carga do retificador real. (b) Forma de onda de tensão na carga do protótipo experimental.**

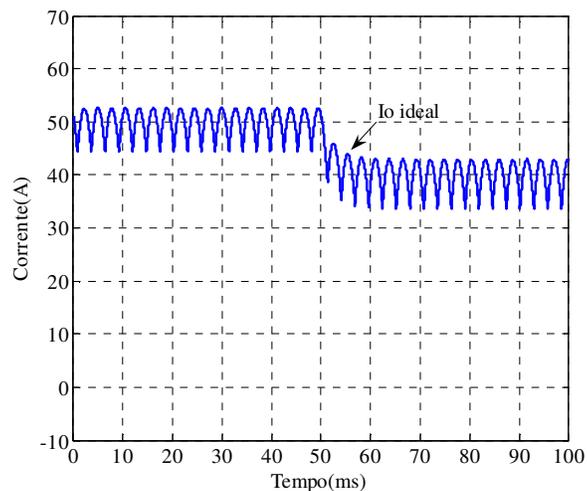
Considerando as não idealidades a tensão média na carga agora é de 151,7V, ou seja, uma queda de tensão de aproximadamente 7,5V. O valor experimental é de 155,1V, uma diferença de 4,1V. A queda de tensão calculada foi de 4,68V, aproximando-se bastante do resultado experimental.

Os picos de tensão da forma de onda da Fig. 3.14 (b) são originados no instante da comutação devido à recuperação dos tiristores já mencionada anteriormente. Estes picos de tensão, que neste caso chegaram a alcançar 492,0V podem ser limitados utilizando-se circuitos *snubbers* ou grampeadores de tensão.

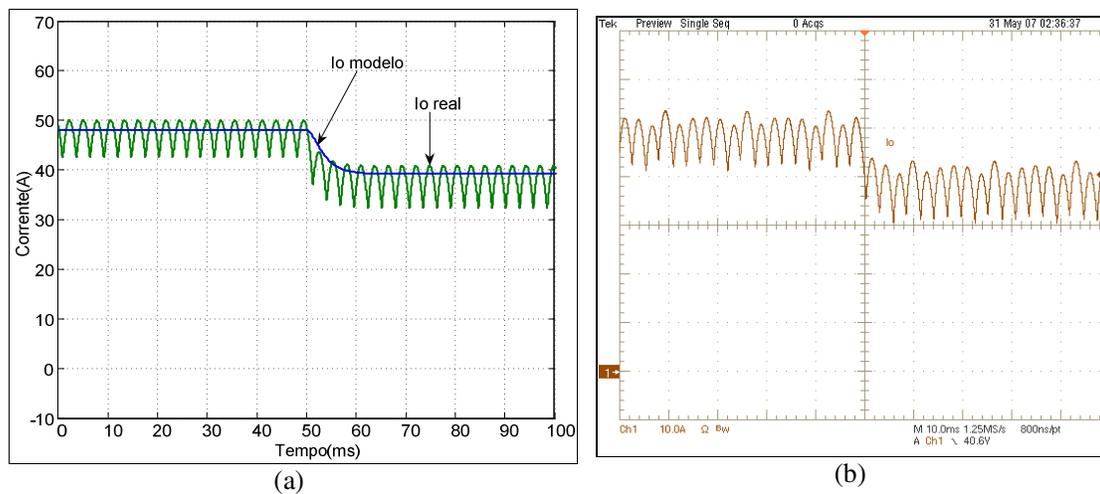
### 3.5.3 CORRENTE NA CARGA FRENTE A DEGRAUS NEGATIVO E POSITIVO DE 20% NA REFERÊNCIA

Para se observar a resposta dinâmica do retificador, o mesmo foi submetido à degraus na referência. A partir de um degrau negativo de 20% na referência do retificador ideal, obteve-se o resultado da Fig. 3.15. Adotando-se o critério  $t_{r5\%}$  para o tempo de acomodação, a resposta ao degrau foi de aproximadamente 6,0ms para o sistema ideal entrar em regime permanente. Pode-se observar também que os valores médios de corrente estão de acordo com o projeto, ou seja, aproximadamente 50,0A antes do degrau e 40,0A após o degrau.

Na Fig. 3.16 (a) estão apresentadas as formas de onda provenientes do circuito de simulação real e do modelo matemático.



**Fig. 3.15 – Forma de onda da corrente na carga do retificador ideal a partir de um degrau negativo de 20% no sinal de referência.**



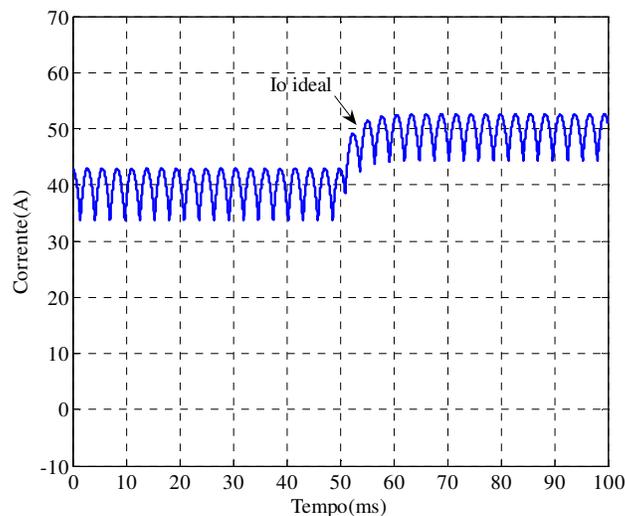
**Fig. 3.16 – Forma de onda da corrente na carga a partir de um degrau negativo de 20% no sinal de referência. (a) Retificador real e modelo matemático. (b) Protótipo experimental.**

Observa-se que a resposta do modelo matemático descreve muito bem a dinâmica e também os valores médios em regime do retificador real. O tempo de resposta também ficou próximo aos 6,0ms. Nota-se que o valor das correntes médias ficou menor em relação

ao retificador ideal, o que já era de se esperar pelo motivo da queda de tensão provocada pelo fenômeno da comutação.

O resultado experimental apresentou grande semelhança ao circuito de simulação real e ao modelo matemático, tanto em valores médios quanto em resposta dinâmica, o qual pode ser observado na Fig. 3.16 (b).

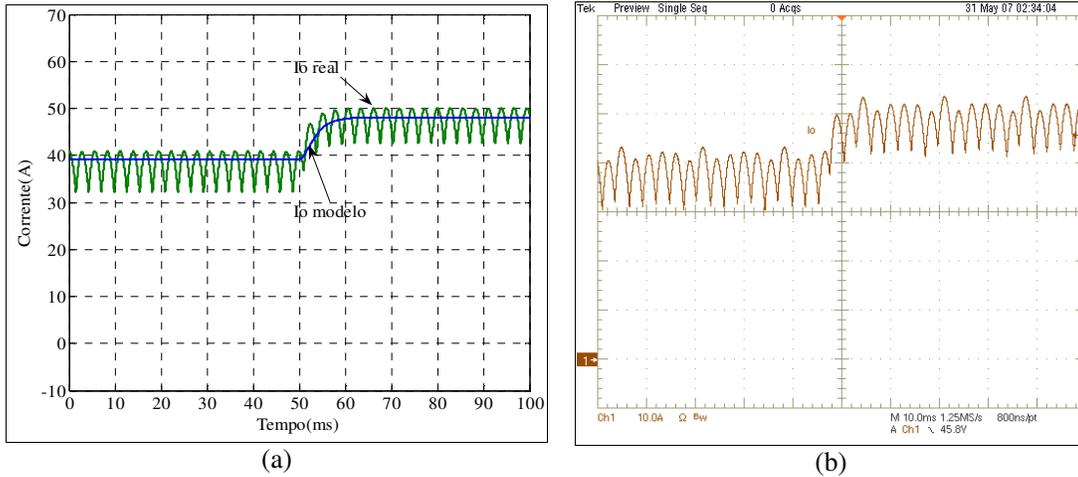
A seguir, na Fig. 3.17, Fig. 3.18 (a) e Fig. 3.18 (b), podem ser observadas as formas de onda das correntes na carga dos retificadores ideal, real e modelo matemático, e experimental respectivamente, mediante a um degrau positivo de 20% na referência.



**Fig. 3.17 – Forma de onda da corrente na carga do retificador ideal a partir de um degrau positivo de 20% no sinal de referência.**

Da mesma maneira como nos degraus negativos, os retificadores simulados juntamente com o modelo matemático apresentaram bons resultados no que diz respeito à resposta dinâmica e regime permanente.

Na Tabela 3.2 estão apresentados os principais resultados das simulações e experimentais.



**Fig. 3.18 – Forma de onda da corrente na carga a partir de um degrau positivo de 20% no sinal de referência. (a) Retificador real e modelo matemático. (b) Protótipo experimental.**

Parâmetro	Teórico	Ideal	Modelo	Real	Experimental
Tensão de linha na Entrada da Ponte	217,3V	220,0V	–	215,38	220,08V
Ângulo de Comutação ( $p/I_o=40A$ )	1,698°	–	–	1,36°	1,38°
Tensão na Carga após Degrau Negativo de 20%	156,26V	159,5V	162,6V	151,2V	155,1V
Tensão na Carga após Degrau positivo de 20%	195,32V	199,7V	199,9V	189,9V	198,6V
Corrente na Carga após Degrau Negativo de 20%	39,06A	39,91A	39,16A	37,8A	38,4A
Corrente na Carga após Degrau Positivo de 20%	48,83A	49,92A	48,15A	47,3A	48,6AA

**Tabela 3.2 – Principais resultados teóricos, através de simulação numérica e por meio de experimentação.**

Observa-se pela Tabela 3.2 que os valores obtidos através de simulações e experimentalmente estão coerentes com os valores teóricos.

A seguir será estudada e aplicada uma estratégia de controle para que o retificador possa operar em malha fechada.

### 3.6 CONTROLE POR MÉTODOS CLÁSSICOS

Os retificadores em ponte são dispositivos largamente utilizados em numerosos processos industriais que exigem o controle de uma determinada grandeza e que neste caso é a corrente de saída. Tal controle pode ser feito com estratégias diferentes, dependendo do que se busca ou do tipo de sistema envolvido a ser controlado. Em síntese, um sistema controlado funciona em malha fechada utilizando um compensador, que quando ajustado corretamente, permite que o sinal controlado siga uma referência, fazendo com que o sistema opere da maneira desejada.

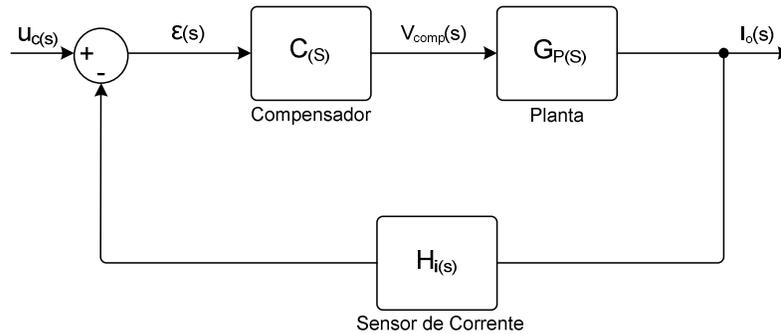
Os compensadores para o controle da corrente podem ser implementados analogicamente com amplificadores operacionais, digitalmente com microcontroladores suficientemente rápidos ou DSP's.

Em ambos os casos, controle analógico ou digital, a síntese dos reguladores e limitadores depara com certas dificuldades na modelagem do conversor. Esta dificuldade tem a ver com a natureza não linear do sistema de disparo dos tiristores do retificador obrigando o uso de processos especiais para o estudo da estabilidade do sistema controlado [1].

Embora seja relativamente fácil estabelecer as funções de transferência do sistema de alimentação do retificador e da carga, a função de transferência do retificador é de difícil obtenção. Tal fato pode ser atribuído ao atraso não linear introduzido pelo comando do ângulo de disparo dos tiristores e não linearidades devidas à comutação. Portanto, o modelo matemático do retificador dependerá do circuito de disparo. Na prática opta-se por uma função de transferência simplificada obtendo-se comportamentos aceitáveis.

#### 3.6.1 O SISTEMA OPERANDO EM MALHA FECHADA

Após a validação do modelo matemático do sistema, o passo seguinte é projetar um controlador que atenda as especificações dinâmicas e de regime permanente do sistema em malha fechada. Para este sistema, optou-se trabalhar com um compensador de erro de corrente que seja capaz de prover o seguimento de sinais do tipo degrau, os quais são injetados em sua referência. O diagrama de blocos do sistema em malha fechada está apresentado na Fig. 3.19.

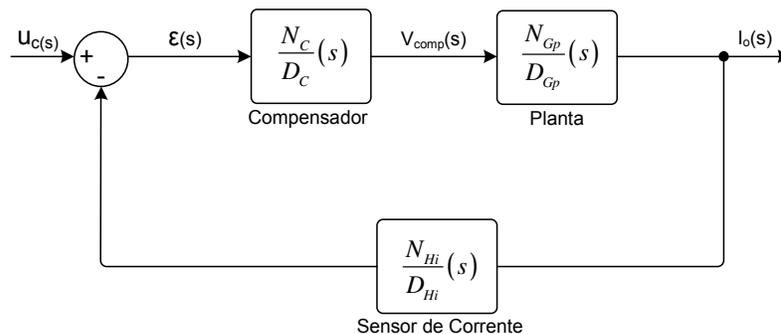


**Fig. 3.19 – Sistema em malha fechada.**

Vários tipos de compensadores poderiam ser usados para este caso, porém o compensador escolhido para fazer o controle da malha de corrente será do tipo Proporcional-Integral com filtro. O mesmo foi adotado, pois pode apresentar as seguintes especificações:

- Erro nulo em regime estacionário para sinais de entrada do tipo degrau;
- Filtragem da frequência de ondulação de corrente (360Hz) proveniente do retificador.

Para verificar se o compensador escolhido realmente atende a especificação de regime estacionário, é apresentada a Fig. 3.20 com a finalidade de facilitar o entendimento da expressão (3.27), que determina o erro  $\Xi(s)$  entre o sinal medido e de referência ( $u_c$ ).



**Fig. 3.20 Esboço da malha de corrente em MF.**

Desta maneira, para que o erro  $\Xi(s)$  tenda a um valor estacionário em regime, o compensador deve ser projetado para satisfazer a igualdade demonstrada em (3.28), que é a aplicação do teorema do valor final [4][6].

$$\mathcal{E}(s) = \frac{D_{Hi} D_C D_{Gp}}{D_{Hi} D_C D_{Gp} + N_{Hi} N_C N_{Gp}} \cdot u_c(s) \quad (3.27)$$

$$\mathcal{E}(0) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \mathcal{E}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{D_{Hi} D_C D_{Gp}}{D_{Hi} D_C D_{Gp} + N_{Hi} N_C N_{Gp}} \cdot u_c(s) \quad (3.28)$$

Considerando então a equação (3.28), observou-se que para sinais de entrada do tipo degrau, o compensador utilizado, se devidamente ajustado, será suficiente para levar o sistema a um valor estacionário com erro nulo entre o sinal medido e de referência.

### 3.6.2 PROJETO DO COMPENSADOR

O compensador escolhido para a malha de corrente é do tipo PI com filtro, visto que o mesmo apresenta as características necessárias para um bom desempenho do sistema.

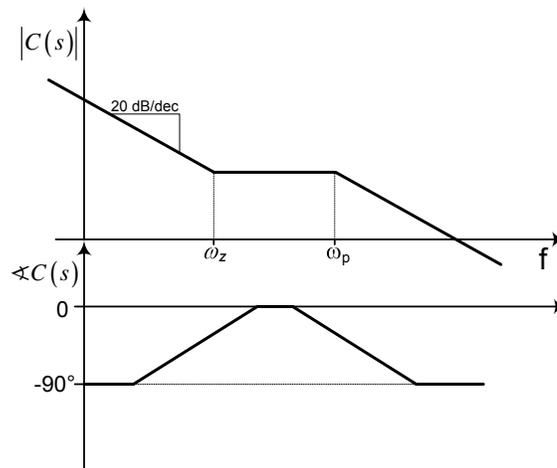


Fig. 3.21 – Diagrama assintótico de módulo e fase do compensador.

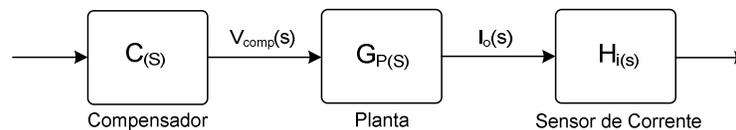
Este compensador apresenta um pólo na origem para a obtenção de erro nulo, um pólo na frequência  $\omega_p$ , que por sinal é o pólo de filtragem, um zero na frequência  $\omega_z$  e o ganho proporcional  $K_I$ .

A função de transferência deste compensador no domínio  $s$  está apresentada na equação (3.29).

$$C(s) = K_I \cdot \underbrace{\frac{(s + \omega_z)}{s}}_{PI} \cdot \underbrace{\frac{1}{(s + \omega_p)}}_{Filtro} \quad (3.29)$$

Com a estrutura do compensador devidamente definida, será apresentada uma metodologia de projeto para se posicionar o pólo de filtragem, o zero e definir o valor do ganho proporcional do compensador. Neste caso optou-se desenvolver o projeto baseado no domínio da frequência, porém após definidos os parâmetros por cálculo, foi utilizado o *software MATLAB* para fazer um segundo ajuste pelo lugar das raízes.

Para que o sistema obtenha em malha fechada uma resposta em faixa plana nas frequências de interesse com fase nula, procura-se deixar a função de transferência de laço aberto (*FTLA*) com uma resposta em frequência equivalente a de um integrador puro. A *FTLA* representa todos os blocos da malha de controle em laço aberto, ou seja, o compensador de corrente, o modelo da planta e o sensor de corrente ficam em cascata sem que se realmente a malha, como pode ser observado na Fig. 3.22.



**Fig. 3.22 – FTLA da malha de corrente.**

No domínio  $s$  os blocos da *FTLA* são multiplicados um a um resultando na expressão (3.30).

$$FTLA = C(s) \cdot G_p(s) \cdot H_i(s) \quad (3.30)$$

A partir da equação (3.24) que representa a função de transferência da planta, depois de substituídos os valores do projeto, obtém-se a função (3.31).

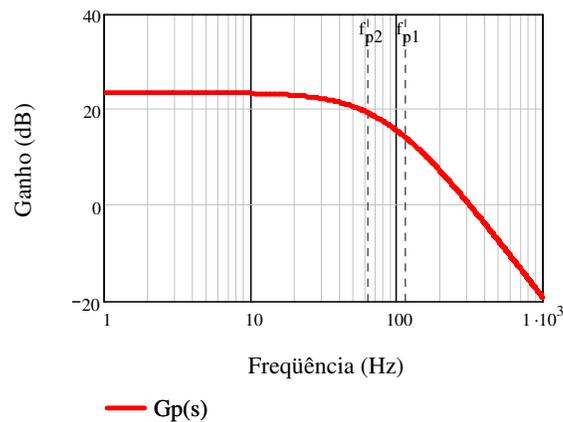
$$G_p(s) = \frac{15,12}{3,43 \times 10^{-6} \cdot s^2 + 3,86 \times 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (3.31)$$

As posições dos pólos da planta estão apresentadas na Tabela 3.3.

	Posição no Plano Complexo	Frequência (Hz)
Pólo 1	-719,94	114,58
Pólo 2	-404,85	64,43

**Tabela 3.3 – Posições dos pólos da planta.**

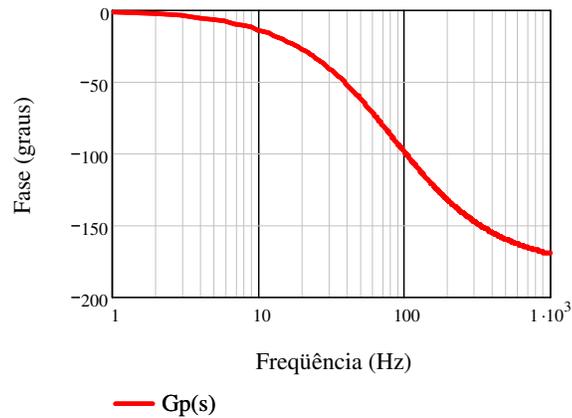
Os diagramas de Bode de ganho e fase da planta estão apresentados respectivamente na Fig. 3.23 e Fig. 3.24.



**Fig. 3.23 – Diagrama de Bode de ganho da planta.**

Observa-se pelo diagrama de módulo da planta um comportamento típico de segunda ordem, porém não apresenta pico de ressonância.

Conhecendo os diagramas da planta, é realizado o projeto do compensador para que a malha de corrente atenda as especificações de tempo de acomodação ( $t_r$ ), máximo valor de ultrapassagem ( $M_p$ ) e também a estabilidade que está ligada com a margem de fase ( $M_f$ ).



**Fig. 3.24 – Diagrama de Bode de fase da planta.**

Neste projeto o tempo de acomodação será a primeira especificação utilizada. Sabendo que a frequência de cruzamento normalmente é um critério utilizado para o projeto e que está diretamente ligada a velocidade de resposta do sistema, neste caso será possível então obter um tempo de acomodação otimizado. Isso ocorrerá, pois a frequência de cruzamento não necessariamente deve ficar fixa. Neste caso determinou-se que a mesma ficaria em torno de uma década abaixo da frequência de ondulação gerada pelo retificador, ou seja, 36Hz. Desta maneira o sinal de realimentação não terá os 360Hz ou frequências superiores amplificadas.

Como dito anteriormente, procura-se um sistema que em laço aberto apresente característica integradora. Sendo assim espera-se uma resposta de primeira ordem para o sistema em malha fechada quando aplicado um degrau em sua entrada. Considerando o critério de  $t_{r5\%}$ , que é o tempo necessário para que a curva de resposta alcance 95% do seu valor final, encontra-se a equação (3.32) [4].

$$\tau = \frac{t_r}{3} \quad (3.32)$$

A constante de tempo  $\tau$  ( $\tau$ ), está relacionada com a frequência de cruzamento através da equação (3.33).

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} \quad (3.33)$$

Com a frequência de cruzamento definida, o próximo passo é estipular uma margem de fase. De acordo com [7], uma margem de fase de  $52^\circ$  é adequada para que se tenha boa estabilidade no sistema, porém, valores diferentes poderão ser adotados para se obter melhores respostas do sistema. É importante dizer que se a margem de fase adotada for menor que a supracitada, a estabilidade poderá ser comprometida.

Para garantir que a curva de módulo da função de transferência do sistema em laço aberto cruze em zero dB com a inclinação de 20 dB/dec, adotou-se a frequência do zero do compensador sendo a mesma do pólo mais lento da planta. Portanto,

$$f_{zcomp} = f_{p2} \quad (3.34)$$

De posse da posição do zero do compensador, da frequência de cruzamento e da margem de fase, falta definir a posição do pólo de filtragem, já que o pólo integrador fica na origem. Considerando que a fase mínima teórica aceitável para que o sistema ainda esteja estável é de  $-180^\circ$ , pode-se encontrar a contribuição de fase necessária que deve ser fornecida pelo pólo de filtragem, para que o sistema opere com as condições estabelecidas. Desta maneira obtém-se a expressão (3.35) que não passa da somatória de contribuições angulares do pólo integrador e zero do compensador, da planta juntamente com o ganho do medidor de corrente  $H_i$ , da margem de fase estipulada e o limite de  $-180^\circ$ , tudo em relação à frequência de cruzamento.

$$\angle_{pcomp}(s_c) = -\angle_{integrador} - \angle_{zcomp} - \angle_{planta+H_i} + Mf - 180 \quad (3.35)$$

Com a contribuição do pólo de filtragem conhecida, pode-se calcular a frequência do mesmo de acordo com a equação (3.36).

Obtendo a posição do pólo de filtragem do compensador, é necessário agora calcular o ganho proporcional  $K_I$  do compensador. Pelo critério de módulo, o ganho da função de transferência de laço aberto na frequência de cruzamento deve ser unitário, ou seja, 0 dB.

$$f_{pcomp} = \frac{f_c}{\tan\left(\left|\angle_{pcomp}\right|\right)} \quad (3.36)$$

Sabendo que a *FTLA* é representada pela expressão (3.30), pode-se encontrar através da expressão (3.37) a parcela de contribuição do compensador necessária para fazer com que o módulo da *FTLA* seja 1, já que são conhecidos os parâmetros da planta e do sensor de corrente.

$$ganhoC(s) = \frac{1}{\left|G_p(s) \cdot Hi(s)\right|_{fc}} \quad (3.37)$$

Conhecendo a contribuição do compensador pode-se utilizar a equação (3.29) para isolar o ganho proporcional do compensador ( $K_I$ ), chegando à expressão (3.38).

$$K_I = ganhoC(s) \cdot \left| \frac{s(s + \omega_z)}{(s + \omega_p)} \right|_{fc} \quad (3.38)$$

Foram adotados os seguintes parâmetros como critérios de projeto para a resposta do sistema em malha fechada:

- Tempo de acomodação: 12,0ms
- Margem de fase: 63°

Os cálculos foram realizados utilizando o *software Matcad*. A planilha contendo todos os cálculos está apresentada no APÊNDICE D. A função de transferência do compensador com os valores encontrados está apresentada na função (3.39).

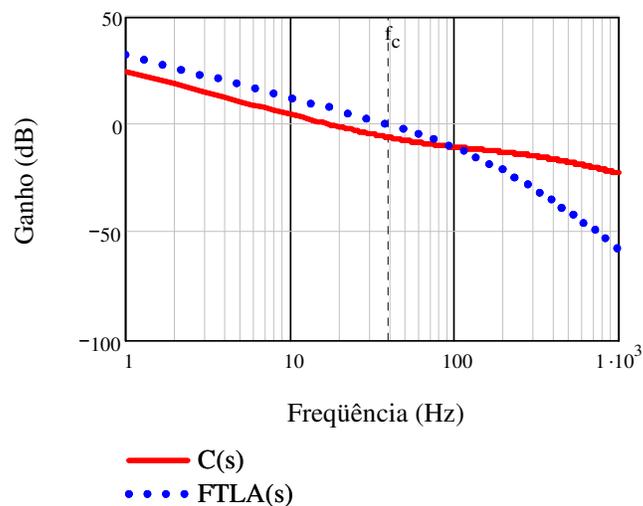
$$C(s) = 489 \cdot \frac{(s + 405)}{s \cdot (s + 1813)} \quad (3.39)$$

As posições dos pólos e do zero do compensador estão apresentadas na Tabela 3.4 e os diagramas de Bode de ganho e fase do compensador e da *FTLA* podem ser observados nas Fig. 3.25 e Fig. 3.26.

	Posição no Plano Complexo	Frequência (Hz)
Pólo Integrador	0	0
Pólo de filtragem	-1813	289,0
Zero	-405	64,5

**Tabela 3.4 – Posição dos pólos e zero do compensador.**

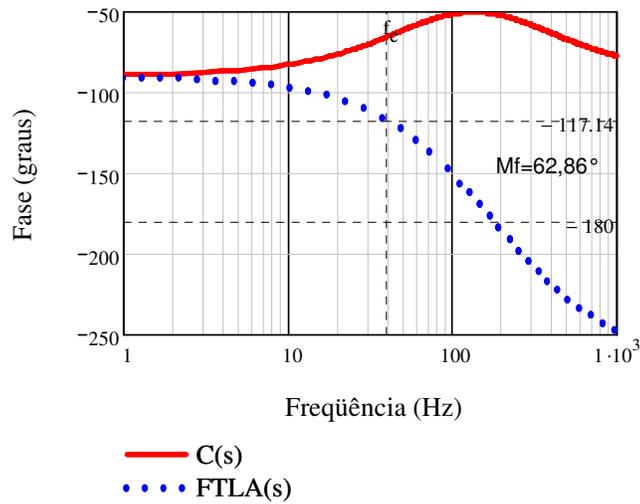
Observa-se na curva de ganho da *FTLA* na Fig. 3.25 o comportamento de um integrador até na frequência de cruzamento como se desejava. A curva de ganho do compensador apresenta ganhos somente nas baixas frequências não amplificando as frequências indesejáveis, como por exemplo, os 360Hz.



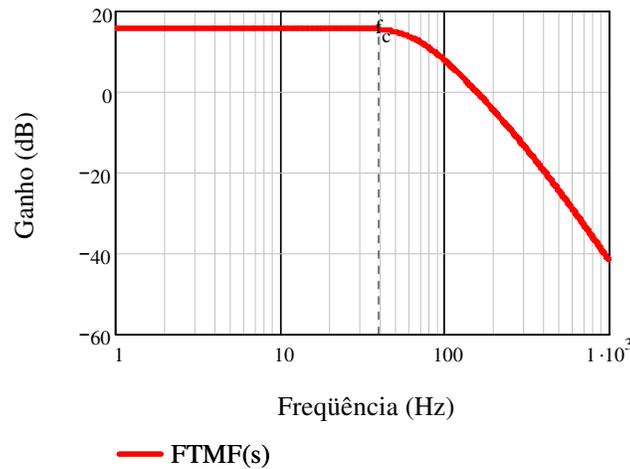
**Fig. 3.25 – Diagrama de Bode de ganho do compensador e *FTLA*.**

Na Fig. 3.26 pode-se observar que a margem de fase da *FTLA* atende a especificação, deixando o sistema com boa estabilidade.

Já na Fig. 3.27 e Fig. 3.28 estão apresentados os diagramas de Bode de ganho e fase da função de transferência de malha fechada (*FTMF*) respectivamente.

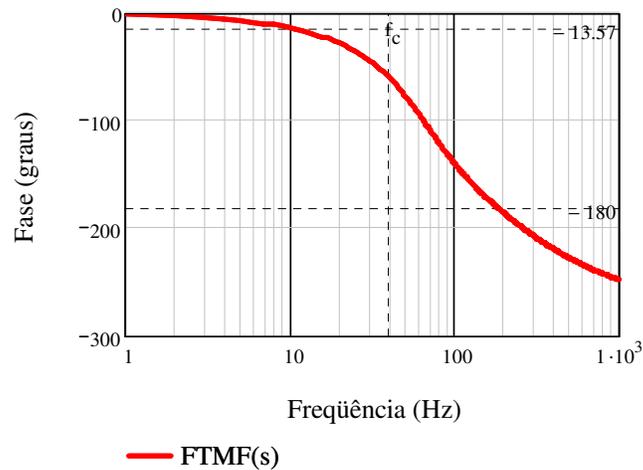


**Fig. 3.26 – Diagrama de Bode de fase do compensador e *FTLA*.**



**Fig. 3.27 – Diagrama de Bode de ganho da *FTMF*.**

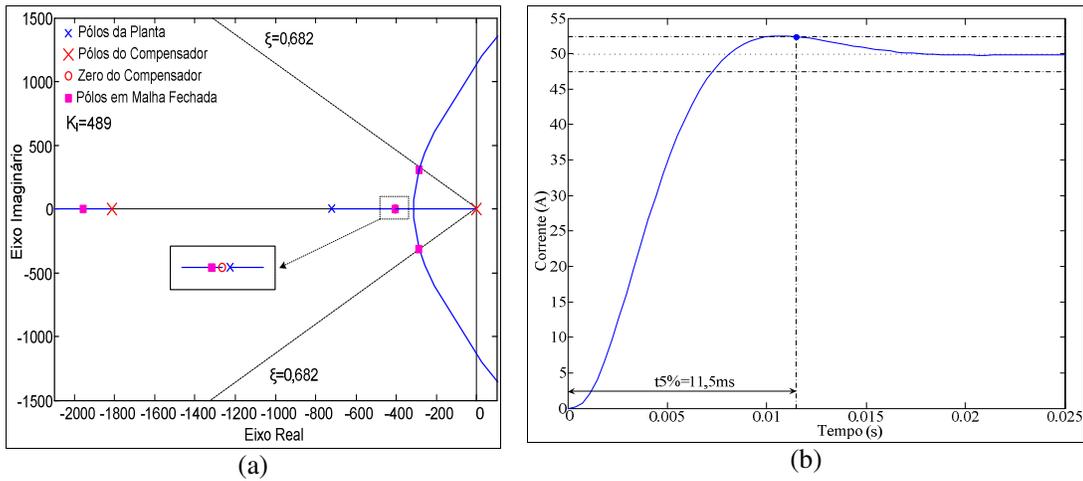
No diagrama de ganho da Fig. 3.27 pode-se observar que a magnitude apresenta um comportamento do tipo faixa plana até a frequência de cruzamento, como desejado. A fase, que pode ser observada na Fig. 3.28, apresentou uma variação de aproximadamente  $13,57^\circ$  uma década abaixo da frequência de cruzamento, o que não compromete o bom funcionamento do sistema.



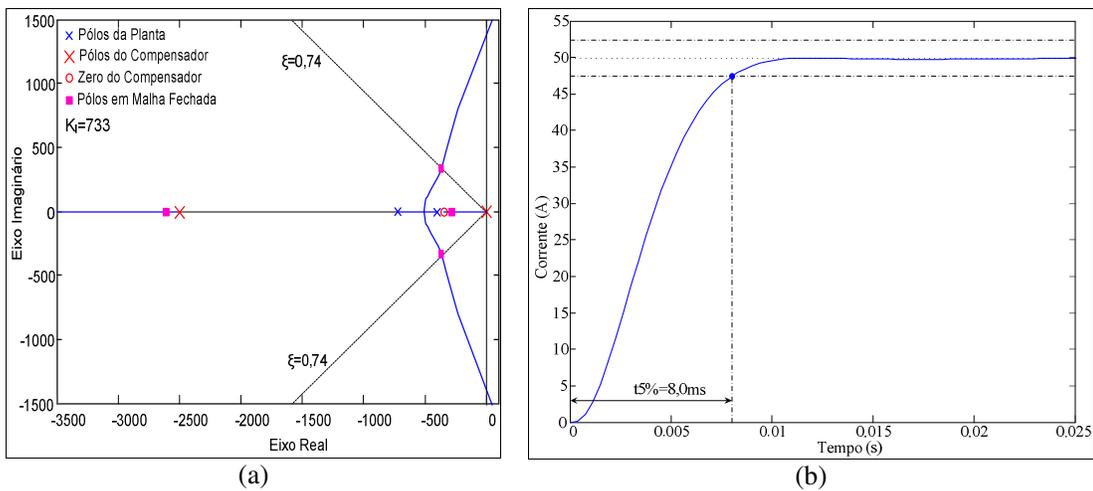
**Fig. 3.28 – Diagrama de Bode de fase da *FTMF*.**

Verificando-se que foram obtidos os resultados desejados através do projeto matemático da malha de controle, utilizou-se a ferramenta *SISO* do *software MATLAB* para verificar os resultados do ponto de vista do lugar das raízes e da resposta ao degrau. Na Fig. 3.29 (a) pode-se observar que os pólos em malha fechada dominantes são complexos com um amortecimento  $\xi=0,682$ , o que justifica a oscilação apresentada pela resposta ao degrau na Fig. 3.29 (b). Observa-se que o tempo de resposta ficou dentro do que se esperava, com um  $t_{r5\%}$  de 11,5ms. Outra informação importante que pode ser retirada do diagrama do lugar das raízes é a estabilidade. Verificou-se que para o sistema ficar instável em termos da variação do ganho, é preciso que o mesmo chegue a aproximadamente 4630 para que os pólos de malha fechada passem do semiplano esquerdo para o semiplano direito.

Com o objetivo de melhorar a resposta em malha fechada do sistema, utilizou-se a ferramenta *SISO* do *MATLAB* para fazer o ajuste do pólo, zero e ganho do compensador. O novo lugar das raízes e a resposta ao degrau podem ser observados na Fig. 3.30 (a) e (b) respectivamente. Neste novo ajuste, o zero do compensador foi posicionado à direita do pólo mais lento da planta e o pólo de filtragem do compensador foi deslocado mais para a esquerda, diminuindo sua influência sobre o segundo pólo da planta.



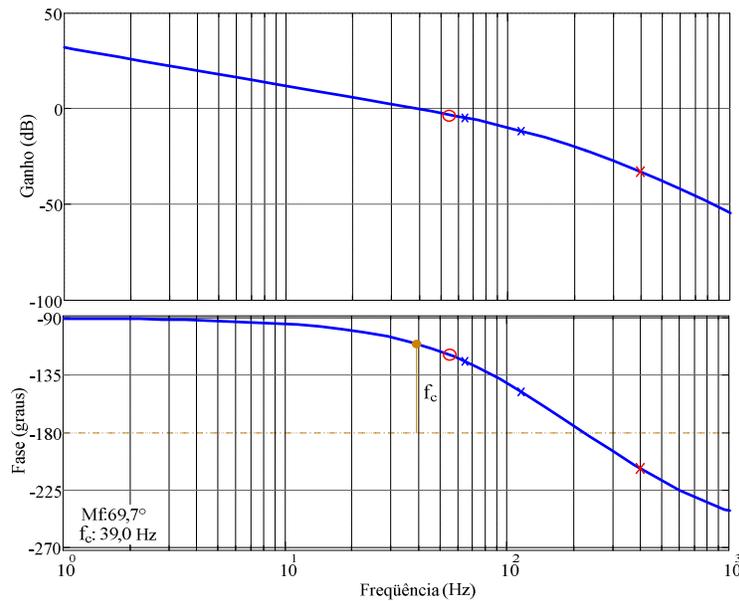
**Fig. 3.29 – (a) Lugar das raízes. (b) Resposta ao degrau do sistema em malha fechada.**



**Fig. 3.30 – (a) Lugar das raízes após o ajuste. (b) Resposta ao degrau do sistema em malha fechada após o ajuste.**

Estas modificações fizeram com que os pólos complexos ficassem com o amortecimento  $\xi=0,74$  e que pólo em malha fechada dominante passasse a ser o pólo real. Desta maneira a resposta ao degrau ficou praticamente sem oscilação e o tempo de acomodação melhorou, passando de 11,5ms para 8,0ms. O diagrama de Bode da *FTLA* plotado após o ajuste está apresentado na Fig. 3.31. Pode-se observar que o comportamento da curva de ganho da *FTLA* até a frequência de cruzamento se mantém com resposta integradora, cruzando por 0 dB com uma inclinação de 20dB/dec. Pela curva de fase observa-se que a margem de fase do sistema aumentou, trazendo mais estabilidade ao

sistema, e a frequência de cruzamento também aumentou, trazendo com isso mais velocidade de resposta para o sistema.



**Fig. 3.31 – Diagrama de Bode de ganho e fase da FTLA após o ajuste.**

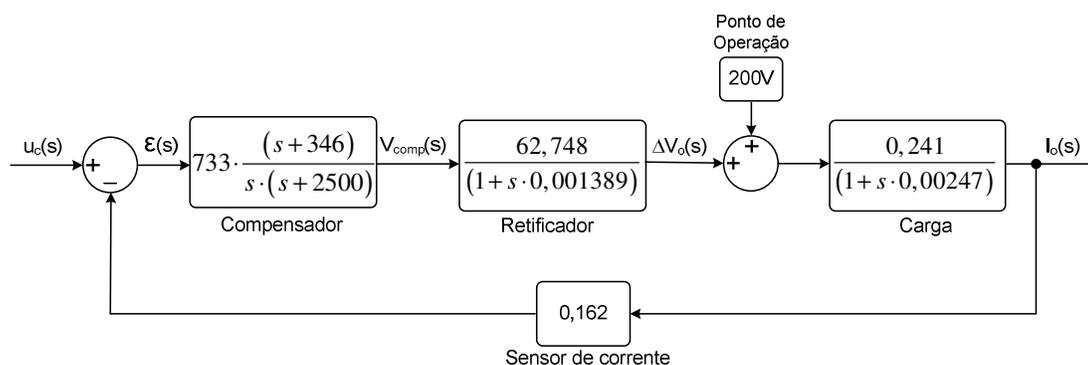
Na Tabela 3.5 é apresentado um comparativo entre os parâmetros dos compensadores.

Parâmetro	Estimativa inicial	Valor obtido pelo LR
Frequência do pólo	289,0Hz	398,1Hz
Frequência do Zero	64,5Hz	55,1Hz
Ganho proporcional	489	733
Tempo de acomodação	11,5ms	8,0ms
Margem de fase	63,0°	69,7°

**Tabela 3.5 – Parâmetros obtidos para o controle de corrente através do projeto e ajuste pelo lugar das raízes.**

### 3.6.3 MODELO MATEMÁTICO LINEARIZADO EM MALHA FECHADA

Para apresentar os resultados de simulação através do modelo matemático em malha fechada foi utilizado o sistema que está apresentado em diagrama de blocos na Fig. 3.32.



**Fig. 3.32 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.**

Como pode ser observado foi utilizado um bloco com o ponto de operação, permitindo assim a utilização da tensão de referência  $u_c = 8,086V$ . Desta maneira os resultados serão apresentados em torno do ponto de operação nominal.

### 3.6.4 CIRCUITO UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES

Na Fig. 3.33 é apresentado o circuito elétrico equivalente do retificador com a estrutura básica de controle. Este circuito será utilizado para comparar seus resultados com os obtidos a partir do modelo linearizado. Além disso, tais resultados serão comparados aos experimentais.

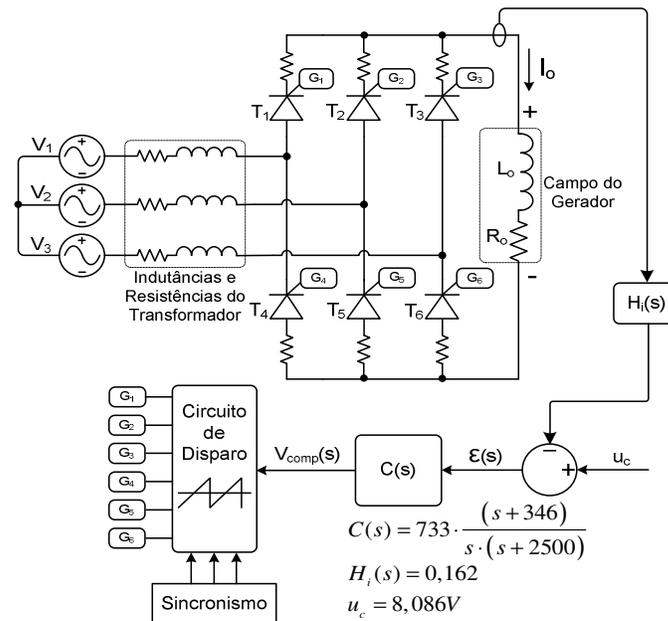


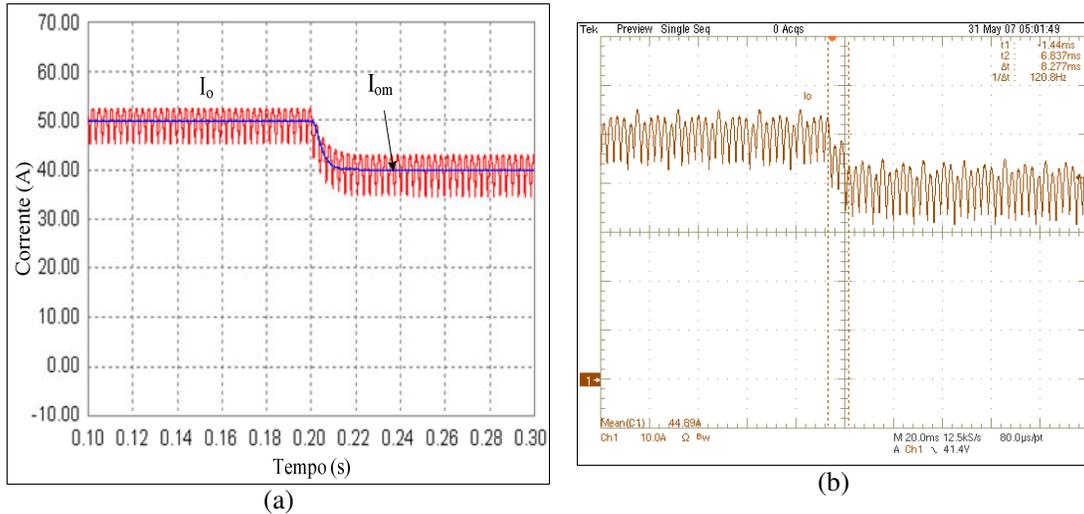
Fig. 3.33 – Circuito elétrico equivalente em malha fechada.

### 3.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS DO SISTEMA EM MALHA FECHADA

Após o reajuste feito utilizando-se o *MATLAB*, resolveu-se verificar através de simulação e experimentação as respostas dinâmicas e em regime do sistema. As simulações com o circuito do retificador foram feitas juntamente com o modelo matemático para facilitar a comparação dos resultados.

#### 3.7.1 CORRENTE NA CARGA FRENTE A DEGRAUS NEGATIVO E POSITIVO DE 20% NA REFERÊNCIA

Na Fig. 3.34 (a) estão apresentadas as formas de onda de corrente na carga do circuito e do modelo matemático mediante um degrau negativo de 20% na referência. Observa-se que tanto a resposta dinâmica quanto os valores de corrente em regime ficaram idênticos.



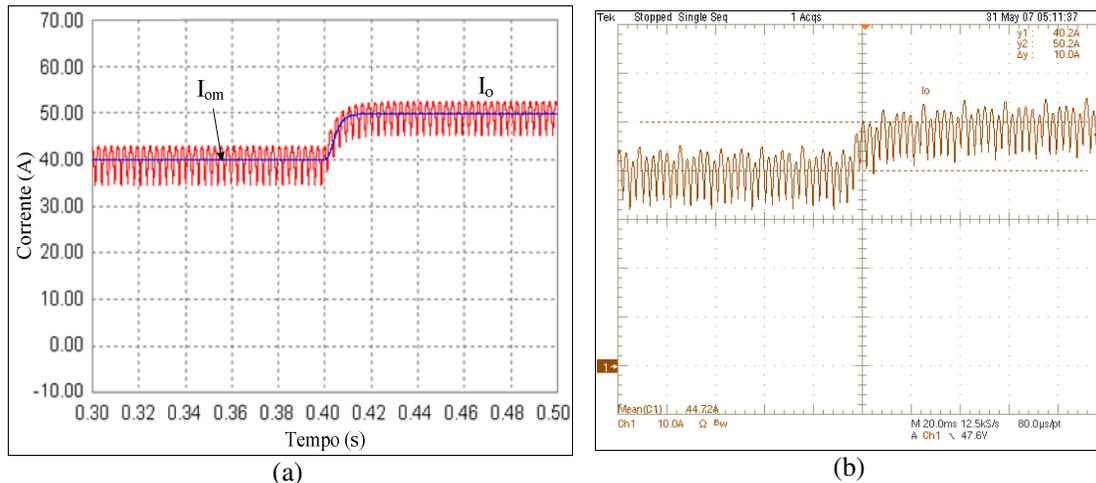
**Fig. 3.34 – Formas de onda da corrente na carga  $I_o$  frente a um degrau negativo de 20% na referência. (a) Simulação do modelo e do circuito. (b) Protótipo experimental.**

O tempo de acomodação do modelo matemático ficou em aproximadamente 7,2ms. Já na Fig. 3.34 (b) está apresentada a forma de onda de corrente na carga a partir da experimentação, mediante ao mesmo degrau da simulação. Verifica-se que a dinâmica ficou muito próxima, com tempo de resposta de aproximadamente 8,277ms. Os valores das correntes após o degrau negativo estão apresentados na Tabela 3.6.

Parâmetro	Simulação		Experimental
	Modelo	Círcuito	Protótipo
$I_o$ após degrau negativo	40,03A	40,03A	39,91A

**Tabela 3.6 – Amplitudes das correntes simuladas e experimentais frente a um degrau negativo de 20% referentes à Fig. 3.34.**

Para um degrau positivo os resultados do modelo e do circuito estão apresentados na Fig. 3.35 (a), enquanto na Fig. 3.35 (b) tem-se o resultado experimental. Quanto à resposta dinâmica, o circuito do retificador simulado e o modelo matemático, atuam com mesmo tempo de acomodação, ou seja,  $t_{r5\%} \approx 7,0$  ms.



**Fig. 3.35 – Formas de onda da corrente na carga  $I_o$  frente a um degrau positivo de 20% na referência. (a) Simulação do modelo e do circuito. (b) Protótipo experimental.**

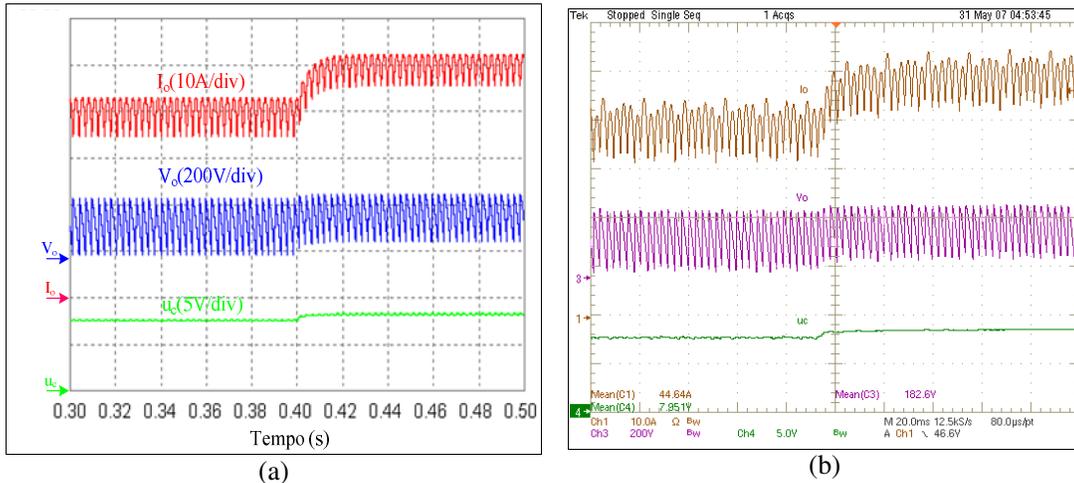
No resultado experimental da Fig. 3.35 (b), a resposta dinâmica ficou ligeiramente mais lenta, em torno de 8,0 ms. Os valores médios das correntes após o degrau estão apresentados na Tabela 3.7

Parâmetro	Simulação		Experimental
	Modelo	Circuito	Protótipo
$I_o$ após degrau positivo	49,91A	49,90A	50,26A

**Tabela 3.7 – Amplitudes das correntes simuladas e experimentais frente a um degrau positivo de 20 % referentes à Fig. 3.35.**

### 3.7.2 CORRENTE E TENSÃO NA CARGA, E O SINAL DE CONTROLE FRENTE A UM DEGRAU POSITIVO DE 20% NA REFERÊNCIA

As formas de onda apresentadas na Fig. 3.36 (a) e na Fig. 3.36 (b) são a corrente e tensão na carga ( $I_o$ ,  $V_o$ ) e o sinal de controle ( $u_c$ ) obtidos através de simulação e ensaio experimental respectivamente.



**Fig. 3.36 – Corrente e tensão na carga e sinal de controle frente a um degrau positivo de 20% na referência. (a) Simulação e (b) Experimental.**

Verifica-se que as formas de onda simuladas apresentam grande semelhança às formas de onda adquiridas por experimentação. A resposta dinâmica ficou em torno de 7,0ms e os valores de tensões e correntes médias estão todas dentro dos valores estipulados como pode ser observado na Tabela 3.8.

Parâmetro	Simulação	Experimental
	Circuito	Protótipo
$I_o$ antes do degrau positivo	40,03A	39,91A
$I_o$ após o degrau positivo	49,92A	50,26A
$V_o$ antes do degrau positivo	160,0V	162,7V
$V_o$ após o degrau positivo	198,1V	204,1V
$u_c$ antes do degrau positivo	7,55V	7,546V
$u_c$ após o degrau positivo	8,21V	8,392V

**Tabela 3.8 – Amplitudes das correntes e tensões simuladas e experimentais frente a um degrau positivo de 20 % referentes à Fig. 3.36.**

É importante mencionar que as correntes médias tanto simuladas como experimental tiveram variação máxima de 0,225% em relação ao valor nominal. Com isso pode se dizer que a malha de controle mostrou-se satisfatória ao proporcionar erro

praticamente nulo ao seguimento de referência e resposta transitória de acordo com a especificada.

### 3.8 CONCLUSÃO

Este capítulo teve um papel muito importante neste trabalho, pois apresentou um estudo amplo do retificador a tiristor que será estudado no próximo capítulo.

A modelagem mostrou-se satisfatória, pois os resultados apresentados a partir do modelo matemático foram muito próximos com as simulações do circuito e principalmente com os resultados experimentais. Com isso pode-se dizer que o modelo é bastante confiável, o que faz toda a diferença quando se deseja fazer o ajuste do compensador.

Ao se estudar o sistema em malha fechada, observou-se que as diferenças existentes anteriormente nos resultados obtidos, como por exemplo, nas amplitudes das correntes de carga, não ocorreram mais. Isto mostrou que o compensador ofereceu erro nulo ao seguimento de referência como desejado. Em relação à resposta dinâmica, conseguiu-se exatamente o tempo de acomodação projetado. Tais resultados comprovam que a metodologia de projeto foi adequada, e também que o ajuste feito utilizando-se um *software* apropriado juntamente com o modelo matemático encontrado, ofereceu um resultado fiel.

Verificou-se nos ensaios experimentais que além dos níveis de corrente e resposta dinâmica ficarem como desejado, o sistema não apresentou nenhum problema de instabilidade ou quaisquer outros problemas no decorrer dos ensaios. Com isto, pode-se seguir ao próximo assunto que tratará do paralelismo da estrutura estudada neste capítulo.

---

## 4 PARALELISMO DE PONTES RETIFICADORAS A TIRISTOR

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão abordados assuntos pertinentes ao paralelismo das pontes retificadoras a tiristor, para que se possa entender melhor os motivos do paralelismo, seus problemas e soluções, bem como as soluções propostas neste trabalho para prover o equilíbrio de corrente entre as pontes.

Serão apresentadas várias análises da estrutura de potência operando em situações diferentes, explicando assim fenômenos práticos que devem ser entendidos para posteriormente se aplicar a estratégia proposta.

A estratégia de controle proposta será apresentada e testada sob vários aspectos, inclusive com a inserção de indutores na saída e na entrada das pontes retificadoras. Tais indutores têm um papel muito importante no sistema, sendo este a limitação de picos de corrente que surgem nos barramentos de saída por diferenças instantâneas de tensão. Os indutores também oferecem certas dificuldades de ajuste das malhas de controle. Por este motivo serão feitas abordagens diferentes para o ajuste das malhas para que se consiga um bom funcionamento do sistema em paralelo mediante um desequilíbrio de corrente.

Os resultados de simulações e experimentais serão apresentados ao longo deste capítulo para cada variação da estrutura e também das diferentes estratégias de ajuste do compensador. Esta maneira de apresentação foi escolhida com a intenção de facilitar a comparação dos resultados simulados a partir do circuito e do modelo matemático, com os resultados experimentais.

## **4.2 APLICAÇÕES E NECESSIDADES DO PARALELISMO DE PONTES RETIFICADORAS**

Existem sistemas que necessitam do uso de pontes retificadoras operando em paralelo. Vários motivos podem justificar tal necessidade e dentre eles podem-se destacar:

- **Confiabilidade**

Uma ponte retificadora é sobressalente, ou seja, mesmo que duas ou mais pontes estejam operando em conjunto, no caso da falha de alguma delas, as demais terão capacidade de manter o sistema em operação.

- **Praticidade nas manutenções**

Se ocorrer falha em alguma ponte, a manutenção da mesma pode ser feita sem prejudicar o funcionamento do sistema.

- **Limitações tecnológicas**

Em um sistema que opera com altas potências, na maioria das vezes é necessário fazer a associação de algumas pontes retificadoras em paralelo para que a potência desejada seja alcançada.

Em todos os casos supracitados, se não forem tomadas medidas preventivas e/ou corretivas, pode ser observado um efeito indesejado: o desequilíbrio de corrente entre as pontes retificadoras. Este desequilíbrio traz consigo várias conseqüências ruins, o que poderá ser mais bem entendido no item seguinte.

## **4.3 PROBLEMAS COM O PARALELISMO**

Quando se utilizam pontes retificadoras a tiristor em paralelo, o sistema fica sujeito a desequilíbrios de corrente entre as pontes por diversos motivos. Por mais que se preocupe com a simetria construtiva das pontes, como por exemplo, o comprimento dos cabos de alimentação e barramentos de saída, na maioria das vezes a corrente média de saída de uma ponte não fica semelhante a da outra. A resistência e a indutância, bem como as variações do tempo de entrada em condução dos tiristores, podem provocar tais desequilíbrios de corrente.

O desequilíbrio de corrente certamente irá solicitar mais esforço de uma das pontes, o que conseqüentemente fará com que a mesma se aqueça mais. O aquecimento anormal é

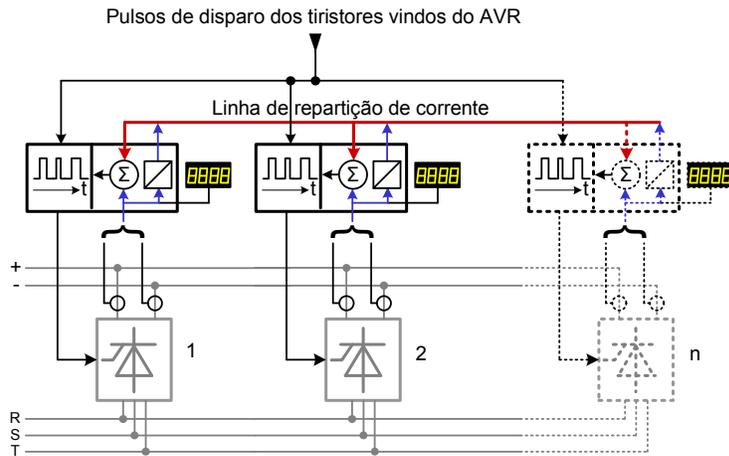
um efeito colateral bastante indesejável, pois quanto mais os tiristores se aquecem, menores ficam suas resistências de condução, fazendo com que os mesmos conduzam mais corrente. Desta maneira o desequilíbrio de corrente entre as pontes aumenta e o sistema perde rendimento, podendo apresentar falhas e até a destruição de tiristores por excesso de temperatura de junção. Normalmente os fabricantes adicionam sensores de temperatura nas pontes para seu monitoramento, portanto, quando a temperatura exceder o limite pré-ajustado, a mesma será desligada cabendo à outra ponte todo o esforço de condução de corrente para a carga.

Este comportamento que se manifesta em pontes a tiristor conectadas em paralelo é totalmente indesejável por parte dos usuários e também dos fabricantes de tais equipamentos, pois traz dificuldades no momento que se necessita fazer manutenções corretivas. Quando ocorre, por exemplo, a queima de um dos tiristores de uma ponte, a substituição do mesmo, que deveria ser uma tarefa simples, pode trazer certa dificuldade para o pessoal de manutenção. Isso ocorre, pois as características resistivas, indutivas e/ou de tempos de disparo, podem causar o desequilíbrio de corrente entre as pontes, o que anteriormente provavelmente não ocorria. Se ocorria, a magnitude do desequilíbrio provavelmente estava dentro dos limites toleráveis. Este problema que traz muitos inconvenientes necessita de soluções para que não haja muitas preocupações de ordem construtiva e corretiva.

#### 4.4 SOLUÇÕES PARA OS PROBLEMAS DE DESEQUILÍBRIO

Pôde-se observar na pesquisa feita para este trabalho que as soluções existentes para resolver os problemas de desequilíbrio de corrente entre as pontes não são muitas. Observou-se que a maioria das soluções partiu de Irving A. Gibbs, que propôs o método *skip firing*, ou seja, a supressão de disparo de tiristores que conduzem mais do que a sua devida parcela de corrente. Tal método pesquisado e patenteado por Gibbs está mais detalhado na revisão bibliográfica apresentada no capítulo 2.

A empresa *ABB* possui um sistema que oferece a distribuição regulada da corrente total entre as unidades ativas (1, 2, n), como pode ser observado na Fig. 4.1.



**Fig. 4.1 – Diagrama de blocos do sistema Unitrol® 5000 da ABB [10].**

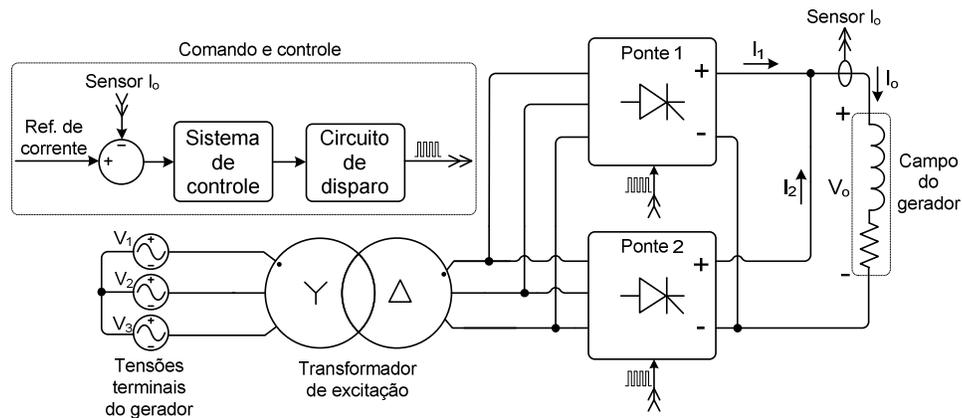
Esta técnica evita a sobrecarga de ramos de tiristores individuais devido ao fluxo desigual de corrente, reduzindo significativamente a probabilidade de falhas dos conversores [10].

## 4.5 SOLUÇÃO PROPOSTA

Diante dos problemas gerados pelo desequilíbrio de corrente entre as pontes retificadoras em paralelo, foi proposta uma estratégia diferente da que vem sendo usada atualmente para se controlar a corrente das mesmas.

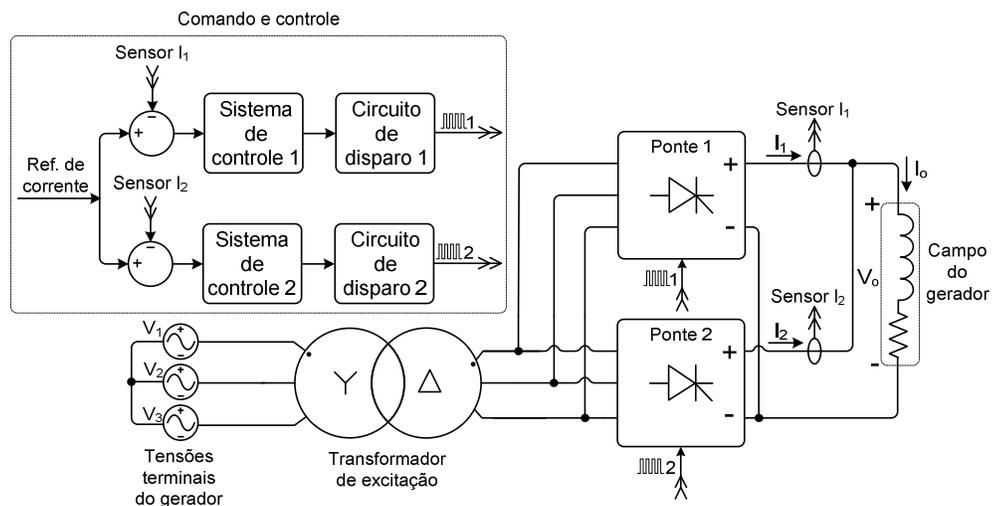
É importante mencionar que a malha de controle de corrente do sistema real impõe uma corrente na carga, que neste caso é o enrolamento de campo do gerador, através do seguimento de uma referência. Conclui-se então que se a amostra de corrente para a malha de controle é proveniente de um sensor que monitora a carga e o sinal de controle varia o ângulo de disparo ao mesmo tempo para as duas pontes, não é possível atuar na diferença de corrente entre as pontes se as mesmas se encontrarem em desequilíbrio. Para facilitar o entendimento de como o sistema real está concebido, um esboço do mesmo está apresentado na Fig. 4.2.

Pode-se observar que existe somente uma malha de controle para a corrente. O sensor monitora a corrente de campo do gerador e o circuito de disparo envia os mesmos pulsos para ambas as pontes.



**Fig. 4.2 – Esboço simplificado do sistema real.**

A proposta para tentar resolver o problema do desequilíbrio se resume em monitorar individualmente as correntes na saída de cada ponte. Com isso os pulsos de disparo também serão individualizados entre as pontes, o que permitirá um ajuste de corrente independente para as mesmas se houver algum desequilíbrio. Na Fig. 4.3 pode ser observado um esboço simplificado do sistema proposto.



**Fig. 4.3 – Sistema proposto: sensores individuais e pulsos distintos entre as pontes.**

Nota-se que agora são adicionadas duas malhas individuais de corrente. Portanto, se houver alguma diferença entre as correntes das pontes, os pulsos de disparo poderão ter ângulos diferentes, fazendo com que as pontes sigam a referência de corrente que é comum

para ambas. Com isso, conseqüentemente a corrente na carga terá o valor desejado, já que a contribuição de cada ponte se resume na metade da corrente de carga.

É importante ressaltar que outras variáveis, como a tensão de carga e as correntes de entrada da ponte, por exemplo, também são monitoradas neste tipo de sistema. Isso se justifica, pois estes sistemas são utilizados no controle da tensão e potência terminais de geradores síncronos. No entanto, como o objetivo deste trabalho é apresentar uma solução para o desequilíbrio de corrente entre as pontes, as demais medições serão ignoradas visto que a junção de todas as funcionalidades do sistema deverão ser testadas juntas em um estudo futuro, dando, desta maneira, o seguinte passo desta pesquisa.

#### 4.6 PARALELISMO CONSIDERANDO O SISTEMA IDEAL OPERANDO EM MALHA ABERTA

Sabe-se que associação de pontes retificadoras ideais em paralelo não ocorrem na prática, pois existem várias não idealidades nos componentes ativos, as indutâncias e resistências parasitas no sistema, dentre outros fatores. Porém, uma pequena análise com resultados de simulação será apresentada somente para justificar alguns resultados práticos. Na Fig. 4.4 pode ser observado o circuito equivalente de duas pontes retificadoras ideais associadas em paralelo, onde o atraso não-linear gerado pelo circuito de disparo juntamente com o ganho linearizado é representado pelas funções de transferência e a carga está conectada entre as fontes controladas.

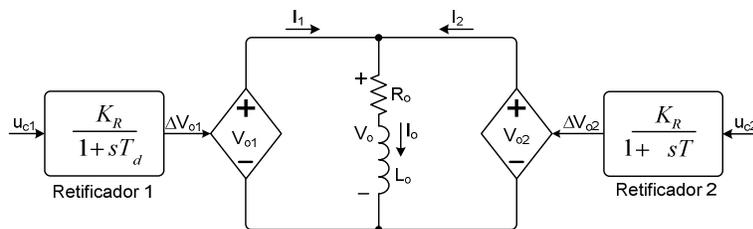
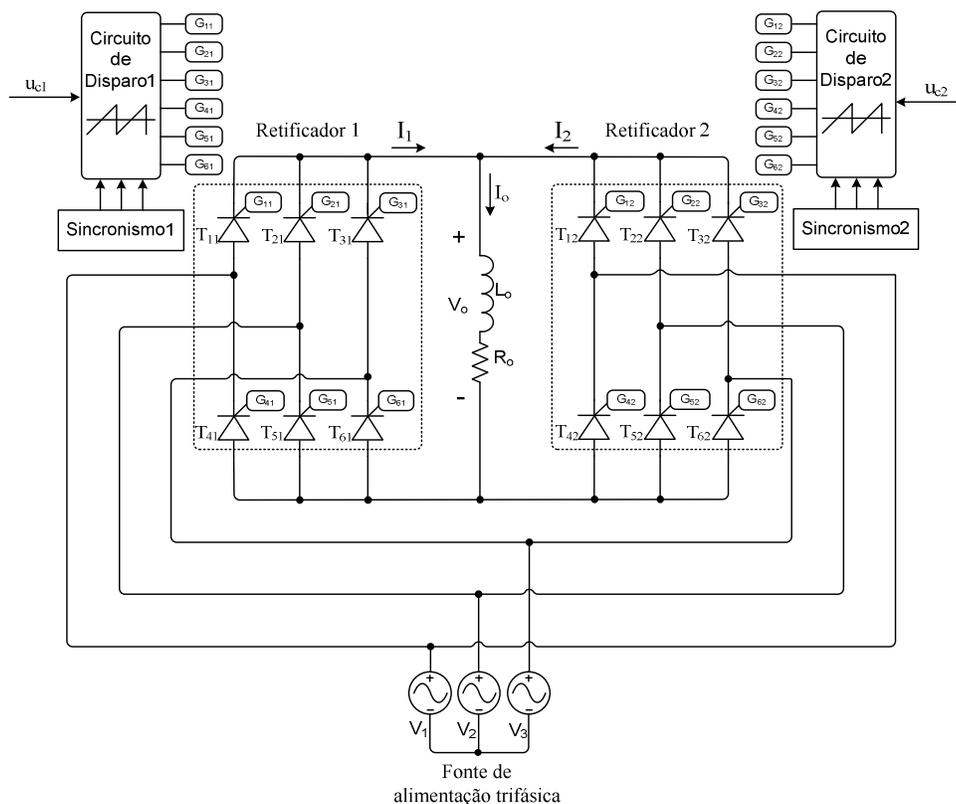


Fig. 4.4 – Circuito equivalente de duas pontes retificadoras ideais em paralelo.

Pode-se dizer que simplesmente foram associadas em paralelo duas pontes retificadoras simples, como as apresentadas no capítulo 3. O que se espera então, é que com o simples ajuste dos ganhos e do sinal de controle, obtenha-se divisão de corrente

entre as pontes para fornecer a corrente de carga desejada. Os sinais de controle  $u_{c1}$  e  $u_{c2}$  são os sinais de referência, que neste caso são considerados iguais. A análise será feita através de simulações dos circuitos elétrico e de simulação, que podem ser observados na Fig. 4.4 e Fig. 4.5 respectivamente, e de um modelo matemático simplificado das pontes em paralelo que foi deduzido a partir da Fig. 4.11, que apresenta o circuito elétrico equivalente levando em consideração as indutâncias e resistências parasitas.



**Fig. 4.5 – Circuito de simulação dos retificadores ideais conectados em paralelo.**

O modelo matemático está apresentado na Fig. 4.12. Pelo fato do modelo ter sido deduzido a partir de um sistema mais completo, ou seja, com as indutâncias e resistências parasitas, neste caso as mesmas foram consideradas nulas para se obter o comportamento de um sistema ideal. As deduções das expressões se encontram na seção 4.7.

A partir do circuito de simulação, do circuito elétrico equivalente e do modelo matemático, serão desenvolvidos a seguir alguns exemplos a fim de se obter resultados que possam ser úteis e contribuam com o trabalho, facilitando assim se chegar em um sistema

que opere com divisão de corrente entre as pontes mesmo que ocorra algum desequilíbrio nas mesmas, seja por um tiristor com características diferentes, uma maior resistência de contato nos barramentos, ou até mesmo por um atraso no disparo de um tiristor.

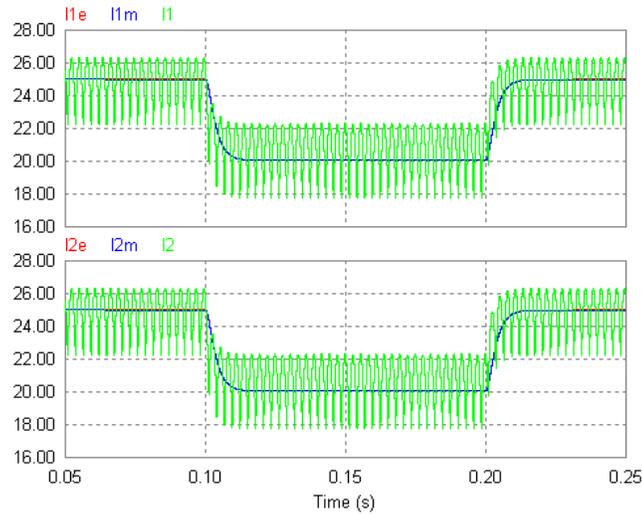
#### 4.6.1 EXEMPLO 4.1

Este exemplo apresenta duas pontes retificadoras ideais conectadas em paralelo totalmente equilibradas. Os parâmetros para as simulações estão apresentados na Tabela 4.1 e os cálculos pertinentes ao exemplo estão apresentados no APÊNDICE C.

Parâmetros	Valores
Tensão eficaz de entrada do retificador (linha) – $V_{ef}$	220V
Resistência de carga – $R_o$	4 $\Omega$
Indutância de carga – $L_o$	10mH
Corrente média na carga – $I_o$	50A
Tensão média na carga – $V_o$	200V
Sinais de controle – $u_{c1}$ e $u_{c2}$	8.086V
Ganho linearizado do retificador – $K_R$	62,748
Ângulo de disparo nominal dos tiristores – $\alpha$	47,688°

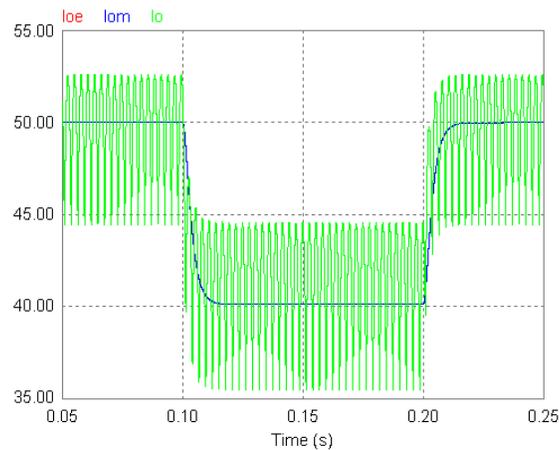
**Tabela 4.1 – Parâmetros para as simulações.**

A primeira simulação foi feita com as duas pontes equilibradas. Pode-se observar através da Fig. 4.6 que a corrente do barramento positivo da ponte 1 e a corrente do barramento positivo da ponte 2 estão perfeitamente equilibrados, em todos os sistemas simulados. Desta maneira pode-se afirmar, visto que o simulador já apresentou ótimos resultados, que o modelo tem um resultado praticamente igual ao dos circuitos elétrico e de simulação em termos dinâmicos e em regime permanente. Foi dado um degrau negativo de 20% em relação à corrente nominal no instante de 0,10s e logo em seguida, no instante de 0,20s foi dado um degrau positivo com os mesmos 20%.



**Fig. 4.6 – Correntes nos barramentos positivos do circuito de simulação, circuito elétrico equivalente e do modelo matemático com as pontes ideais equilibradas.**

A corrente nominal da ponte 1 do circuito simulado ( $I_1$ ), por exemplo, se encontrava com aproximadamente 24,91A antes do degrau, enquanto as correntes na ponte 1 do circuito elétrico equivalente ( $I_{1e}$ ) e do modelo matemático ( $I_{1m}$ ) ficaram em aproximadamente 25,0A. Após o degrau negativo as correntes ficaram em torno dos 20,0A como esperado. Como as pontes estão perfeitamente equilibradas, as correntes da ponte 2 ficaram com as mesmas magnitudes. A corrente na carga pode ser observada na Fig. 4.7.

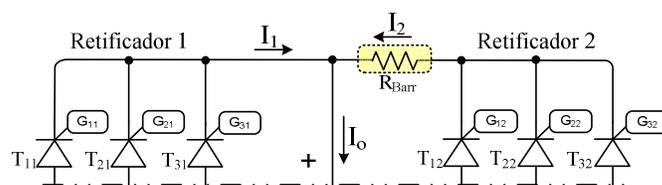


**Fig. 4.7 – Correntes de carga do circuito de simulação, circuito elétrico equivalente e do modelo matemático com as pontes ideais equilibradas.**

Antes do degrau negativo as correntes apresentavam aproximadamente 50,0A e depois do degrau as mesmas diminuem o equivalente aos 20%, voltando ao valor nominal logo após o degrau positivo. É importante ressaltar que as respostas dinâmica e estática do modelo representam muito bem os retificadores ideais.

#### 4.6.2 EXEMPLO 4.2

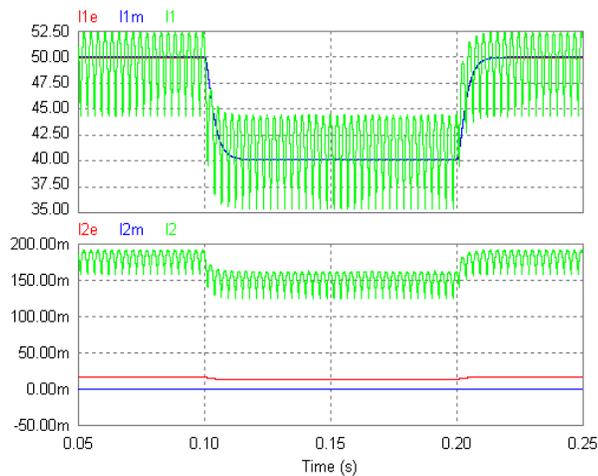
Este exemplo utiliza os mesmos parâmetros do exemplo anterior, porém neste caso as pontes estão desequilibradas. O desequilíbrio foi simulado acrescentando-se uma resistência ( $R_{barr}$ ) de  $3,0m\Omega$ , que representa a resistência aproximada de um dos tiristores utilizados no protótipo, no barramento positivo da ponte 2. Portanto, desta maneira simulou-se um aumento na resistência do barramento de uma das pontes, o que pode ser ocasionado por uma simples diferença no torque de aperto do parafuso do barramento. A resistência  $R_{barr}$  inserida está apresentada na Fig. 4.8, onde pode ser observado que foi feito um corte a partir da Fig. 4.5 e fora inserida a resistência.



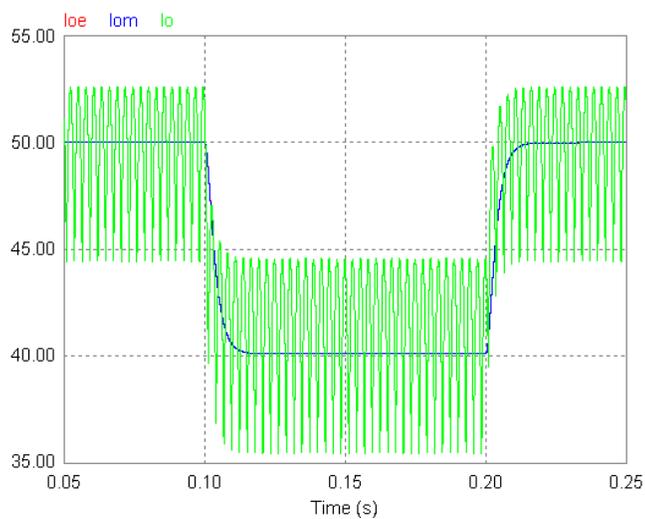
**Fig. 4.8 – Corte feito nos retificadores em paralelo a partir da Fig. 4.5 para mostrar a posição do resistor  $R_{barr}$ .**

O resultado da simulação pode ser visto na Fig. 4.9. Observa-se que as correntes da ponte 2 estão praticamente em zero e a ponte 1 assumiu toda corrente de carga.

Isso ocorreu, pois houve queda de tensão na resistência  $B_{arr}$  fazendo com que a tensão da ponte 1 ficasse maior e com isso a mesma passou a fornecer sozinha toda corrente de carga. Na Fig. 4.10 podem ser observadas as formas de onda na carga do circuito de simulação, do circuito elétrico equivalente e do modelo matemático. Observa-se que a corrente de carga não se alterou em relação ao exemplo anterior, pois a ponte 1 conseguiu suprir a mesma.



**Fig. 4.9 – Correntes nos barramentos positivos do circuito de simulação, circuito elétrico equivalente e do modelo matemático com desequilíbrio entre as pontes.**



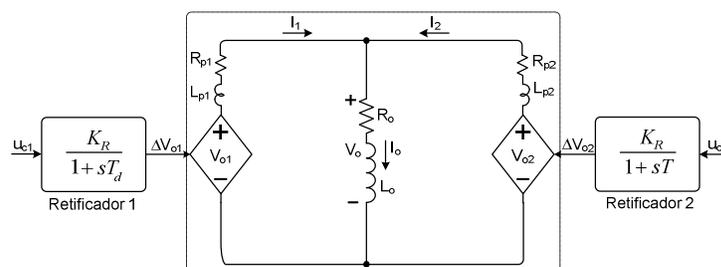
**Fig. 4.10 – Correntes de carga do circuito de simulação, circuito elétrico equivalente e do modelo matemático com desequilíbrio entre as pontes.**

De posse destes resultados pode-se dizer que se sistemas ideais existissem, retificadores a tiristor associados em paralelo não funcionariam bem diante de um desequilíbrio. Desta maneira parte-se para o seguinte passo: sistemas com características reais.

#### 4.7 PARALELISMO CONSIDERANDO AS INDUTÂNCIAS E RESISTÊNCIAS PARASITAS DO SISTEMA OPERANDO EM MALHA ABERTA

As pontes retificadoras em paralelo da Fig. 4.11 apresentam as resistências  $R_{p1}$  e  $R_{p2}$  e as indutâncias  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$ , ou seja, as resistências e as indutâncias parasitas deste sistema. Tais parâmetros estão presentes nos cabos de alimentação, no barramento de saída, nos componentes ativos como os tiristores, na carga, enfim, estão presentes em todo circuito. Neste tipo de sistema pode-se dizer que em alguns pontos do circuito estes elementos são muito bem vindos, como por exemplo, no barramento de saída. Isto se justifica, pois como será visto logo em seguida, se houver um desequilíbrio ocasional normal, as pontes já não vão ter uma resposta do ponto de vista de corrente tão radical, ou seja, ao ponto de uma ponte assumir sozinha toda corrente enquanto a outra ficaria fora de operação. Com indutâncias e resistências parasitas presente no sistema, por mais que as pontes não estejam dividindo igualmente as correntes, uma estará contribuindo com a outra, controlando desta maneira, mesmo que precariamente, o aumento de temperatura das mesmas.

É importante ressaltar que isso não significa um bom resultado para o funcionamento do sistema, porém, significa que os elementos parasitas facilitarão o funcionamento do sistema em malha fechada no que diz respeito ao controle de corrente entre as pontes. Isso será entendido melhor mais adiante.



**Fig. 4.11 – Circuito equivalente de duas pontes retificadoras em paralelo levando-se em consideração resistências e indutâncias parasitas.**

A partir da Fig. 4.11, levando-se em consideração somente os elementos dentro do retângulo pontilhado, através do método da superposição chegou-se nas equações (4.1) e (4.2).

$$V_{o1} = I_1 \cdot (R_{p1} + s \cdot L_{p1}) + (I_1 + I_2) \cdot (R_o + s \cdot L_o) \quad (4.1)$$

$$V_{o2} = I_2 \cdot (R_{p2} + s \cdot L_{p2}) + (I_2 + I_1) \cdot (R_o + s \cdot L_o) \quad (4.2)$$

Isolando-se  $I_1$  a partir da equação (4.1), tem-se (4.3).

$$I_1 = \frac{V_{o1} - (I_2 \cdot R_o) - (I_2 \cdot s \cdot L_o)}{R_{p1} + (s \cdot L_{p1}) + R_o + (s \cdot L_o)} \quad (4.3)$$

Substituindo (4.3) em (4.2) obtém-se (4.4).

$$V_{o2} = I_2 \cdot (R_{p2} + s \cdot L_{p2}) + \left[ I_2 + \left( I_1 = \frac{V_{o1} - I_2 \cdot R_o - I_2 \cdot s \cdot L_o}{R_{p1} + s \cdot L_{p1} + R_o + s \cdot L_o} \right) \right] \cdot (R_o + s \cdot L_o) \quad (4.4)$$

De posse de (4.4), isola-se  $I_2$  resultando na equação (4.5).

$$I_2 = \frac{(V_{o2} \cdot R_{p1}) + (V_{o2} \cdot s \cdot L_{p1}) + (V_{o2} \cdot R_o) + (V_{o2} \cdot s \cdot L_o) - (V_{o1} \cdot R_o) - (V_{o1} \cdot s \cdot L_o)}{(R_{p2} \cdot R_{p1}) + (R_{p2} \cdot s \cdot L_{p1}) + (R_{p2} \cdot R_o) + (R_{p2} \cdot s \cdot L_o) + (s \cdot L_{p2} \cdot R_{p1}) + (s^2 \cdot L_{p2} \cdot L_{p1}) + (s \cdot L_{p2} \cdot R_o) + (s^2 \cdot L_{p2} \cdot L_o) + (R_{p1} \cdot R_o) + (R_{p1} \cdot s \cdot L_o) + (s \cdot L_{p1} \cdot R_o) + (s^2 \cdot L_{p1} \cdot L_o)} \quad (4.5)$$

Substituindo-se a equação (4.5) na expressão de  $I_1$  (4.3), obtém-se a expressão final de  $I_1$ , que após ter sido simplificada e os termos agrupados, resultou na expressão (4.6).

$$I_1 = \left( \frac{(L_{p2} + L_o) \cdot s + R_{p2} + R_o}{[(L_{p2} \cdot L_o) + (L_{p2} \cdot L_{p1}) + (L_{p1} \cdot L_o)] \cdot s^2 + \left[ \begin{array}{l} (R_{p2} \cdot L_{p1}) + (R_{p2} \cdot L_o) + (R_{p1} \cdot L_o) + \\ + (L_{p2} \cdot R_o) + (L_{p2} \cdot R_{p1}) + (L_{p1} \cdot R_o) \end{array} \right] \cdot s + \left[ \begin{array}{l} (R_{p2} \cdot R_{p1}) + (R_{p2} \cdot R_o) + (R_{p1} \cdot R_o) \end{array} \right]} \right) \cdot V_{o1} - \left( \frac{s \cdot L_o + R_o}{[(L_{p2} \cdot L_o) + (L_{p2} \cdot L_{p1}) + (L_{p1} \cdot L_o)] \cdot s^2 + \left[ \begin{array}{l} (R_{p2} \cdot L_{p1}) + (R_{p2} \cdot L_o) + (R_{p1} \cdot L_o) + \\ + (L_{p2} \cdot R_o) + (L_{p2} \cdot R_{p1}) + (L_{p1} \cdot R_o) \end{array} \right] \cdot s + \left[ \begin{array}{l} (R_{p2} \cdot R_{p1}) + (R_{p2} \cdot R_o) + (R_{p1} \cdot R_o) \end{array} \right]} \right) \cdot V_{o2} \quad (4.6)$$

Repetindo os mesmos passos anteriores para encontrar a expressão final de I<sub>2</sub>, obtém-se (4.7).

$$I_2 = \left( \frac{(L_{p1} + L_o) \cdot s + R_{p1} + R_o}{[(L_{p2} \cdot L_o) + (L_{p2} \cdot L_{p1}) + (L_{p1} \cdot L_o)] \cdot s^2 + \left[ \begin{array}{l} (R_{p2} \cdot L_{p1}) + (R_{p2} \cdot L_o) + (R_{p1} \cdot L_o) + \\ + (L_{p2} \cdot R_o) + (L_{p2} \cdot R_{p1}) + (L_{p1} \cdot R_o) \end{array} \right] \cdot s + \left[ \begin{array}{l} (R_{p2} \cdot R_{p1}) + (R_{p2} \cdot R_o) + (R_{p1} \cdot R_o) \end{array} \right]} \right) \cdot V_{o2} - \left( \frac{s \cdot L_o + R_o}{[(L_{p2} \cdot L_o) + (L_{p2} \cdot L_{p1}) + (L_{p1} \cdot L_o)] \cdot s^2 + \left[ \begin{array}{l} (R_{p2} \cdot L_{p1}) + (R_{p2} \cdot L_o) + (R_{p1} \cdot L_o) + \\ + (L_{p2} \cdot R_o) + (L_{p2} \cdot R_{p1}) + (L_{p1} \cdot R_o) \end{array} \right] \cdot s + \left[ \begin{array}{l} (R_{p2} \cdot R_{p1}) + (R_{p2} \cdot R_o) + (R_{p1} \cdot R_o) \end{array} \right]} \right) \cdot V_{o1} \quad (4.7)$$

Com a intenção de simplificar as funções de transferência que formarão o modelo matemático do sistema em paralelo considerando os elementos parasitas, os termos dos denominadores de I<sub>1</sub> e I<sub>2</sub> que são os mesmos, serão chamados de A<sub>2</sub>, A<sub>1</sub> e A<sub>0</sub>, obedecendo

a seqüência da maior para a menor ordem, como pode ser observado nas expressões (4.8), (4.9) e (4.10).

$$A_2 = \left[ (L_{p2} \cdot L_o) + (L_{p2} \cdot L_{p1}) + (L_{p1} \cdot L_o) \right] \cdot s^2 \quad (4.8)$$

$$A_1 = \left[ (R_{p2} \cdot L_{p1}) + (R_{p2} \cdot L_o) + (R_{p1} \cdot L_o) + (L_{p2} \cdot R_o) + (L_{p2} \cdot R_{p1}) + (L_{p1} \cdot R_o) \right] \cdot s \quad (4.9)$$

$$A_0 = (R_{p2} \cdot R_{p1}) + (R_{p2} \cdot R_o) + (R_{p1} \cdot R_o) \quad (4.10)$$

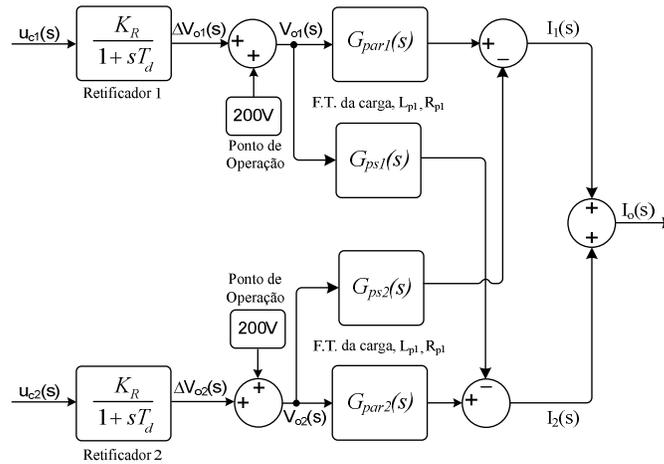
Desta maneira pode-se reescrever (4.6) e (4.7) através de (4.11) e (4.12).

$$I_1 = \underbrace{\left( \frac{(L_{p2} + L_o) \cdot s + R_{p2} + R_o}{A_2 + A_1 + A_0} \right)}_{G_{par1}(s)} \cdot V_{o1} - \underbrace{\left( \frac{s \cdot L_o + R_o}{A_2 + A_1 + A_0} \right)}_{G_{ps2}(s)} \cdot V_{o2} \quad (4.11)$$

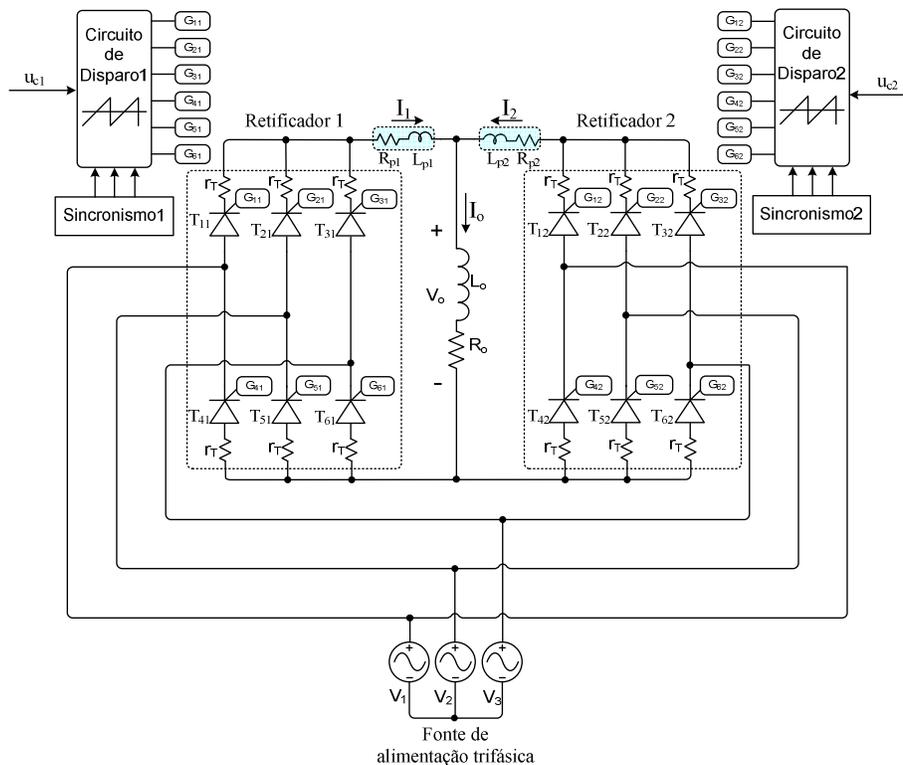
$$I_2 = \underbrace{\left( \frac{(L_{p1} + L_o) \cdot s + R_{p1} + R_o}{A_2 + A_1 + A_0} \right)}_{G_{par2}(s)} \cdot V_{o2} - \underbrace{\left( \frac{s \cdot L_o + R_o}{A_2 + A_1 + A_0} \right)}_{G_{ps1}(s)} \cdot V_{o1} \quad (4.12)$$

A partir das funções de transferência (4.11) e (4.12) foi implementado o modelo através de blocos matemáticos incluindo o ponto de operação e as funções de transferência dos retificadores obtidos no capítulo 3, o qual está apresentado na Fig. 4.12. Com a utilização do ponto de operação as magnitudes das correntes apresentarão os valores em torno dos nominais.

O circuito utilizado na simulação está apresentado na Fig. 4.13. As indutâncias e resistências parasitas são as únicas mudanças realizadas em relação ao circuito da Fig. 4.5.



**Fig. 4.12 – Modelo matemático do sistema considerando os elementos parasitas.**



**Fig. 4.13 – Circuito de simulação dos retificadores conectados em paralelo considerando as indutâncias e resistências parasitas do sistema.**

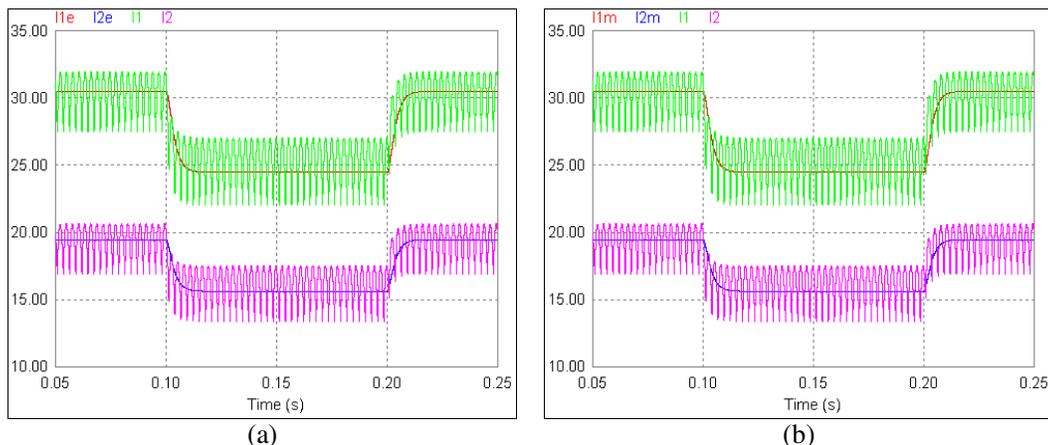
#### 4.7.1 EXEMPLO 4.3

Neste exemplo serão considerados os elementos parasitas referentes ao barramento CC, cujos valores foram obtidos a partir dos cabos que formam o barramento do protótipo. Os mesmos foram medidos em um analisador de impedâncias *Agilent 4294A*. Não serão levados em consideração os elementos parasitas do lado da alimentação, pois neste modelo eles não foram previstos. Os parâmetros são os mesmos dos exemplos anteriores, porém os novos parâmetros estão apresentados na Tabela 4.2.

Parâmetro	Valores
Indutância parasita – $L_{p1}=L_{p2}$	3,0 $\mu$ H
Resistência parasita – $R_{p1}=R_{p2}$	5,3 m $\Omega$

**Tabela 4.2 – Indutâncias e Resistências parasitas.**

Neste caso a simulação foi feita acrescentando-se a mesma resistência  $R_{barr}$  de 3,0m $\Omega$  no barramento positivo da ponte 2 para gerar o desequilíbrio. Na Fig. 4.14 (a) pode-se observar os resultados da simulação do circuito simulado e do circuito elétrico equivalente. Já na Fig. 4.14 (b) estão apresentadas as formas de onda do circuito de simulação juntamente com os resultados do modelo matemático.

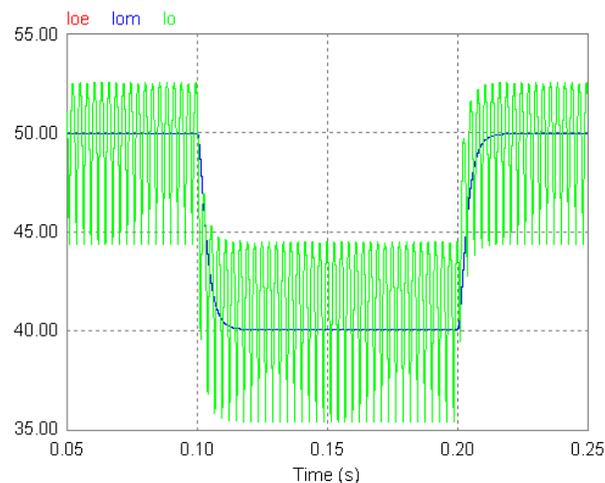


**Fig. 4.14 – Formas de onda do circuito e do modelo matemático levando-se em consideração indutâncias e resistências parasitas. (a) pontes 1 e 2 desequilibradas. (b) corrente na carga.**

Houve repetição na apresentação das formas de onda do circuito de simulação somente para efeito de comparação em relação ao circuito elétrico e ao modelo matemático.

Pode-se observar que agora as pontes retificadoras não divergem totalmente como no exemplo anterior. De maneira geral a ponte 1 opera com 30,4A antes do degrau negativo, enquanto a ponte 2 opera com aproximadamente 19,4A, ou seja, um desequilíbrio de 21,6%. Após o degrau negativo que ocorre no instante de 0,10s, as correntes na ponte 1 se acomodam em aproximadamente 24,6A e na ponte 2 em 15,7A levando o desequilíbrio para 23% em relação à corrente nominal que neste instante deveria ser de 20A em condições normais.

As correntes de carga do circuito de simulação, do circuito elétrico equivalente e do modelo matemático, estão apresentadas na Fig. 4.15.



**Fig. 4.15 – Correntes de carga do circuito de simulação, circuito elétrico equivalente e do modelo matemático com desequilíbrio entre as pontes levando-se em consideração as indutâncias e resistências parasitas.**

Tais correntes também apresentam os valores nominais e as respostas dinâmicas coerentes umas com as outras, tanto o circuito elétrico equivalente com o modelo matemático em relação ao circuito de simulação.

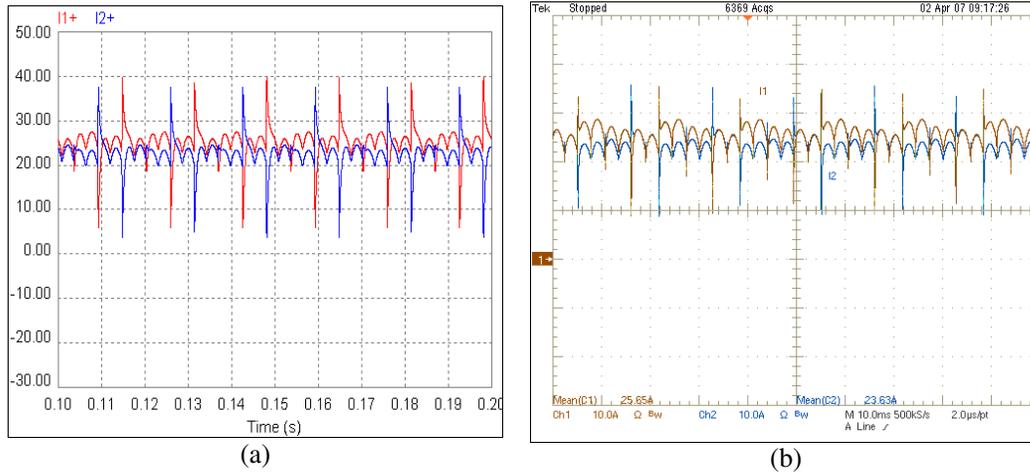
Pode-se dizer que este exemplo mostra de uma maneira bem simples porque os sistemas com pontes a tiristor que operam em paralelo continuam funcionando quando ocorre algum desequilíbrio, mesmo sem possuir controle de corrente entre as mesmas.

#### **4.8 PARALELISMO CONSIDERANDO O SISTEMA REAL OPERANDO EM MALHA ABERTA**

Depois de realizados os testes anteriores que consideravam primeiramente o sistema ideal e logo em seguida o sistema com elementos parasitas, o próximo passo do trabalho será abordar alguns fenômenos que foram verificados ao longo do desenvolvimento da parte experimental.

Pelo fato do protótipo ter sido montado com todos seus módulos duplicados para se conseguir a independência necessária das duas pontes, foram observados efeitos que não tinham sido previstos anteriormente. Um deles foi a ocorrência de picos de corrente nas pontes. Isso ocorreu porque se tem duas placas que geram o sincronismo e duas placas de disparo independentes, uma para cada ponte. Pelo fato das mesmas serem analógicas, os disparos das duas pontes sofrem pequenas defasagens, originando desta maneira os picos de corrente mesmo com os sinais de referência idênticos, com as pontes equilibradas no que diz respeito à simetria dos cabos de alimentação e cabos dos barramentos de saída. É importante ressaltar que as tensões de controle que geram os pulsos de disparo foram previamente ajustadas. Com isso, após o entendimento dos motivos causadores dos picos de corrente, gerou-se uma simulação que se aproximou muito com a experimentação, confirmando assim os motivos deste efeito. Na Fig. 4.16 (a) pode ser observada a forma de onda da simulação e na Fig. 4.16 (b) do resultado prático.

Pode-se observar pelas formas de onda os picos gerados pela pequena defasagem existente entre os disparos e também que as correntes médias da ponte 1 e da ponte 2 não estão com os mesmos valores. Tem-se um desequilíbrio natural na ponte 2 de aproximadamente 5,6% em relação à corrente nominal. As correntes médias da simulação ficaram bem próximas das correntes experimentais como pode ser visto na Tabela 4.3.

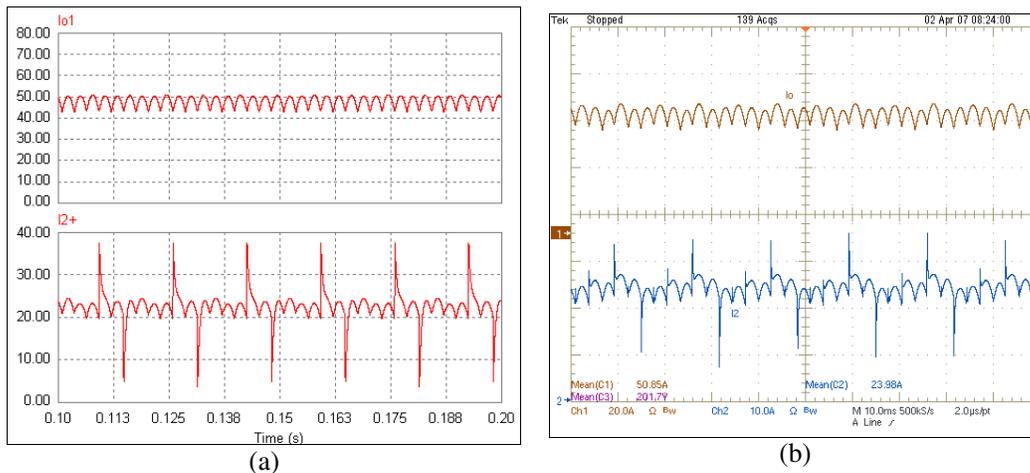


**Fig. 4.16 – Formas de onda de duas pontes operando em paralelo onde há uma pequena defasagem natural entre os disparos das pontes. (a) Simulação e (b) Experimental.**

	Simulados		Experimentais	
Ponte 1	$I_{1+}=25,2A$	$I_{Pico}=16,3A$	$I_1=25,65A$	$I_{Pico}=16,7A$
Ponte 2	$I_{2+}=22,8A$		$I_2=23,63A$	

**Tabela 4.3 – Amplitudes das correntes simuladas e experimentais referentes à Fig. 4.16.**

Na Fig. 4.17 (a) e (b) estão apresentadas as formas de onda das correntes na carga ( $I_{o1}$ )/( $I_o$ ) e das correntes na ponte 2 ( $I_{2+}$ )/( $I_2$ ) simuladas e experimentais respectivamente.



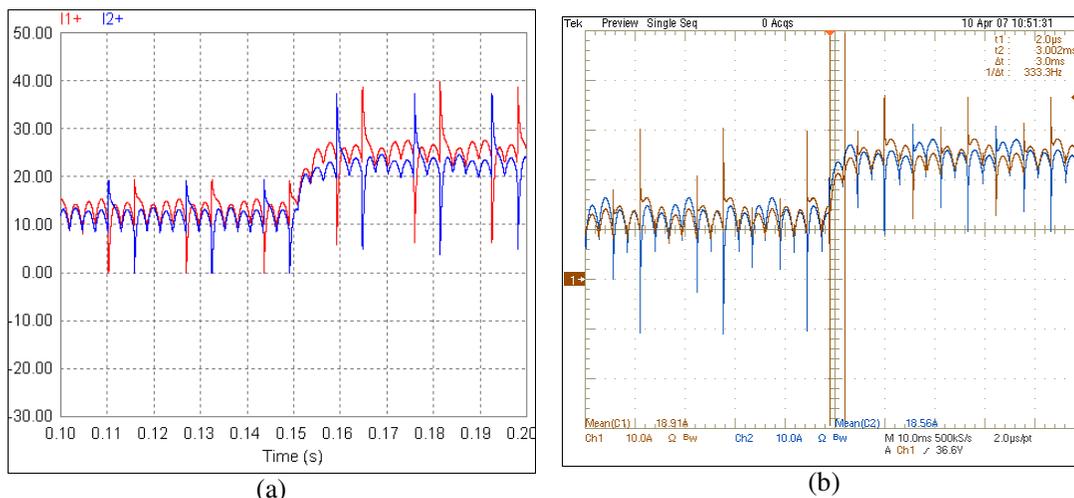
**Fig. 4.17 – Formas de onda de corrente na carga e na ponte 2. (a) Simulação e (b) Experimental.**

Verifica-se que o resultado da corrente de carga da simulação está com amplitude pouco abaixo da experimental e que as sinusóides estão com amplitudes mais regulares, enquanto no resultado experimental as amplitudes das tais sinusóides estão variando mais. Acredita-se que tal efeito seja causado por amplitudes diferentes nas tensões das fases do transformador de alimentação, porém não foi feita nenhuma medição de tensão nesta situação. As defasagens existentes entre os disparos também podem causar tal resultado, pois a circulação de corrente entre as pontes em pequenos intervalos decorrentes do disparo simultâneo de tiristores de braços diferentes, causa pequenos curtos de braço fazendo com que a tensão entre tais fases tenha certa queda. Na Tabela 4.4 estão apresentados os resultados das correntes médias da simulação e experimentais.

	Simulados	Experimentais
Ponte 1	$I_{o1}=48,3\text{A}$	$I_o=50,85\text{A}$
Ponte 2	$I_{2+}=22,8\text{A}$	$I_2=23,98\text{A}$

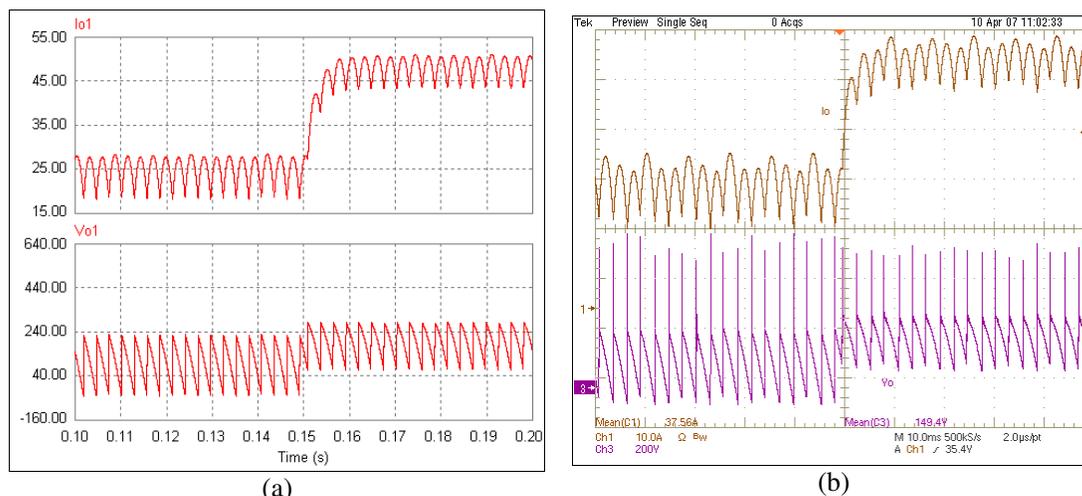
**Tabela 4.4 – Amplitudes das correntes simuladas e experimentais referentes à Fig. 4.17.**

Um degrau positivo de 50% foi aplicado na referência para verificar a resposta dinâmica do sistema. Verificou-se a partir da Fig. 4.18 (a) e (b) que tanto a simulação como a experimentação apresentam um bom comportamento dinâmico, respondendo com um tempo de acomodação em torno de 3<sub>ms</sub> levando-se em consideração o critério de  $t_{r5\%}$ .



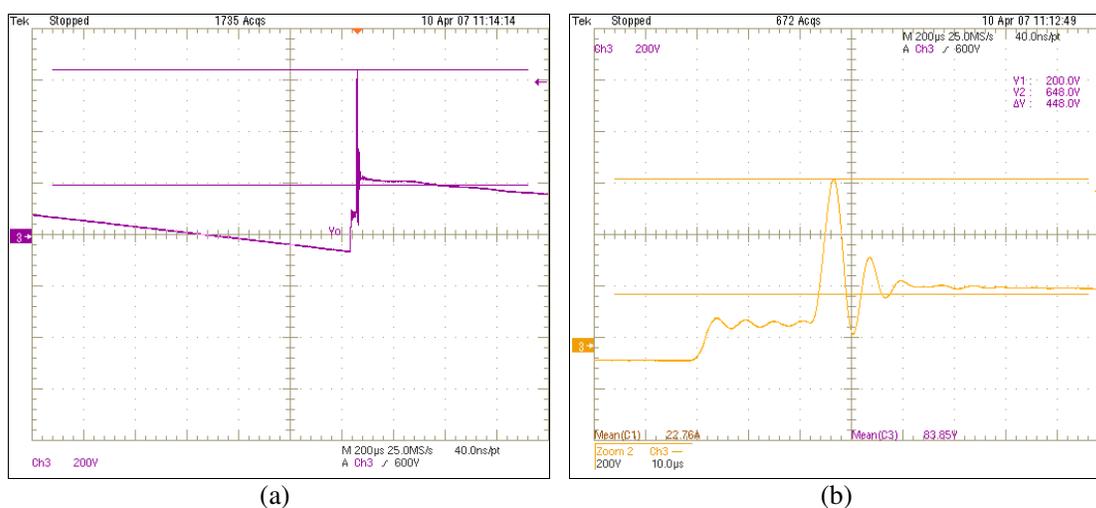
**Fig. 4.18 – Correntes nas pontes 1 e 2 após um degrau de 50% na referência. (a) Simulação e (b) Experimental.**

Estendendo os resultados do degrau para a carga, pode-se observar na Fig. 4.19 as respostas da corrente e da tensão.



**Fig. 4.19 – Corrente e tensão na carga após um degrau de 50% na referência. (a) Simulação e (b) Experimental.**

Observa-se que a simulação tem grande semelhança com resultado experimental, porém não apresenta os picos na tensão de carga. Tais picos que ocorrem no momento da comutação dos tiristores, podem ser observados com mais detalhes na Fig. 4.20 (a) e (b).

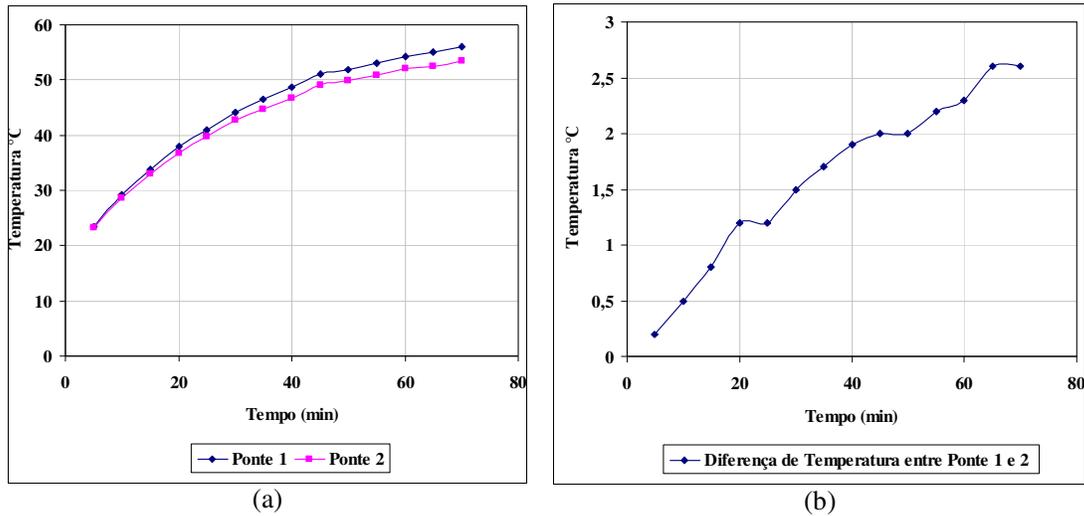


**Fig. 4.20 – (a) Pico de tensão que ocorre no momento da comutação dos tiristores. (b) Detalhe do pico de tensão.**

O pico de tensão apresenta uma amplitude de aproximadamente 448V a partir da tensão média que é de 200V. No protótipo não foram utilizados *snubbers* ou grampeadores nos tiristores para conter os picos de tensão, pois os limites de corrente e tensão suportados pelos mesmos estão acima dos nominais. Porém, sabe-se que tais dispositivos são usados na indústria para minimizar as perdas e evitar a destruição dos semicondutores. Observa-se também na Fig. 4.20 (b), que no momento da comutação ocorre uma espécie de oscilação. Tal oscilação não foi analisada, porém, de maneira bem superficial pode-se dizer que a mesma está associada com o bloqueio do tiristor.

O desequilíbrio das correntes médias juntamente com os picos de corrente comentados e apresentados através dos resultados de simulação e experimentais provocam um agravante bastante indesejável: o desequilíbrio térmico entre as pontes retificadoras. Pelo fato de uma ponte estar conduzindo mais corrente, certamente sua temperatura se elevará mais rápido e se estabilizará em um valor maior que o da outra ponte. Um dos problemas do aumento da temperatura é que os tiristores passam a conduzir mais, e conduzindo mais, aquecem mais. Desta maneira a ponte com maior carregamento pode chegar a temperaturas muito elevadas, obrigando a utilização de um sistema de refrigeração dos dissipadores de calor sobredimensionados ou até mesmo desabilitar a ponte sobrecarregada de tempos em tempos para que a mesma não superaqueça. De uma maneira bem simples foi feita a medição de temperatura no dissipador de cada ponte com um circuito integrado sensor de temperatura em cada dissipador, o LM35. Na Fig. 4.21 (a) estão apresentadas as curvas de tendência da elevação de temperatura das pontes 1 e 2, enquanto na Fig. 4.21 (b) pode ser observada a curva da diferença de temperatura entre as pontes 1 e 2.

Verificou-se que as temperaturas divergem rapidamente e que a temperatura da ponte 1 realmente fica mais elevada devido à maior condução de corrente. Percebe-se que as pontes ao final dos setenta minutos de funcionamento em potência nominal não chegaram a atingir o equilíbrio térmico devido à inércia térmica que o sistema apresenta. Pelo fato do laboratório onde o protótipo se encontrava não ser próprio para este tipo de ensaio, não se esperou o equilíbrio térmico. Portanto, tal ensaio foi feito somente para que se tivesse uma idéia da divergência das temperaturas.



**Fig. 4.21 – (a) Curvas de tendência da elevação das temperaturas nas pontes 1 e 2 a partir dos ensaios experimentais considerando o sistema em paralelo e em M.A. com defasagem natural nos disparos. (b) Curva da diferença entre as temperaturas das pontes 1 e 2.**

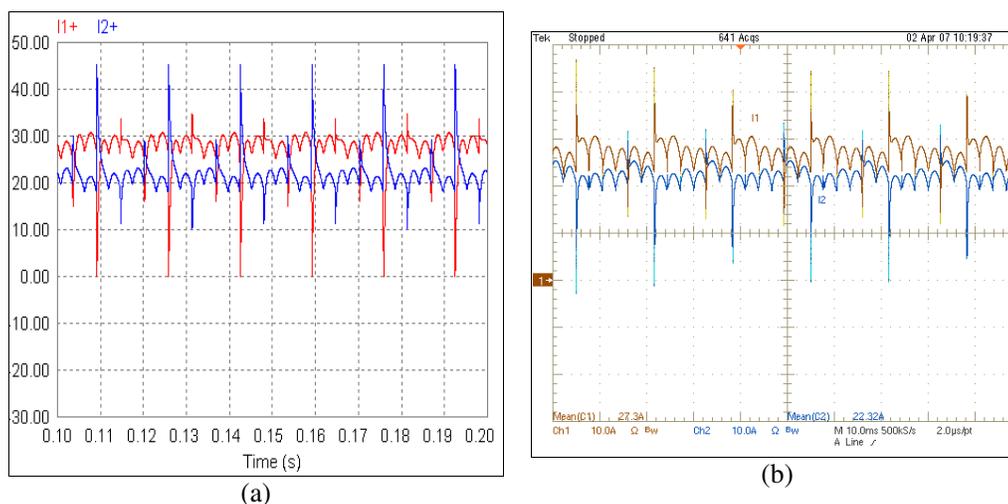
#### 4.9 PARALELISMO CONSIDERANDO O SISTEMA REAL OPERANDO EM MALHA ABERTA COM DESEQUILÍBRIO GERADO PROPOSITAMENTE

Foi somente na etapa de ensaios experimentais do trabalho que se começou a verificar resultados com correntes distorcidas, ou seja, desequilibradas e com picos como as apresentadas na seção 4.8. Tentou-se minimizar as defasagens com o ajuste do ponto de disparo, mas não resolveu, pois tal ajuste varia o disparo de todos os tiristores juntos. Outra tentativa foi usar a mesma placa de sincronismo para sincronizar as duas placas de disparo juntamente, porém também não melhorou. Chegou-se então à conclusão que o trabalho teria que continuar dessa maneira, levando em consideração a defasagem natural existente entre os disparos de alguns tiristores.

Para começar a testar a malha de controle, o que será apresentado na seção seguinte, foi gerado intencionalmente um desequilíbrio entre as pontes. Um resistor ( $R_{barr}$ ) cuja resistência é aproximadamente a mesma resistência de condução de um tiristor utilizado no protótipo, ou seja,  $3,0m\Omega$ , foi conectado entre a ponte 2 e o barramento positivo, como apresentado na Fig. 4.8. Este resistor simula, por exemplo, uma conexão do barramento mal apertada ou com torque de aperto diferente, a falta de simetria entre os

barramentos, ou até mesmo tiristores diferentes, ou seja, com resistências de condução maiores sendo usados.

Após a conexão do resistor, observou-se que a diferença entre as correntes médias havia aumentado como esperado. As correntes da ponte 1 e da ponte 2 após a inserção da resistência podem ser observadas tanto através de simulação quanto pelo resultado experimental na Fig. 4.22 (a) e (b).



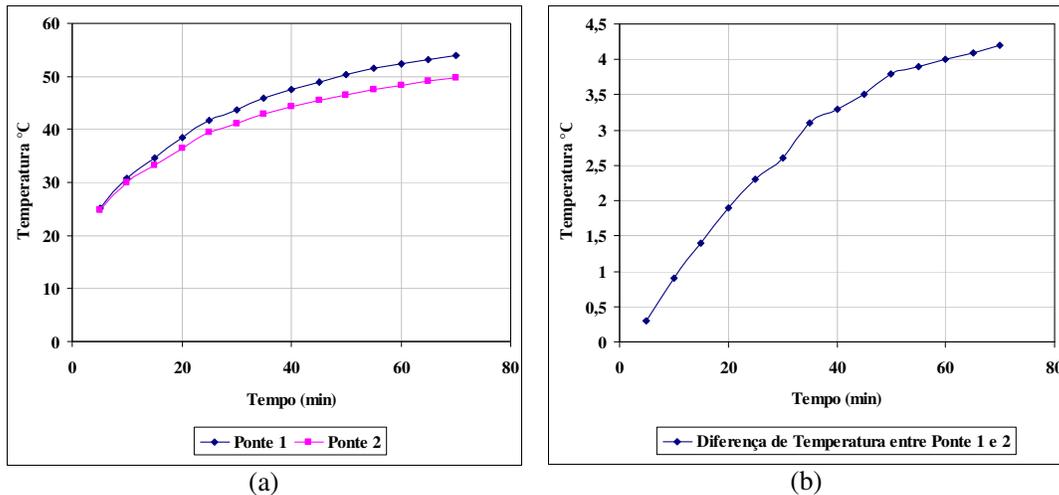
**Fig. 4.22 – Correntes nas pontes 1 e 2 desequilibradas após inserção de uma resistência de  $3,0\text{m}\Omega$  entre a ponte 2 e o barramento positivo. (a) Simulação e (b) Experimental.**

	Simulados	Experimentais
Ponte 1	$I_{1+}=27,52\text{A}$	$I_1=27,3\text{A}$
Ponte 2	$I_{2+}=22,0\text{A}$	$I_2=22,32\text{A}$

**Tabela 4.5 – Amplitudes das correntes simuladas e experimentais referentes à Fig. 4.22.**

Verificou-se que agora as correntes estão com aproximadamente 9% de desequilíbrio. Tal desequilíbrio passa do valor tolerado pelos usuários e clientes de sistemas de excitação de geradores. A tolerância é estipulada em 5% do valor da corrente nominal.

Um ensaio térmico também foi feito para verificar a diferença do comportamento térmico das pontes em relação ao ensaio anterior. Podem-se observar os resultados do ensaio térmico na Fig. 4.23 (a) e (b).



**Fig. 4.23 (a) Curvas de tendência da elevação das temperaturas nas pontes 1 e 2 a partir dos ensaios experimentais considerando o sistema em paralelo e em M.A. com desequilíbrio no barramento de saída. (b) Curva da diferença entre as temperaturas das pontes 1 e 2.**

Verifica-se que a diferença térmica aumentou como era esperado. Neste caso também não foi aguardado o equilíbrio térmico pelos mesmos motivos anteriores.

#### 4.10 APLICAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA NO SISTEMA OPERANDO EM PARALELO

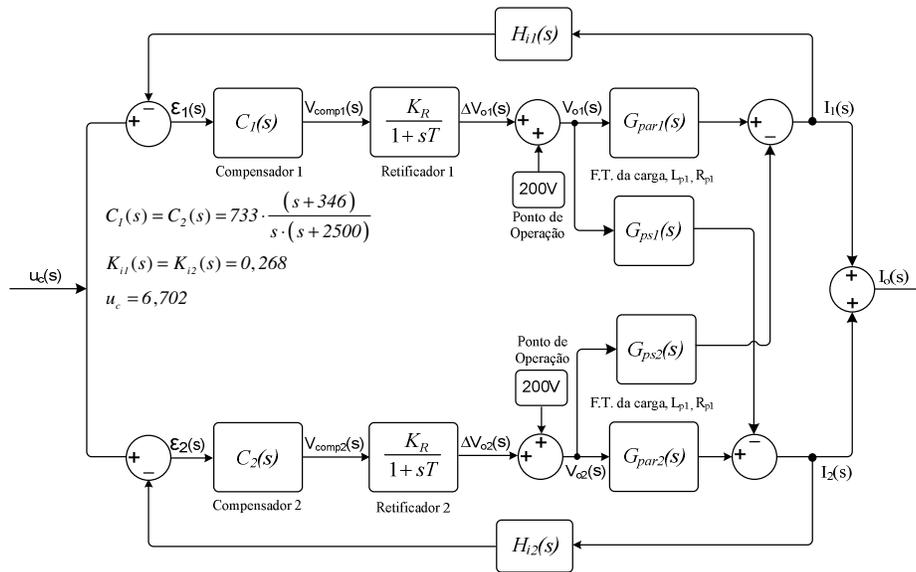
Os problemas causados pelo desequilíbrio de corrente média geram vários transtornos, os quais já foram explicados na seção 4.3. Nesta seção será apresentada a estratégia de controle proposta para controlar as correntes médias das pontes em paralelo mediante um desequilíbrio de corrente.

De acordo com a Fig. 4.3 (seção 4.5), a estratégia de controle que será aplicada se resume em controlar individualmente cada ponte retificadora, para que as mesmas possam alcançar uma corrente pré-determinada pela referência mesmo que haja algum desequilíbrio no sistema, como por exemplo, um aumento da resistência do barramento de uma das pontes ( $R_{\text{barr}}$ ).

Seguindo uma seqüência natural, adotou-se a mesma metodologia de ajuste do compensador desenvolvida no capítulo 3, pois como já foi verificado na seção 4.6, somente o ajuste dos ganhos dos retificadores foi suficiente para proporcionar a divisão de corrente

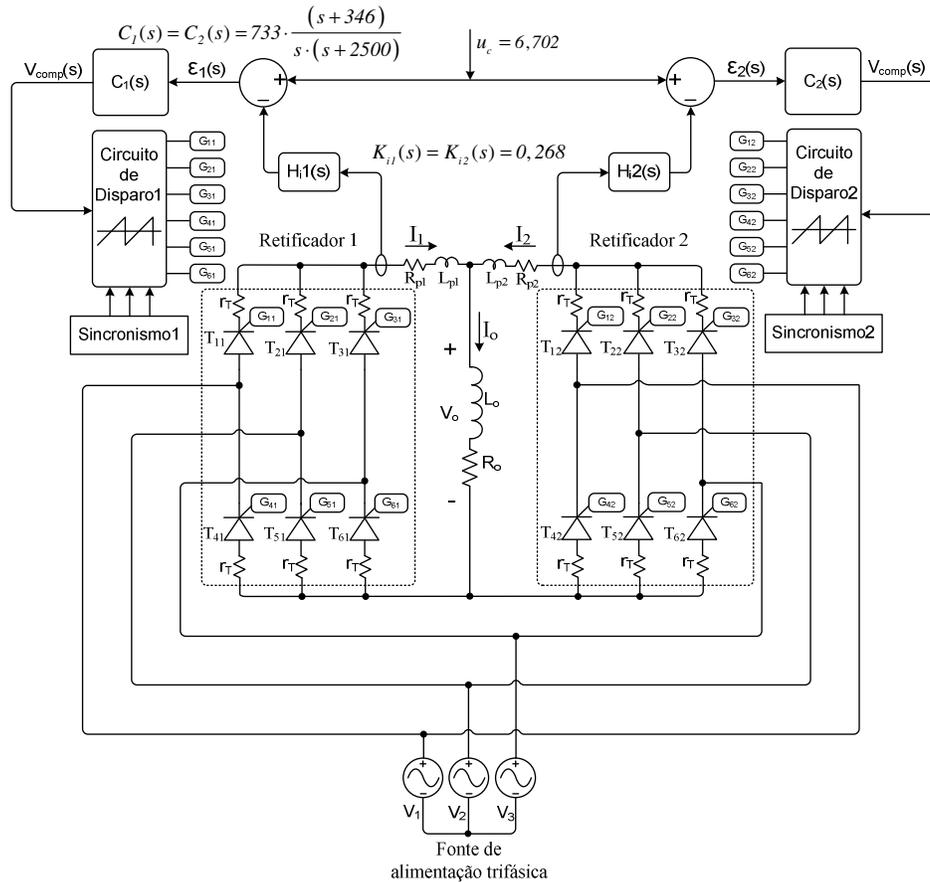
entre os mesmos levando até a carga a corrente nominal. Também se pôde observar que as pontes tiveram boa resposta dinâmica.

Desta maneira, será adotado o modelo apresentado na seção 4.7 que leva em consideração os elementos parasitas de cada ponte, incluindo neste caso as malhas de controle. O modelo em malha fechada está apresentado na Fig. 4.24.



**Fig. 4.24 – Modelo matemático do sistema em malha fechada considerando os elementos parasitas.**

De acordo com a Fig. 4.24, pode-se observar os blocos que foram acrescentados: os compensadores  $C_1(s)$  e  $C_2(s)$ , onde se manteve o ajuste feito no capítulo 3, e os blocos de ganho do sensor de corrente  $H_{i1}(s)$  e  $H_{i2}(s)$ , os quais tiveram seus valores reajustados para a estrutura operando em paralelo. Tais ajustes também foram feitos no circuito de simulação que está apresentado na Fig. 4.25. Pode-se observar malhas de controle com seus respectivos blocos do compensador e ganho do sensor de corrente.

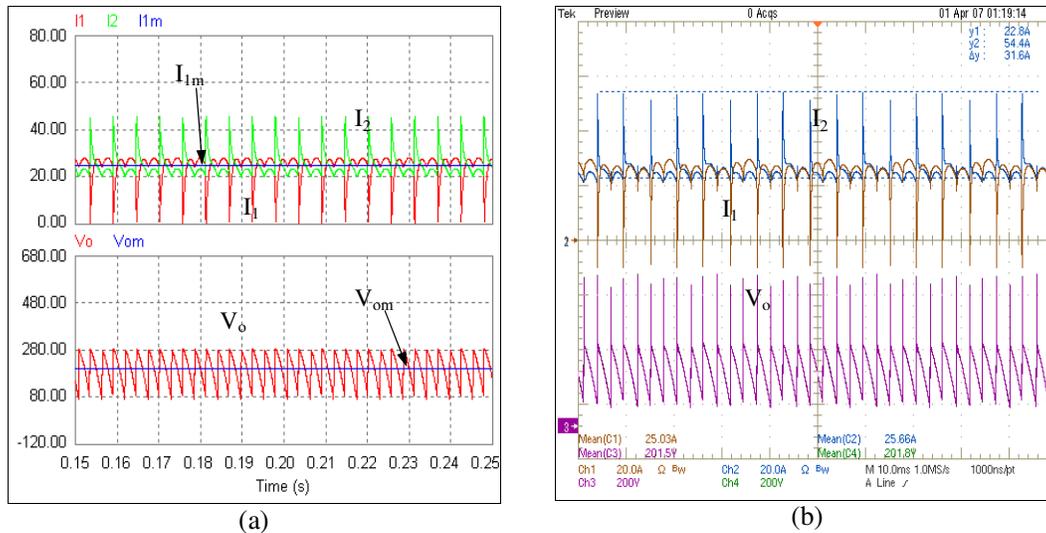


**Fig. 4.25 – Circuito das pontes em paralelo com as malhas de controle utilizado nas simulações.**

#### 4.10.1 CONTROLE DO SISTEMA CONSIDERANDO O DESEQUILÍBRIO NATURAL CAUSADO PELO CIRCUITO DE DISPARO

Considerando o sistema operando com o desequilíbrio natural (abordado na seção 4.8) observou-se que as respostas apresentaram picos de corrente e correntes médias diferentes. Para verificar se a estratégia de controle proposta pelo trabalho apresenta os resultados esperados, ou seja, se as correntes médias se estabilizam em valores iguais ou muito próximos, realizaram-se primeiramente simulações do sistema em malha fechada considerando os parâmetros especificados na Fig. 4.25. Observou-se que as correntes médias apresentaram os valores nominais de projeto, porém, seus picos aumentaram. No protótipo foram feitos os mesmos ajustes para se observar os resultados experimentais. Os

resultados da simulação juntamente com os resultados experimentais estão apresentados na Fig. 4.26 (a) e (b).



**Fig. 4.26 – Formas de onda das correntes da ponte 1 e 2 e tensão na carga. (a) Simulação e (b) Experimental.**

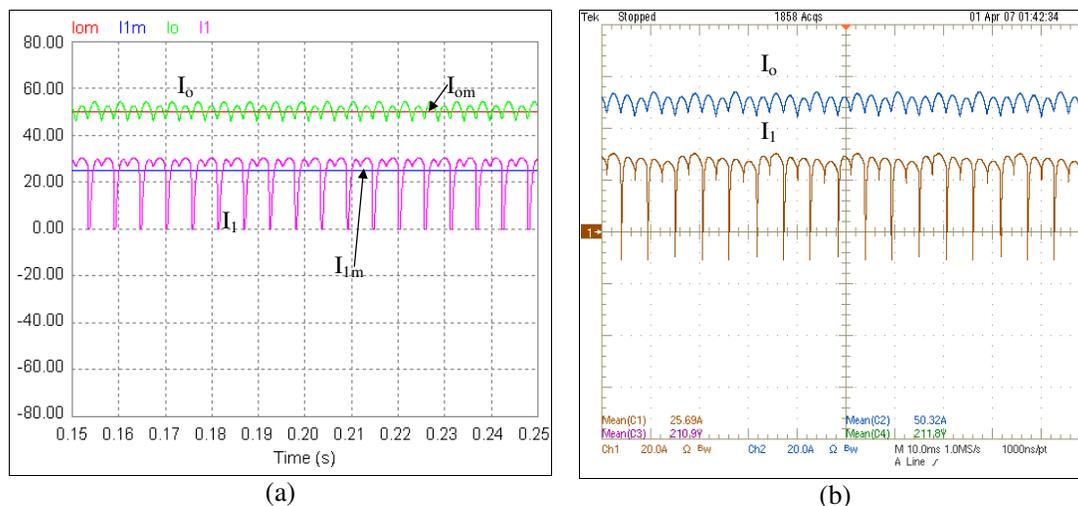
Na Fig. 4.26 (a) estão apresentadas as formas de onda de simulação das correntes no modelo matemático e no circuito simulado da ponte 1 ( $I_{1m}$  e  $I_1$ ), e somente no circuito simulado da ponte 2 ( $I_2$ ). Na mesma figura também estão apresentadas as formas de onda de tensão na carga através do modelo matemático e do circuito simulado ( $V_{om}$  e  $V_o$ ). Já na Fig. 4.26 (b) estão apresentadas as formas de onda das correntes na ponte 1 e 2 ( $I_1$  e  $I_2$ ) e da tensão na carga ( $V_o$ ). As amplitudes das correntes e tensões estão apresentadas na Tabela 4.6.

	Simulados		Experimentais	
Ponte 1	$I_1=25,0A$	$I_{2Pico}=24,63A$ $I_{1m}=25,0V$	$I_1=25,03A$	$I_{2Pico}=31,6A$ $V_o=201,5V$
Ponte2	$I_2=25,1A$	$V_o=198,9V$ $V_{om}=200,0V$	$I_2=25,66A$	

**Tabela 4.6 – Amplitudes das correntes e tensões simuladas e experimentais referentes à Fig. 4.26.**

Observa-se que as correntes médias, tanto nas simulações, como nos resultados experimentais ficaram com as amplitudes equilibradas, ou seja, com os valores nominais. A tensão média do circuito de simulação e a experimental ficaram bastante próximas do valor nominal de 200,0V, como a tensão do modelo matemático. Já os picos na tensão simulada não ocorreram e os picos de corrente não ficaram com valores próximos dos resultados experimentais. Isto se explica, pois os modelos dos tiristores usados na simulação não levam em consideração as não-idealidades existentes na prática. Tais picos de tensão e corrente são gerados no bloqueio dos tiristores. No momento da comutação, inicia-se a recuperação do tiristor, ou seja, a evacuação da carga que foi armazenada durante sua condução. Sua recuperação gera um pico de corrente negativa até que toda carga tenha sido evacuada. Quando a carga cessa, o tiristor se bloqueia, e neste momento a indutância parasita associada a este tiristor provoca uma sobretensão sobre o mesmo.

As correntes na carga ( $I_o$ ,  $I_{om}$ ) e na ponte 1 ( $I_1$ ,  $I_{1m}$ ) simuladas e as correntes ( $I_o$ ) e ( $I_1$ ) adquiridas pela experimentação podem ser observadas na Fig. 4.27 (a) e (b) respectivamente.



**Fig. 4.27 – (a) Correntes na carga ( $I_o$ ,  $I_{om}$ ) e na ponte 1 ( $I_1$ ,  $I_{1m}$ ) através de simulação. (b) Correntes na carga ( $I_o$ ) e na ponte 1 ( $I_1$ ) através de ensaio experimental.**

A corrente de carga representada pelo modelo matemático, apresenta o valor exato da corrente nominal estipulada. A corrente de carga do circuito simulado apresentou grande semelhança com os resultados experimentais, tanto o valor médio quanto as

ondulações de corrente. Já a corrente da ponte 1 ( $I_1$ ) do circuito simulado não apresentou total fidelidade em relação à forma de onda experimental, pelo fato do simulador não considerar as não-idealidades dos tiristores. A corrente da ponte 1 do modelo matemático apresenta o valor nominal, como pode ser observado na Tabela 4.7, juntamente com os outros resultados.

	Simulados	Experimentais
Carga	$I_o=51,12A$	$I_o=50,32A$
	$I_{om}=50,0A$	
Ponte 1	$I_1=25,0A$	$I_1=25,6A$
	$I_{1m}=25,0A$	

**Tabela 4.7 – Amplitudes das correntes e tensões simuladas e experimentais referentes à Fig. 4.27.**

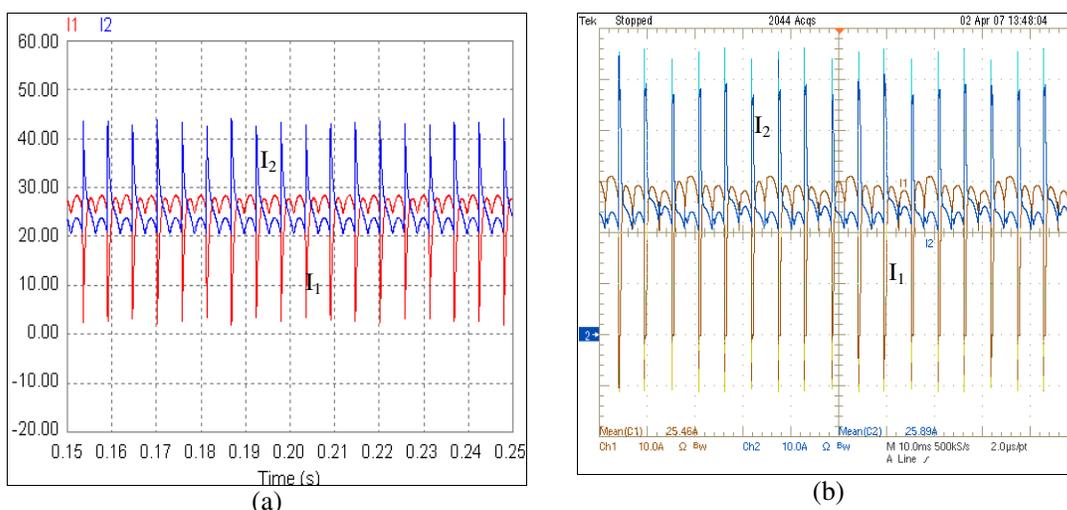
Através da tabela Tabela 4.7 pode-se observar que os resultados experimentais se apresentaram muito próximos aos resultados de simulação e também do modelo matemático. Isto comprova que o ajuste do compensador é válido tanto para um único retificador, quanto para o sistema operando com dois retificadores em paralelo.

#### **4.10.2 CONTROLE DO SISTEMA CONSIDERANDO O DESEQUILÍBRIO CAUSADO PELA INSERÇÃO DE UMA RESISTÊNCIA NO BARRAMENTO DE SAÍDA**

Verificou-se na seção anterior que o ajuste do compensador para o sistema com retificador único apresenta resultados satisfatórios quando aplicado ao sistema em paralelo. Nesta seção será verificado se o mesmo ajuste responde de maneira eficaz ao sistema paralelo mantendo-se a característica natural de defasagem entre os disparos e acrescentando-se um resistor no barramento positivo ( $R_{barr}$ ) da ponte 2. Na Fig. 4.8 (seção 4.6) está apresentado o  $R_{barr}$  devidamente inserido no barramento, porém, neste caso também serão considerados os elementos parasitas. O modelo matemático e o circuito de simulação serão como os da Fig. 4.24 e Fig. 4.25, onde a resistência de barramento ( $R_{barr}$ ) de  $3,0m\Omega$  será adicionada juntamente com a resistência parasita. É importante lembrar que o valor da resistência é aproximadamente o mesmo valor da resistência de condução de um tiristor.

A partir de simulações e resultados experimentais serão verificadas as respostas dinâmicas e em regime permanente do sistema.

Na Fig. 4.28 (a) e (b) estão apresentados os resultados das simulações e dos resultados experimentais das formas de onda das correntes da ponte 1 e da ponte 2 ( $I_1$  e  $I_2$ ) respectivamente.



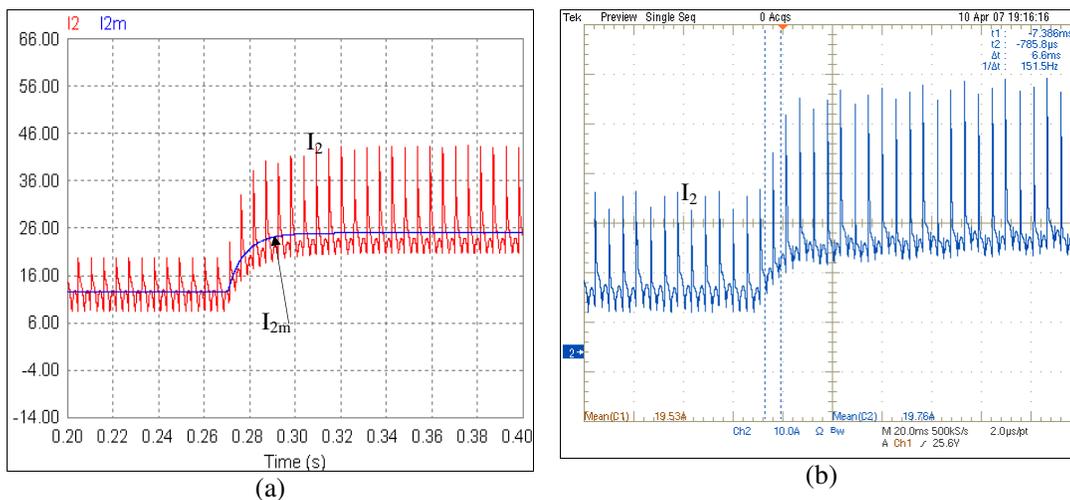
**Fig. 4.28 – (a) Correntes na ponte 1 e 2 ( $I_1$ ,  $I_2$ ) através de simulação. (b) Correntes na ponte 1 e 2 ( $I_1$ ,  $I_2$ ) através de ensaio experimental.**

Observa-se que os valores das correntes médias das pontes 1 e 2 simuladas se apresentam equilibrados mesmo depois de inserida a resistência no barramento. Comparando-se as formas de onda de simulação com as do ensaio experimental, verifica-se que os picos não apresentam as mesmas amplitudes. Isto ocorre pelo mesmo motivo explicado na seção anterior, ou seja, a recuperação do tiristor. Os valores das correntes médias o valor do pico da corrente estão apresentados na Tabela 4.8.

	Simulados		Experimentais	
Ponte 1	$I_1=25,0A$	$I_{Pico}=21,56A$	$I_1=25,46A$	$I_{Pico}=35,0A$
Ponte2	$I_2=25,13A$		$I_2=25,89$	

**Tabela 4.8 – Amplitudes das correntes simuladas e experimentais referentes à Fig. 4.28.**

Para verificar a resposta dinâmica do sistema, um degrau positivo de 50% foi aplicado na referência de corrente do circuito simulado juntamente com o modelo matemático e também no protótipo experimental. Na Fig. 4.29 (a) são apresentadas as formas de onda das correntes da ponte 2 do circuito simulado ( $I_2$ ) e do modelo matemático ( $I_{2m}$ ). Na Fig. 4.29 (b), a forma de onda experimental da corrente da ponte 2 ( $I_2$ ) pode ser observada.

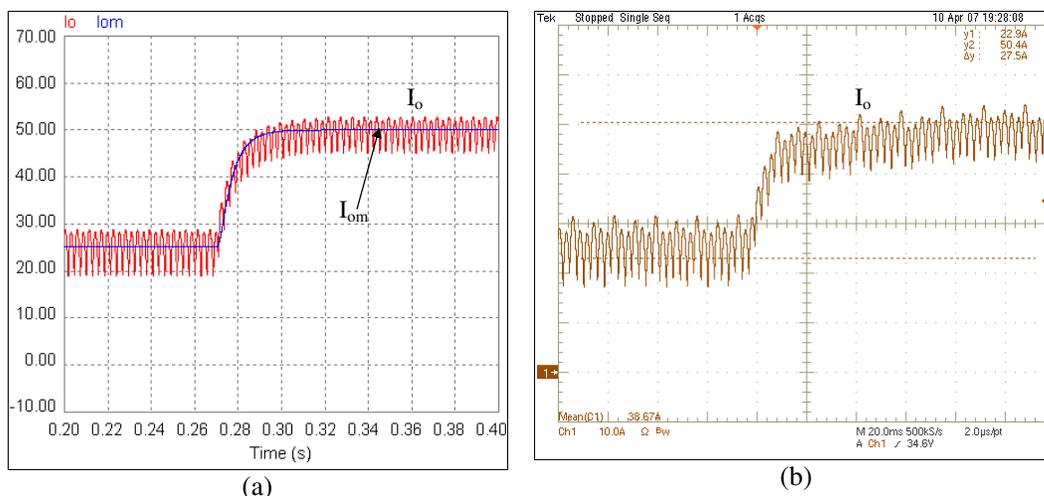


**Fig. 4.29 (a) Corrente da ponte 2 do circuito de simulação e do modelo ( $I_2$ ,  $I_{2m}$ ) a partir da simulação de um degrau positivo de 50% na referência. (b) Corrente da ponte 2 experimental ( $I_2$ ) a partir de um degrau positivo de 50% na referência.**

Verifica-se que as respostas dinâmicas geradas a partir da simulação representam bem o que se observa na forma de onda adquirida a partir da experimentação. Os picos de corrente das formas de onda simuladas neste caso também não representam bem os resultados práticos devido às não-idealidades existentes nos tiristores do protótipo. Os valores de corrente média de ambas as formas de onda apresentam praticamente os mesmos valores, onde antes do degrau a corrente está em torno de 12,5A e após o degrau de 50% na referência a corrente se estabiliza em aproximadamente 25,0A.

Na Fig. 4.30 (a) pode-se observar as formas de onda da corrente de carga do circuito simulado ( $I_o$ ) e da corrente de carga gerada pelo modelo matemático ( $I_{om}$ ), enquanto na Fig. 4.30 (b) é apresentada a forma de onda da corrente de carga adquirida a

partir do protótipo experimental. Ambas as figuras também apresentam os resultados da corrente de carga frente um degrau positivo de 50% na referência de corrente.



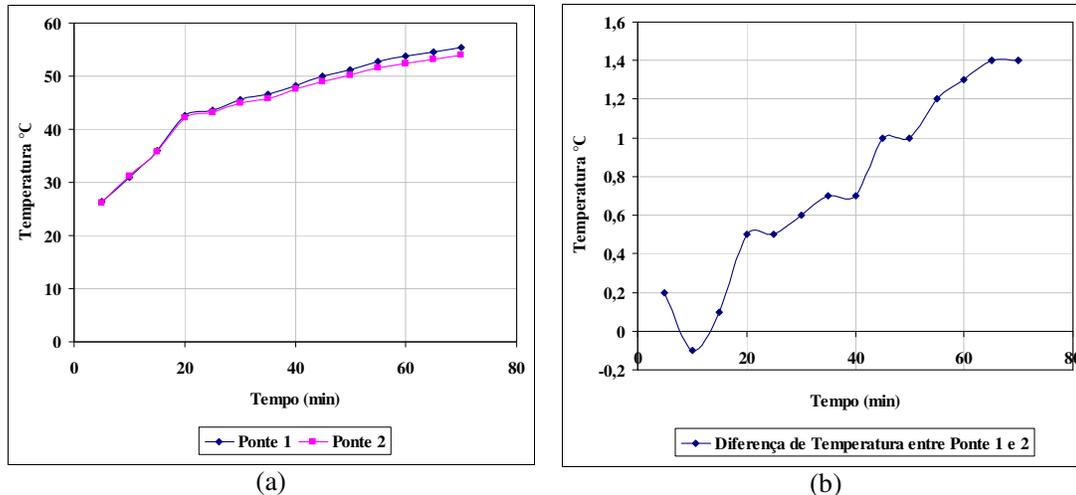
**Fig. 4.30 – (a) Corrente de carga do circuito de simulação e do modelo ( $I_o$ ,  $I_{om}$ ) a partir da simulação de um degrau positivo de 50% na referência. (b) Corrente de carga experimental ( $I_o$ ) a partir de um degrau positivo de 50% na referência.**

A resposta dinâmica referente à Fig. 4.30 (a) apresenta grande semelhança entre as formas de onda do circuito simulado e do modelo matemático. Comparando-se com a forma de onda da Fig. 4.30 (b), observa-se que na prática a resposta dinâmica também apresenta um tempo de acomodação muito próximo do simulado. As correntes médias que antes do degrau estão com aproximadamente 25,0A, vão para um valor em torno de 50,0A após o degrau, chegando à corrente nominal de carga.

Para verificar a melhoria alcançada em relação à elevação de temperatura das pontes frente um desequilíbrio na resistência do barramento utilizando-se a estratégia de controle proposta, foi feito um ensaio térmico monitorando as temperaturas nos dissipadores das pontes 1 e 2. As curvas de tendência da elevação de temperatura estão apresentadas na Fig. 4.31 (a).

Pode-se observar que neste caso as temperaturas não divergem muito. Segundo a Fig. 4.31 (b), as temperaturas divergem aproximadamente até 1,4°C e tendem a se estabilizar, porém não se pode afirmar que a diferença de temperatura continuará estável, pois o sistema ainda não chegou ao equilíbrio térmico. Não se procurou deixar o sistema se equilibrar termicamente, pois este ensaio foi realizado somente para se ter uma idéia do

comportamento térmico das pontes, mesmo porque o recinto em que se encontrava o protótipo não era apropriado.



**Fig. 4.31 – (a) Curvas de tendência da elevação das temperaturas nas pontes 1 e 2 a partir dos ensaios experimentais considerando o sistema em paralelo e em MF com desequilíbrio no barramento de saída. (b) Curva da diferença entre as temperaturas das pontes 1 e 2.**

Pode-se dizer que o equilíbrio das correntes oferece resultados satisfatórios quanto à equalização térmica das pontes.

#### 4.11 PARALELISMO DAS PONTES UTILIZANDO INDUTORES NO BARRAMENTO DE SAÍDA

Verificando-se os resultados de simulação e experimentais a partir das seções anteriores, observou-se que quando se tem pontes retificadoras a tiristor operando em paralelo, os desequilíbrios geram picos nas correntes dos barramentos de saída das pontes retificadoras. Sejam eles causados por pequenas defasagens entre os disparos, ou pela diferença de impedância no barramento de saída de uma das pontes. Os picos de corrente ocorrem, pois os disparos passam a acontecer em instantes diferentes nos tiristores da mesma fase, gerando assim tensões instantâneas diferentes no momento da comutação. Mesmo que as correntes médias estejam ficando controladas como se almejava, os picos de corrente também são indesejáveis. Tais picos geram perdas nos tiristores, interferências eletromagnéticas conduzidas e irradiadas, aumentam as distorções harmônicas na corrente

e tensão de entrada aquecendo o transformador de excitação, podendo causar outros transtornos.

Com o objetivo de limitar os picos de corrente, pensou-se em adicionar indutores em pontos estratégicos do circuito para conter a amplitude de tais picos. Dois pontos foram escolhidos para se adicionar os indutores: na entrada ou na saída das pontes. As duas estratégias de inclusão dos indutores serão abordadas para que se possam verificar seus resultados. Primeiramente será abordada a inclusão das indutâncias na saída das pontes.

#### 4.11.1 DEFINIÇÃO DO VALOR DAS INDUTÂNCIAS ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

A partir da Fig. 4.32 podem ser observados os pontos onde as indutâncias de acoplamento foram inseridas no circuito das pontes retificadoras.

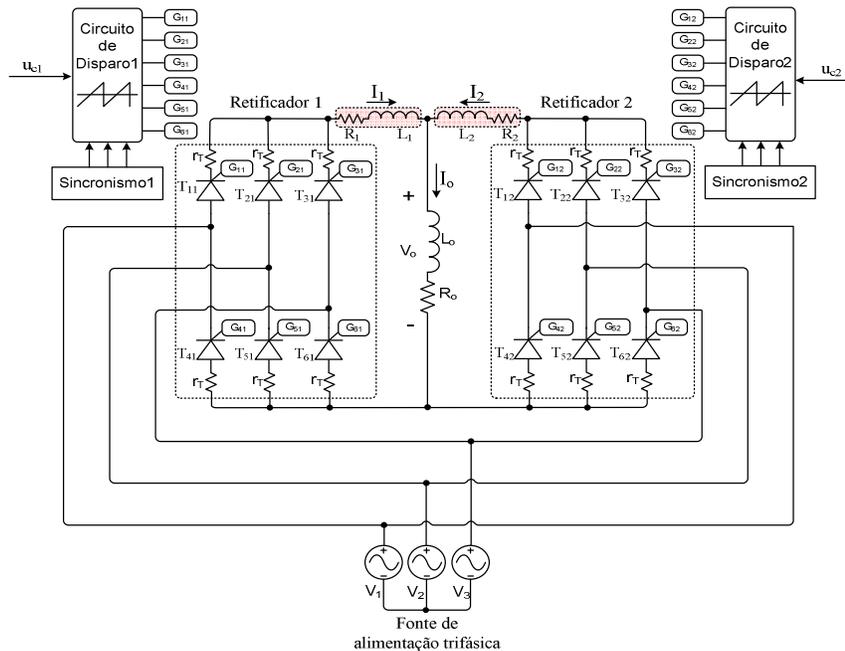
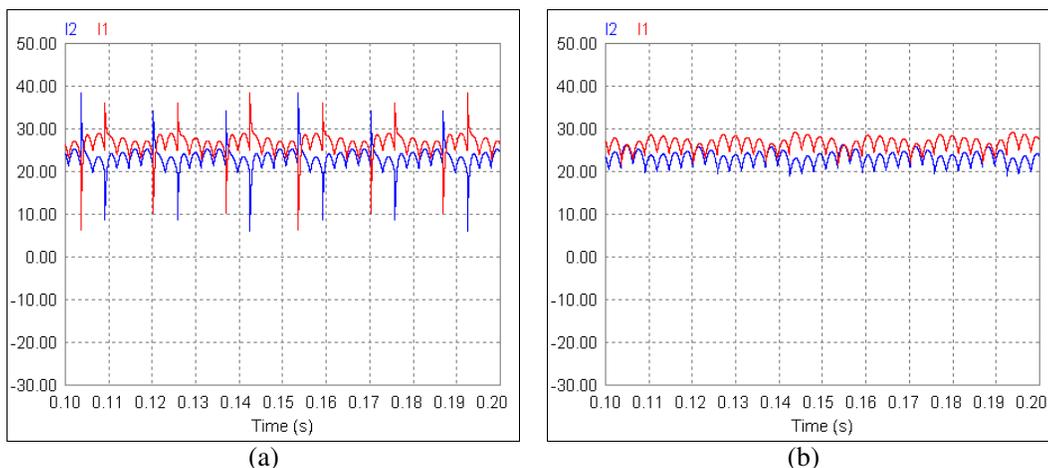


Fig. 4.32 – Circuito utilizado nas simulações.

Vale ressaltar que as resistências dos fios dos indutores foram consideradas. Desta maneira, as indutâncias ( $L_{p1}$ ,  $L_{p2}$ ) e resistências ( $R_{p1}$ ,  $R_{p2}$ ) parasitas do circuito serão

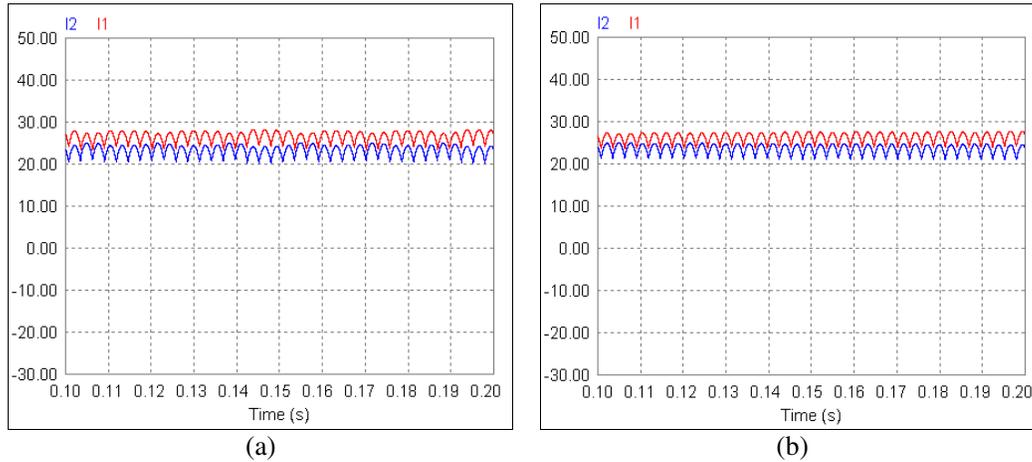
incorporadas às indutâncias ( $L_{ac1}$ ,  $L_{ac2}$ ) e resistências ( $R_{ac1}$ ,  $R_{ac2}$ ) de acoplamento, passando a serem chamadas respectivamente de  $L_1$ ,  $L_2$  e  $R_1$ ,  $R_2$ .

O critério utilizado para se determinar o valor das indutâncias foi a simulação numérica. O *software* utilizado foi o *PSIM*. O circuito de simulação é o da Fig. 4.32, levando-se em consideração todas as não idealidades encontradas no protótipo, inclusive a defasagem natural existente entre os disparos dos tiristores (ver seção 4.8). Na Fig. 4.33 (a) estão apresentadas as formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 sem indutores. Nota-se que as formas de onda apresentam os picos de corrente. Após inserir os indutores nos barramentos positivos das pontes, os picos foram praticamente extintos, como pode ser visto na Fig. 4.33 (b). Neste caso o valor das indutâncias utilizadas foi de  $150\mu\text{H}$ .



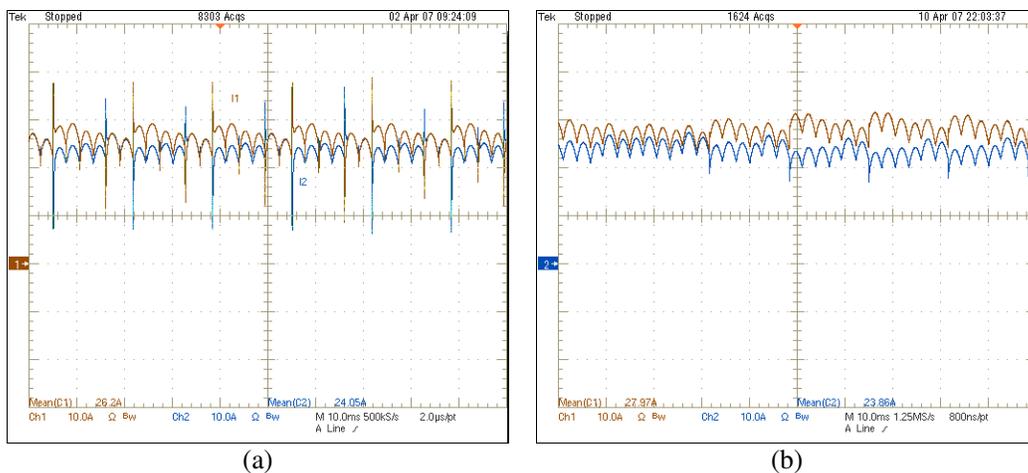
**Fig. 4.33 – (a) Correntes nas pontes 1 e 2 adquiridas através de simulação onde o sistema opera em MA sem indutâncias de acoplamento. (b) Correntes nas pontes 1 e 2 obtidas através de simulação onde o sistema opera em MA com indutâncias de acoplamento de  $150\mu\text{H}$  cada.**

Outros valores de indutâncias também foram testados para que se pudesse escolher o mais adequado. Na Fig. 4.34 (a) e (b) podem ser observadas as formas de onda geradas a partir das simulações utilizando-se os valores de indutância de  $500\mu\text{H}$  e  $1,0\text{mH}$  respectivamente. Nota-se que as formas de onda ficam totalmente sem picos e é possível perceber que somente o valor médio está diferente.  $I_1$  está com aproximadamente  $26,6\text{A}$  e  $I_2$  com  $23,2\text{A}$ . Optou-se utilizar as indutâncias de  $150\mu\text{H}$ , pois as correntes praticamente não apresentam picos e tal valor propicia menor peso, volume e custo do indutor físico utilizado na prática.



**Fig. 4.34 – (a) Correntes nas pontes 1 e 2 obtidas através de simulação onde o sistema opera em MA com indutâncias de acoplamento de  $500\mu\text{H}$  cada. (b) Correntes nas pontes 1 e 2 obtidas através de simulação onde o sistema opera em M.A. com indutâncias de acoplamento de  $1,0\text{mH}$  cada.**

Um ensaio experimental foi feito com o indutor inserido no protótipo para que se pudesse comparar com os resultados da simulação. Na Fig. 4.35 (a) tem-se as formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 ( $I_1$  e  $I_2$ ) sem os indutores, onde as mesmas apresentaram os picos.



**Fig. 4.35 – (a) Correntes nas pontes 1 e 2 adquiridas por experimentação antes da instalação dos indutores no protótipo. (b) Correntes nas pontes 1 e 2 após a instalação dos indutores com indutância de  $150\mu\text{H}$  no protótipo.**

Já na Fig. 4.35 (b), depois de inseridos os indutores, nota-se que somente a forma de onda da corrente  $I_2$  apresentou pequenos picos, constatando-se uma grande semelhança com a simulação.

#### 4.11.2 APLICAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE NAS PONTES RETIFICADORAS COM OS INDUTORES DE ACOPLAMENTO NA SAÍDA

Com os indutores definidos, o seguinte passo seria verificar os resultados aplicando as malhas de controle da corrente. Como nas seções anteriores, neste caso também se utilizou a mesma estrutura de compensador e os mesmos parâmetros da topologia simples apresentada no capítulo 3. Na Fig. 4.36 está apresentado o circuito de simulação utilizado com as malhas de controle e os parâmetros do compensador. As indutâncias de acoplamento juntamente com os elementos parasitas também foram inseridos.

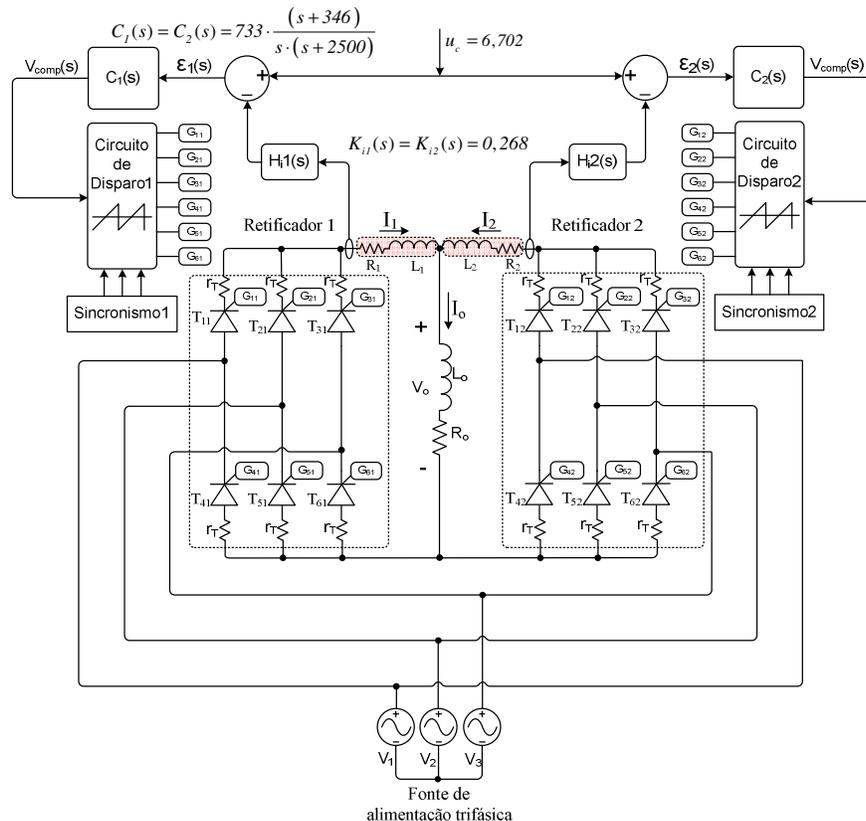
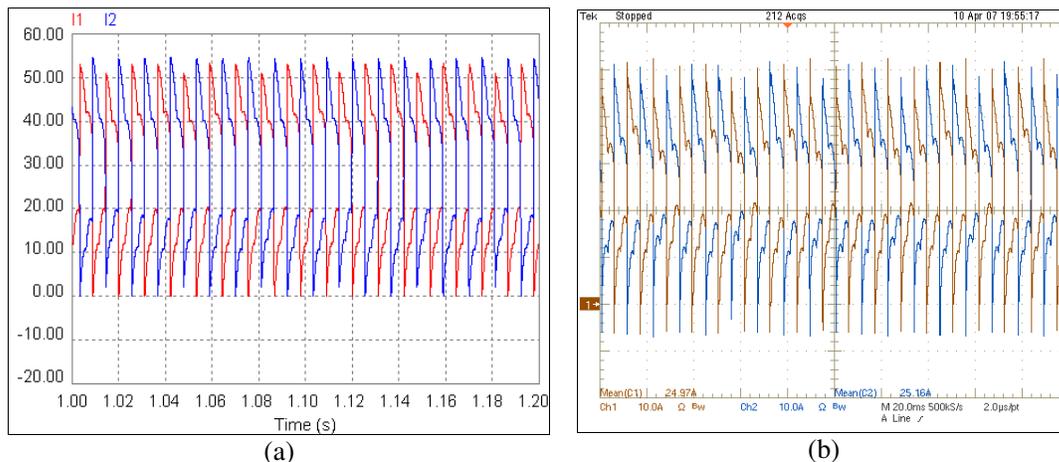


Fig. 4.36 – Circuito com as malhas de controle utilizado nas simulações.

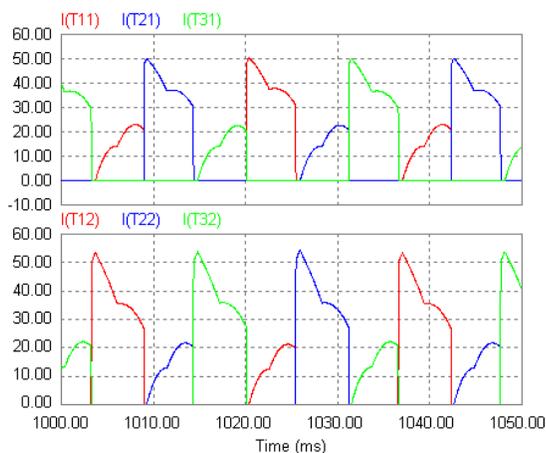
As formas de onda das correntes nos barramentos positivos das pontes 1 e 2 adquiridos através de simulação e experimentalmente, estão apresentadas na Fig. 4.37 (a) e Fig. 4.37 (b) respectivamente.



**Fig. 4.37 – (a) Formas de onda das correntes nos barramentos positivos das pontes 1 e 2 a partir de simulação. (b) Formas de onda das correntes nos barramentos positivos das pontes 1 e 2 a partir de experimentação.**

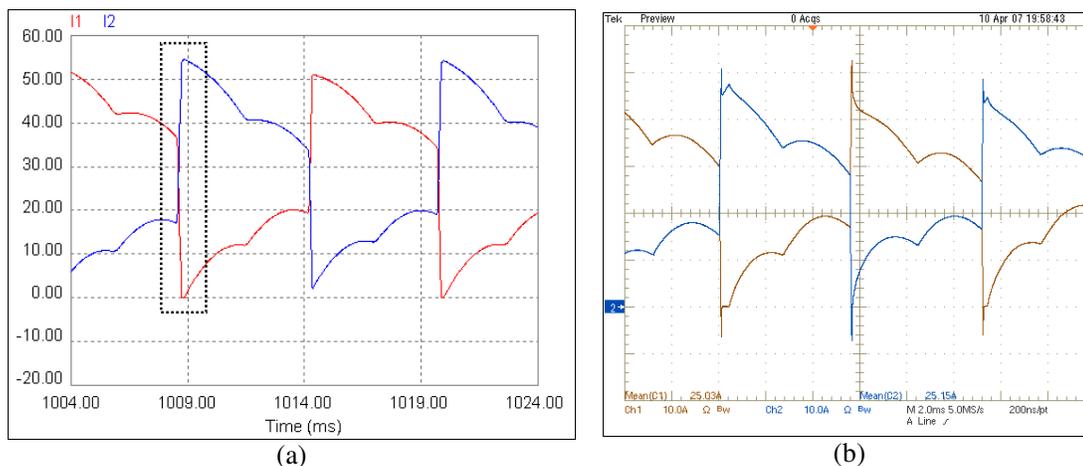
Observa-se grande semelhança entre a simulação e a experimentação. Tais resultados não são satisfatórios, visto que as correntes apresentaram um tipo de resposta fora do padrão desejado. Há certa alternância entre as correntes das pontes 1 e 2. Esta alternância se traduz na troca de condução entre os tiristores da ponte 1 com tiristores da ponte 2, ou seja, só conduz um tiristor da mesma fase de cada vez. Através da Fig. 4.38, pode-se acompanhar a seguinte seqüência: quando  $T_{12}$  (ponte 2) conduz,  $T_{11}$  praticamente não contribui, porém, logo em seguida é  $T_{21}$  (ponte 1) que conduz, e  $T_{22}$  neste instante contribui muito pouco.

A combinação do ajuste do compensador, juntamente com a inserção das indutâncias, que modificaram a características da planta, certamente causaram esta alternância entre a condução dos tiristores. As indutâncias inseriram certa dificuldade de resposta ao sistema e o mesmo não consegue acompanhar a velocidade imposta pelo compensador. Desta maneira, o fato de se ter desequilíbrio em uma das pontes faz com que o compensador eleve a corrente nesta ponte, o que é feito com certa rapidez. Como a inércia do sistema impede que a corrente desta ponte suba rápido, no instante da comutação isto ocorre, como pode ser observado no detalhe tracejado da Fig. 4.39 (a).



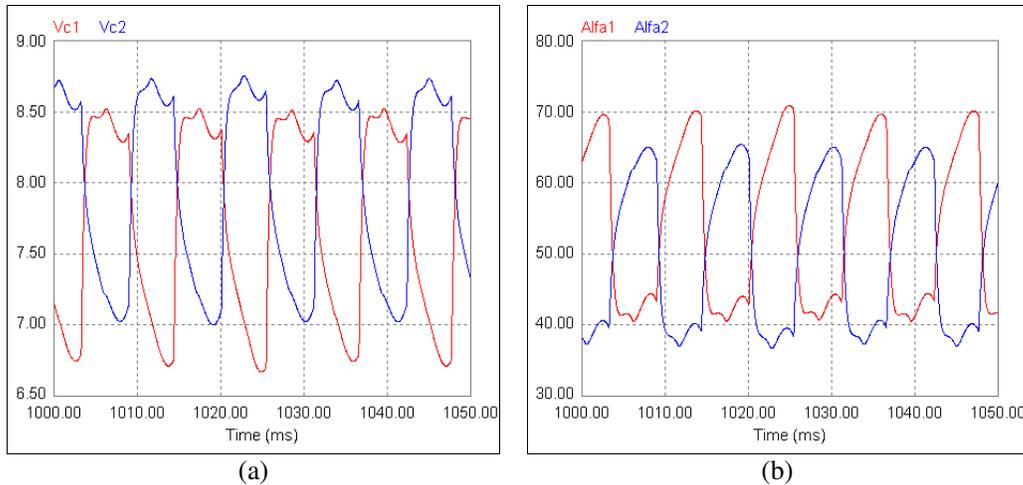
**Fig. 4.38 – Correntes nos tiristores que conduzem o semiciclo positivo das pontes 1 e 2.**

É neste instante que o tiristor que está com o disparo adiantado prevalece em relação ao outro da mesma fase. Pelo fato da corrente cair na outra ponte, para que haja equilíbrio na distribuição da corrente da carga, agora é o compensador da outra ponte que atuará repetindo o mesmo ciclo. É por este motivo que esta alternância ocorre ciclicamente. Na Fig. 4.39 (a) pode ser observada uma ampliação feita a partir da Fig. 4.37 (a) que destaca com um retângulo pontilhado a troca de posição entre as correntes das pontes 1 e 2 no momento da comutação dos tiristores envolvidos. Pode-se observar que o resultado experimental apresentado na Fig. 4.39 (b) tem grande semelhança com a simulação, exceto os picos que ocorrem devido a recuperação dos tiristores.



**Fig. 4.39 – (a) Ampliação da Fig. 4.37 e (b) Ampliação da Fig. 4.37 (b).**

Na Fig. 4.40 (a) estão apresentados os sinais de controle gerados pelos compensadores a partir de simulação. Nota-se que os sinais alternam entre si, como ocorre com as correntes. Pode-se observar também que as amplitudes são diferentes, justificando o ajuste da corrente média.

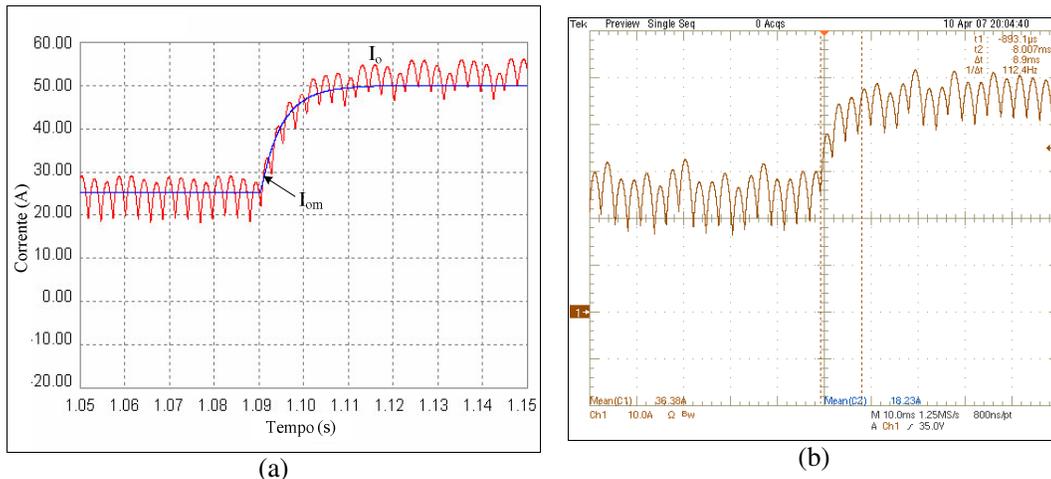


**Fig. 4.40 – (a) Tensões de controle geradas a partir de simulação pelos compensadores das pontes 1 e 2. (b) Sinais que representam os ângulos de disparo das pontes 1 e 2 gerados a partir de simulação.**

Os sinais de controle devem ser convertidos em pulsos de disparo, portanto deve-se obedecer ao ângulo correto em relação às tensões de rede para que os disparos ocorram. Na Fig. 4.40 (b) pode-se observar os sinais de controle convertidos em ângulos de disparo em graus para as pontes 1 e 2.

Mesmo não obtendo correntes no barramento de saída adequadas, observou-se que seus valores médios se mostraram equilibrados. Através do resultado experimental da Fig. 4.37 (b), pode-se observar que a corrente média na ponte 1 ( $I_1$ ) estava em 24,97A e na ponte 2 ( $I_2$ ) ficou em 25,16A, um desequilíbrio praticamente desprezível.

A corrente de carga também manteve seu valor nominal, porém algumas ondulações ocorreram como pode ser observado na Fig. 4.41 (b). Tal figura foi adquirida a partir de experimentação prática, onde um degrau positivo de 50% foi aplicado, levando a corrente de carga de aproximadamente 25A para 50A. Nota-se que se obteve uma resposta dinâmica compatível com as anteriores (seção 4.10.2), mesmo com as alternâncias das correntes entre as pontes 1 e 2.



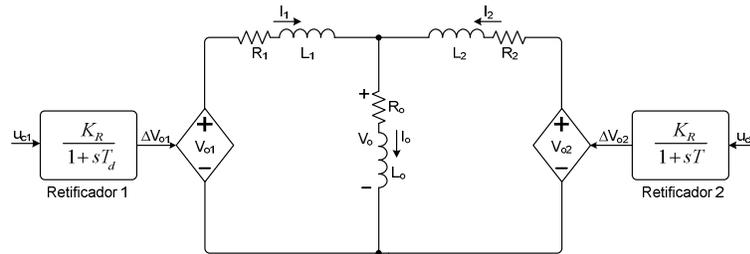
**Fig. 4.41 – Correntes de carga mediante um degrau positivo de 50%, indo de aproximadamente 25A para 50A. (a) Simulado. (b) Experimental.**

A simulação representa bem o ocorrido na prática, tanto pela resposta do modelo matemático, quanto do circuito de simulação. Ambas as formas de onda podem ser observadas na Fig. 4.41 (a).

#### 4.11.3 REAJUSTE DOS PARÂMETROS DOS COMPENSADORES A PARTIR DO MODELO MATEMÁTICO DAS PONTES EM PARALELO

Nas seções anteriores onde se tratava do sistema operando em paralelo e em malha fechada, utilizaram-se os parâmetros do compensador apresentado no capítulo 3. Isto foi feito, pois primeiramente considerou-se o sistema ideal. Desta maneira, observou-se que se necessitava somente fazer o ajuste da referência e do ganho do sensor de corrente para operar o sistema em paralelo a partir de ajustes dos compensadores feitos para retificadores únicos. Como sistemas ideais não existem, então foram inseridos os elementos parasitas. Devido à robustez apresentada pelo sistema, o mesmo também respondeu muito bem às não idealidades existentes no sistema, e até mesmo à defasagem existente entre os disparos dos tiristores descoberta com a utilização do protótipo experimental. Porém, quando as indutâncias de acoplamento foram inseridas para se conter os picos de corrente, as características da planta mudaram de tal forma que a combinação dos parâmetros dos compensadores com tais mudanças resultou no mau funcionamento da estrutura. É por este motivo que será feito um novo ajuste dos compensadores.

A partir do circuito elétrico equivalente apresentado na Fig. 4.42, será feita a dedução das expressões que levarão ao modelo matemático.



**Fig. 4.42 – Circuito elétrico equivalente dos retificadores em paralelo após inseridas as indutâncias de acoplamento.**

Como tal circuito é idêntico ao da Fig. 4.11 (seção 4.7), somente serão alteradas as variáveis que representam as indutâncias e resistências de acoplamento e parasitas. Desta maneira, a expressão (4.13) representa a corrente na ponte 1 ( $I_1$ ), e a expressão (4.14) representa a corrente na ponte 2 ( $I_2$ ).

$$I_1 = \left[ \frac{(L_2 + L_o) \cdot s + R_2 + R_o}{[(L_2 \cdot L_o) + (L_2 \cdot L_1) + (L_1 \cdot L_o)] \cdot s^2 + \left[ \begin{array}{l} (R_2 \cdot L_1) + (R_2 \cdot L_o) + (R_1 \cdot L_o) + \\ + (L_2 \cdot R_o) + (L_2 \cdot R_1) + (L_1 \cdot R_o) \end{array} \right] \cdot s + \left[ \begin{array}{l} (R_2 \cdot R_1) + (R_2 \cdot R_o) + (R_1 \cdot R_o) \end{array} \right]} \cdot V_{o1} \right] \quad (4.13)$$

$$I_2 = \left[ \frac{s \cdot L_o + R_o}{[(L_2 \cdot L_o) + (L_2 \cdot L_1) + (L_1 \cdot L_o)] \cdot s^2 + \left[ \begin{array}{l} (R_2 \cdot L_1) + (R_2 \cdot L_o) + (R_1 \cdot L_o) + \\ + (L_2 \cdot R_o) + (L_2 \cdot R_1) + (L_1 \cdot R_o) \end{array} \right] \cdot s + \left[ \begin{array}{l} (R_2 \cdot R_1) + (R_2 \cdot R_o) + (R_1 \cdot R_o) \end{array} \right]} \cdot V_{o2} \right]$$

$$I_2 = \left[ \frac{(L_1 + L_o) \cdot s + R_1 + R_o}{[(L_2 \cdot L_o) + (L_2 \cdot L_1) + (L_1 \cdot L_o)] \cdot s^2 + \left[ \begin{array}{l} (R_2 \cdot L_1) + (R_2 \cdot L_o) + (R_1 \cdot L_o) + \\ + (L_2 \cdot R_o) + (L_2 \cdot R_1) + (L_1 \cdot R_o) \end{array} \right] \cdot s + [(R_2 \cdot R_1) + (R_2 \cdot R_o) + (R_1 \cdot R_o)]} \cdot V_{o2} - \frac{s \cdot L_o + R_o}{[(L_2 \cdot L_o) + (L_2 \cdot L_1) + (L_1 \cdot L_o)] \cdot s^2 + \left[ \begin{array}{l} (R_2 \cdot L_1) + (R_2 \cdot L_o) + (R_1 \cdot L_o) + \\ + (L_2 \cdot R_o) + (L_2 \cdot R_1) + (L_1 \cdot R_o) \end{array} \right] \cdot s + [(R_2 \cdot R_1) + (R_2 \cdot R_o) + (R_1 \cdot R_o)]} \cdot V_{o1} \right] \quad (4.14)$$

Para facilitar a representação das funções de transferência, optou-se nomear os conjuntos de variáveis que estão associados aos pólos nos denominadores das expressões (4.13) e (4.14). Obedecendo a uma seqüência de maior para menor ordem, desta maneira  $B_2$ ,  $B_1$  e  $B_0$  serão as equações (4.15), (4.16) e (4.17).

$$B_2 = [(L_2 \cdot L_o) + (L_2 \cdot L_1) + (L_1 \cdot L_o)] \cdot s^2 \quad (4.15)$$

$$B_1 = [(R_2 \cdot L_1) + (R_2 \cdot L_o) + (R_1 \cdot L_o) + (L_2 \cdot R_o) + (L_2 \cdot R_1) + (L_1 \cdot R_o)] \cdot s \quad (4.16)$$

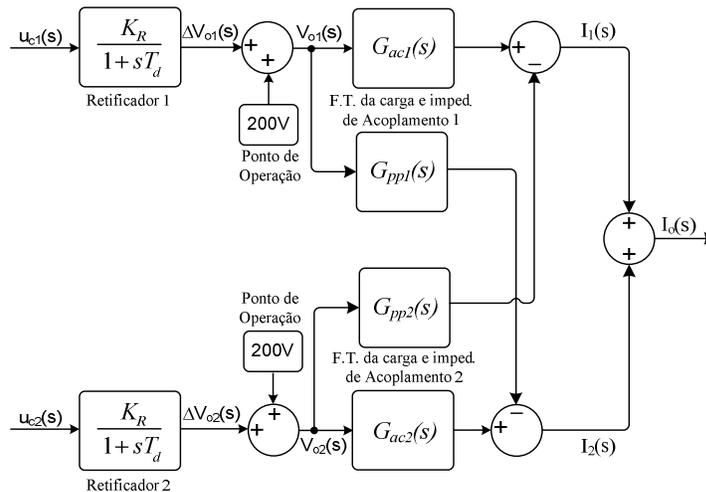
$$B_0 = (R_2 \cdot R_1) + (R_2 \cdot R_o) + (R_1 \cdot R_o) \quad (4.17)$$

Com tais simplificações as expressões de  $I_1$  e  $I_2$  ficaram de acordo com (4.18) e (4.19).

$$I_1 = \underbrace{\left( \frac{(L_2 + L_o) \cdot s + R_2 + R_o}{B_2 + B_1 + B_0} \right)}_{G_{ac1}(s)} \cdot V_{o1} - \underbrace{\left( \frac{s \cdot L_o + R_o}{B_2 + B_1 + B_0} \right)}_{G_{pp2}(s)} \cdot V_{o2} \quad (4.18)$$

$$I_2 = \underbrace{\left( \frac{(L_l + L_o) \cdot s + R_l + R_o}{B_2 + B_l + B_o} \right)}_{G_{ac2}(s)} \cdot V_{o2} - \underbrace{\left( \frac{s \cdot L_o + R_o}{B_2 + B_l + B_o} \right)}_{G_{pp1}(s)} \cdot V_{o1} \quad (4.19)$$

De posse do modelo matemático, o qual pode ser observado na Fig. 4.43, será feito o novo ajuste do compensador.

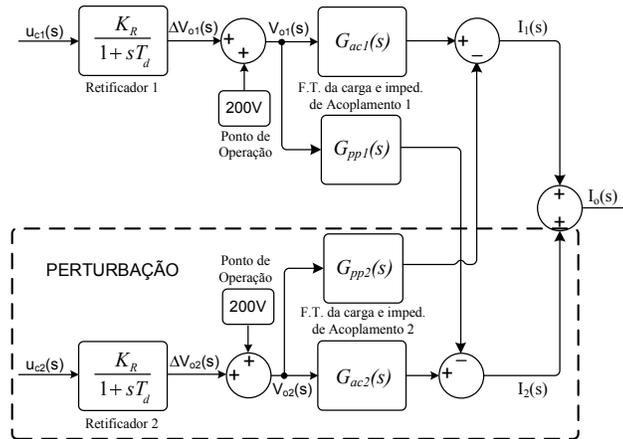


**Fig. 4.43 – Modelo matemático de duas pontes conectadas em paralelo considerando-se indutores de acoplamento entre seus barramentos positivos de saída.**

Antes, é de suma importância mencionar que este é um sistema multivariável, ou seja, MIMO (várias entradas e várias saídas). Para estes sistemas, vários conceitos utilizados na teoria clássica de controle para análise e projeto de controladores usados em sistemas SISO (uma entrada e uma saída) não podem ser aplicados de forma direta [11]. Porém, as técnicas de controle para sistemas multivariáveis não são dominadas, fazendo-se necessário o uso das técnicas de controle clássico.

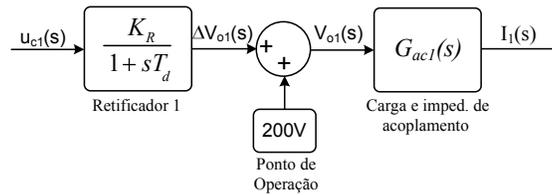
Pelo fato dos retificadores estarem interligados, a ação de controle sobre um influencia no outro e vice-versa. Então para que se realize o ajuste utilizando o modelo da Fig. 4.43, será considerado que a influência de um retificador ao outro seja uma perturbação. Com a intenção de proporcionar o seguimento de referência, será eliminada a fonte de perturbação, ou seja, o ajuste será feito utilizando-se somente um sistema como no

capítulo 3, porém a função de transferência utilizada contempla as modificações feitas na planta. O retângulo pontilhado da Fig. 4.44 representa a perturbação.



**Fig. 4.44 – Esboço da perturbação (área pontilhada) vista pelo conjunto retificador superior.**

Depois de retirados os blocos que não serão levados em consideração, o modelo em malha aberta ficou como apresentado na Fig. 4.45.



**Fig. 4.45 – Modelo matemático da planta em MA desconsiderando as perturbações.**

A função de transferência que representa o ganho estático da ponte e o atraso gerado pelo circuito de disparo é a função (4.20).

$$R_{et} = \frac{79,9}{0,001389 \cdot s + 1} \quad (4.20)$$

A Tabela 4.9 apresenta os valores de todos aos parâmetros incluídos no modelo matemático.

Parâmetros	Valores
Resistência de carga – $R_o$	4Ω
Indutância de carga – $L_o$	10mH
Resistências parasitas – $R_{p1} = R_{p2}$	5,3mΩ
Indutâncias parasitas – $L_{p1} = L_{p2}$	3μH
Resistências de acoplamento – $R_{ac1} = R_{ac2}$	2,1mΩ
Indutâncias de acoplamento – $L_{ac1} = L_{ac2}$	150μH
$R_1 = R_2 = (R_{p1} = R_{p2}) + (R_{ac1} = R_{ac2})$	7,4mΩ
$L_1 = L_2 = (L_{p1} = L_{p2}) + (L_{ac1} = L_{ac2})$	153μH
Tensões de controle – $u_{c1}$ e $u_{c2}$	6,702 (M.F.) 8.086 (M.A.)
Ganho do sensor de corrente – $H_{i1}$	0,268
Ganho linearizado do retificador – $K_R$	79,9 (M.F.) 62,75 (M.A.)

**Tabela 4.9 – Parâmetros do sistema considerando as indutâncias de acoplamento.**

Após substituir os valores apresentados na Tabela 4.9, no termo  $G_{ac1}(s)$  da expressão (4.18), obtém-se a função (4.21), que representa a carga e a impedância de acoplamento.

$$G_{ac1}(s) = \frac{0,010153 \cdot s + 4,0074}{3,08 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 0,001374 \cdot s + 0,0592} \quad (4.21)$$

O produto da função (4.20) pela função (4.21) passa a representar a planta do sistema através da função (4.22).

$$G_{act} = \frac{0,8112 \cdot s + 320,2}{4,278 \cdot 10^{-9} \cdot s^3 + 4,988 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 0,001456 \cdot s + 0,0592} \quad (4.22)$$

Utilizando-se a ferramenta *SISO* do *software MATLAB*, adicionou-se (4.22) juntamente com o valor de referência e o ganho do sensor de corrente para fazer o ajuste do compensador. Manteve-se a mesma estrutura de compensador, ou seja, PI com filtro

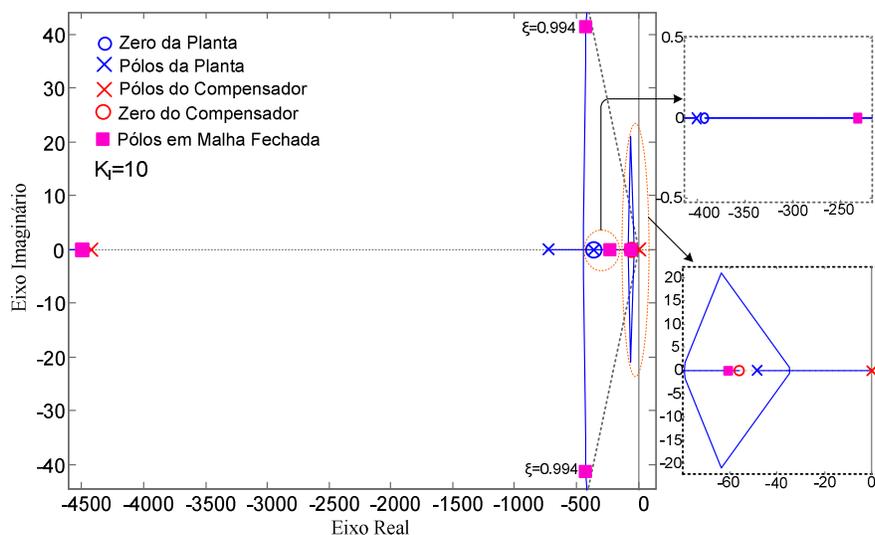
como pode ser visto na expressão (4.23). Após o ajuste, o compensador ficou com os parâmetros apresentados na Tabela 4.10.

$$C_{ac1}(s) = 10 \cdot \frac{(s+56)}{s \cdot (s+4460)} \quad (4.23)$$

	Posição no Plano Complexo	Frequência (Hz)
Pólo Integrador	0	0
Pólo de filtragem	-4460	710
Zero	-56	8,91

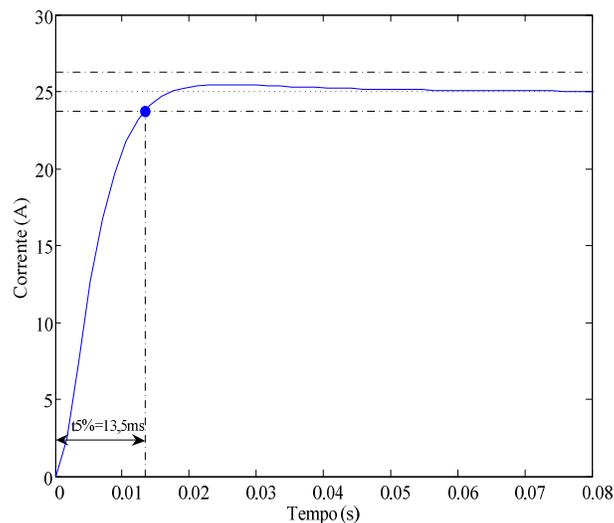
**Tabela 4.10 – Parâmetros do compensador considerando o reajuste para o sistema em paralelo com as indutâncias de acoplamento.**

O lugar das raízes e a resposta ao degrau do sistema estão apresentados na Fig. 4.46 e Fig. 4.47 respectivamente.



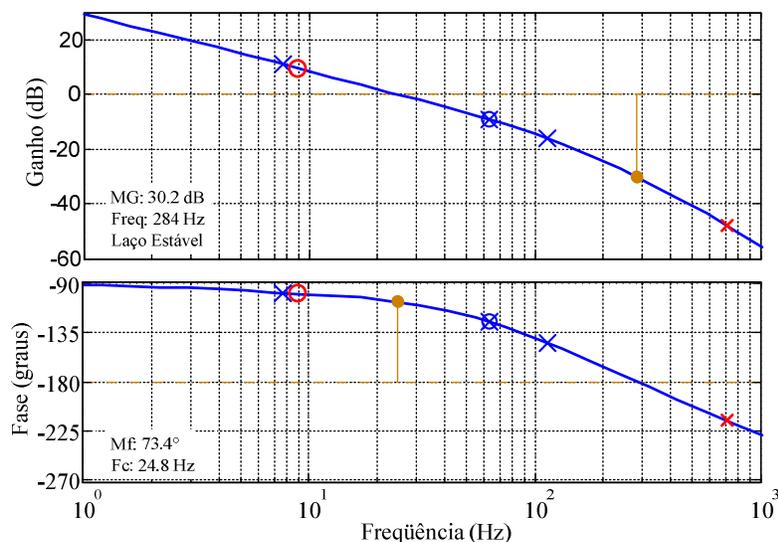
**Fig. 4.46 – Lugar das raízes do sistema em paralelo com indutâncias de acoplamento.**

Pode-se observar pelo lugar das raízes que os pólos de malha fechada estão no semiplano esquerdo, o que garante a estabilidade do sistema. O amortecimento ( $\xi$ ) ficou em 0,994 propiciando uma resposta transitória com pouca oscilação.



**Fig. 4.47 – Resposta ao degrau do sistema em paralelo com indutâncias de acoplamento.**

O tempo de acomodação apresentou uma resposta de 13,5ms levando-se em consideração o critério de  $t_{r5\%}$ .

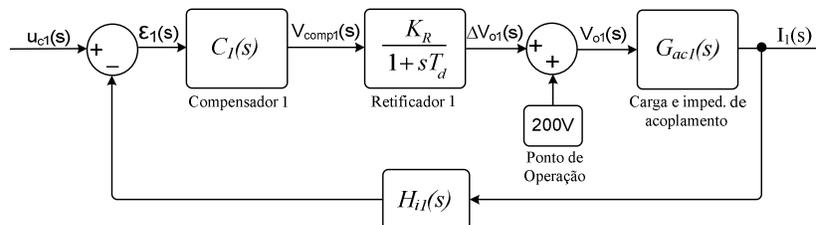


**Fig. 4.48 – Diagrama de Bode de ganho e fase considerando o reajuste para o sistema em paralelo com as indutâncias de acoplamento.**

A partir do diagrama de Bode de ganho e fase apresentado na Fig. 4.48 pode-se observar que a resposta de ganho da FTLA se comporta como um integrador até a frequência de cruzamento com inclinação de 20 dB/dec, como desejado. A margem de fase

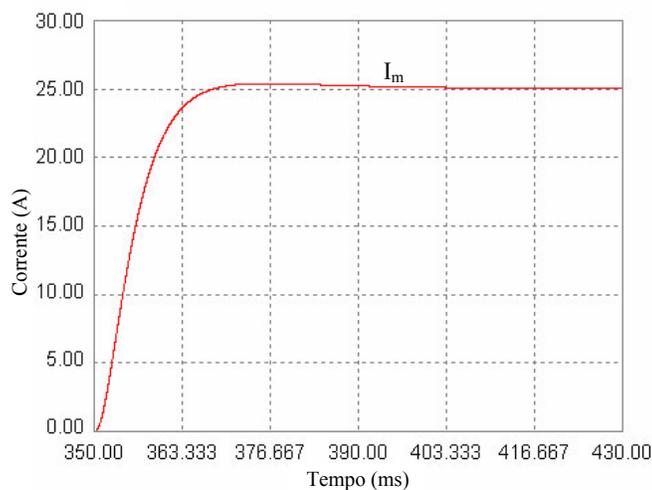
(Mf) é de  $73,4^\circ$ , o que significa boa margem de estabilidade. A frequência de cruzamento ficou em 24,8Hz, mais que uma década abaixo da frequência de ondulação do retificador.

Depois de feito o ajuste do compensador através do *MATLAB*, os parâmetros foram substituídos no modelo que está apresentado na Fig. 4.49.



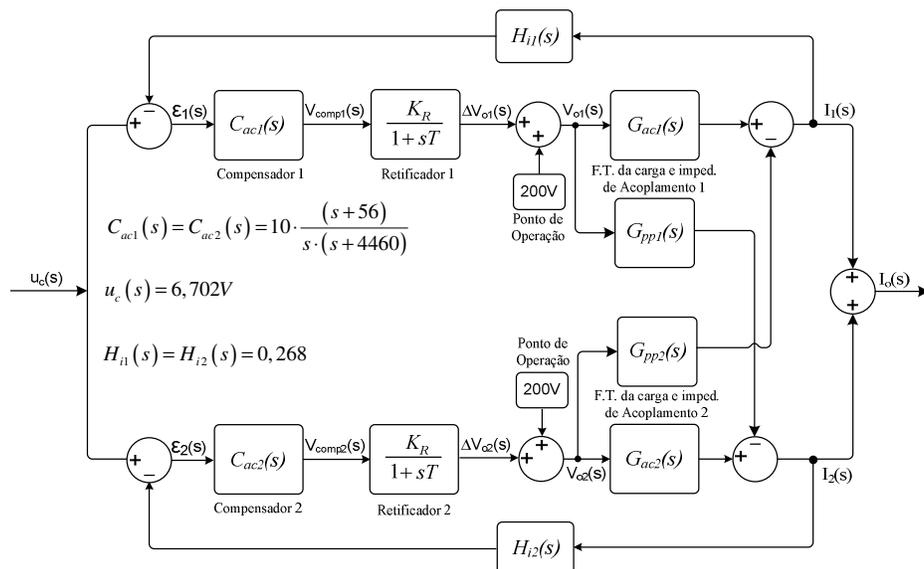
**Fig. 4.49 – Modelo matemático da planta em MF desconsiderando as perturbações.**

Utilizando-se o *software PSIM*, simulou-se um degrau positivo de 100% no sinal de referência através do modelo matemático da planta, obtendo-se uma resposta da corrente de saída praticamente idêntica à do *MATLAB*, a qual pode ser observada na Fig. 4.50.



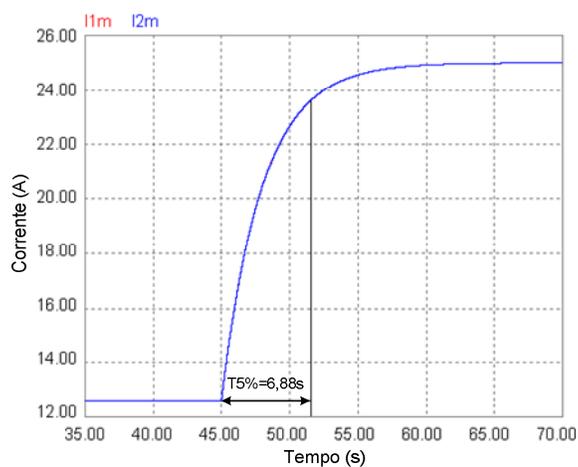
**Fig. 4.50 – Resposta a um degrau positivo de 100% no sinal de referência do modelo matemático.**

A partir deste ajuste do compensador feito utilizando o modelo sem perturbações, simulou-se com o modelo completo apresentado na Fig. 4.51, inserindo no mesmo os parâmetros do compensador encontrado.



**Fig. 4.51 – Modelo matemático completo do sistema operando em paralelo.**

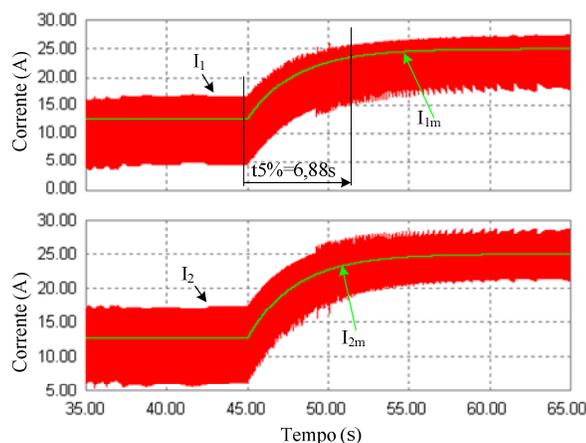
Como resposta a um degrau positivo de 100% na referência do modelo matemático obteve-se a forma de onda da Fig. 4.52.



**Fig. 4.52 – Resposta a um degrau positivo de 50% no sinal de referência do modelo matemático do sistema em paralelo.**

Observou-se que a resposta dinâmica do sistema ficou muito mais lenta, ou seja, com um tempo de acomodação de aproximadamente 6,88s. Para verificar se a resposta do circuito de simulação também ficou lenta, efetuou-se a simulação, onde sua resposta

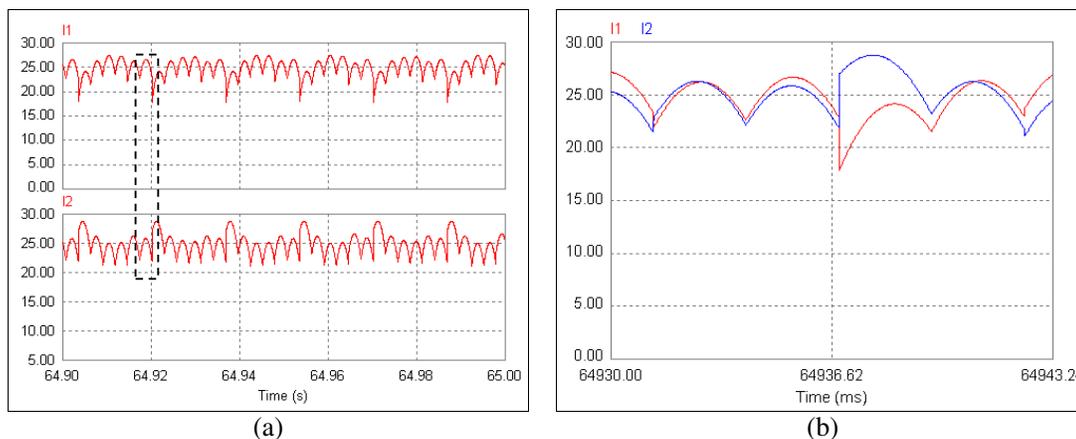
confirma o resultado do modelo matemático. As formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 ( $I_1$ ,  $I_2$ ) adquiridas a partir do circuito simulado juntamente com o modelo matemático podem ser observadas na Fig. 4.53.



**Fig. 4.53 – Formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 ( $I_1$ ,  $I_2$ ) a partir do modelo matemático e do circuito de simulação.**

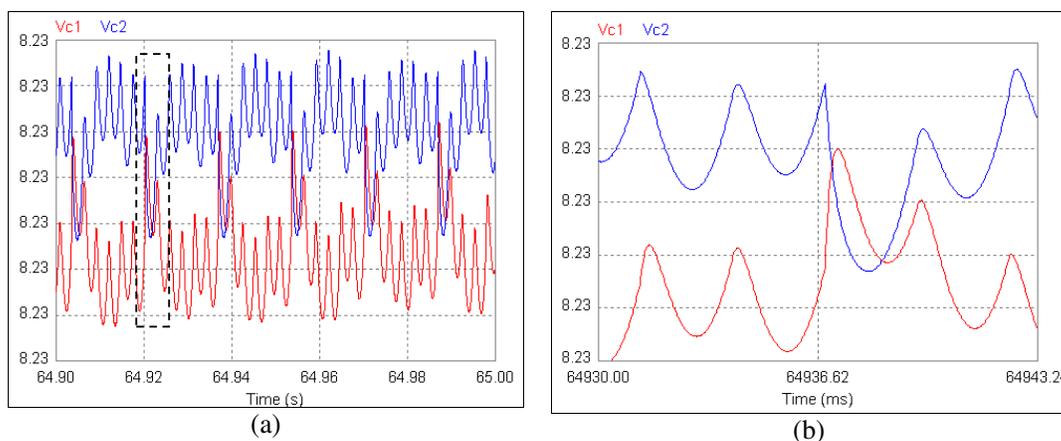
Observa-se que as dinâmicas entre o modelo e o circuito de simulação são idênticas. Os valores médios das correntes também ficaram muito próximos, onde após o degrau os resultados do circuito são:  $I_1=24.89\text{A}$  e  $I_2=24.95\text{A}$ . Já no modelo,  $I_1=I_2=24.98\text{A}$ .

Um detalhe das correntes pode ser observado na Fig. 4.54 (a) e uma ampliação no instante que há comutação está apresentada na Fig. 4.54 (b).



**Fig. 4.54 – (a) Detalhe nas formas de onda das correntes  $I_1$  e  $I_2$ . (b) Ampliação da área pontilhada na figura ao lado.**

Nota-se que se comparadas com o ajuste anterior, as correntes  $I_1$  e  $I_2$  estão apresentando formas coerentes e não estão mais alternando entre si como no caso anterior. Elas até se alternam, porém, agora isto ocorre bem menos e sem fazer com que uma ponte assuma praticamente toda corrente de carga por certo período de tempo. O sinal de controle considerando o ajuste para o modelo em paralelo está apresentado na Fig. 4.55 (a). Uma ampliação dos sinais de controle no instante que ocorre a comutação e uma corrente troca de posição com a outra pode ser vista na Fig. 4.55 (b).

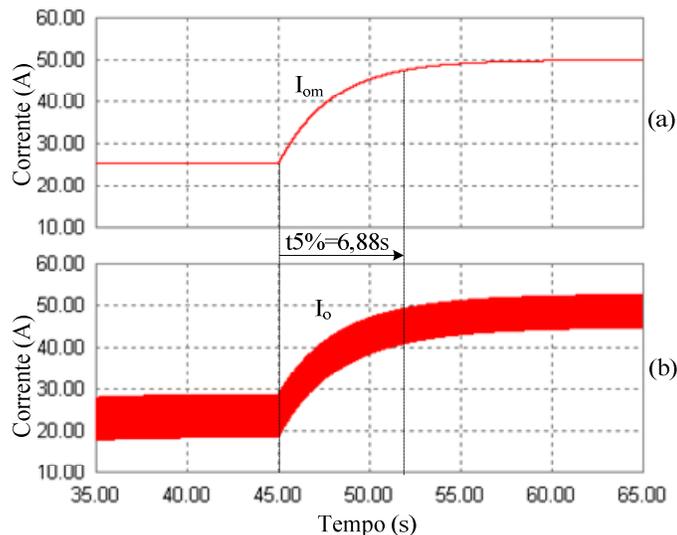


**Fig. 4.55 – (a) Sinal de controle. (b) Ampliação da área pontilhada da figura ao lado.**

Agora se pode comparar a diferença do sinal de controle quando o ajuste do compensador proporciona resposta dinâmica lenta. Neste caso somente há inversão de posição do sinal de controle quando se vence a dinâmica imposta pelo sistema, ou seja, pelas impedâncias de acoplamento somadas aos elementos parasitas, carga e outros.

A corrente na carga ( $I_o$ ) se comportou dinamicamente como as correntes  $I_1$  e  $I_2$ . Seu valor médio após o degrau ficou em 49,81. A forma de onda da corrente média na carga está apresentada na Fig. 4.56 (a) pela simulação do circuito e na Fig. 4.56 (b) através do modelo matemático.

Pelo fato da resposta do sistema ter ficado muito lenta com o ajuste realizado nesta seção, serão testados outros ajustes utilizando simulação numérica para tentar obter respostas dinâmicas melhores.

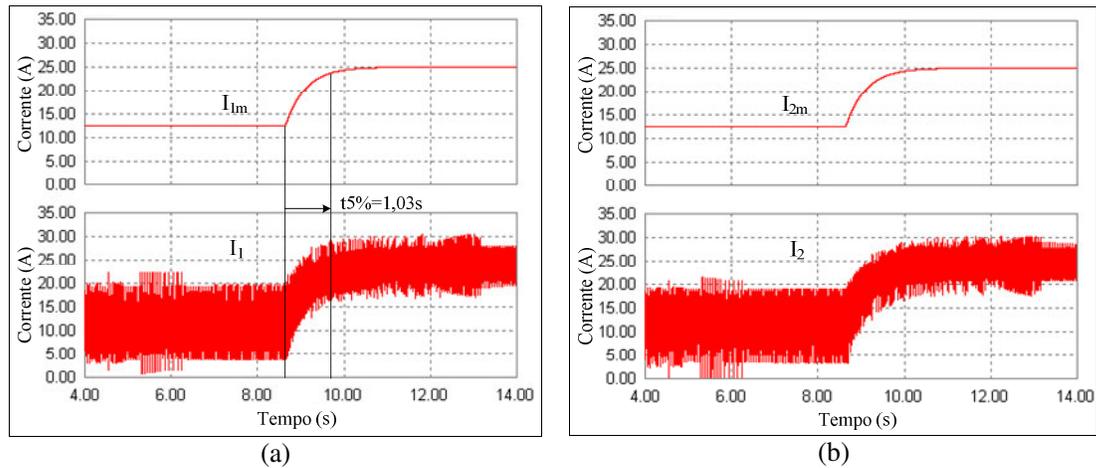


**Fig. 4.56 – (a) Corrente na carga a partir do modelo matemático e (b) Corrente na carga a partir do circuito de simulação.**

#### 4.11.4 AJUSTE DOS PARÂMETROS DOS COMPENSADORES A PARTIR DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Com a finalidade de se conseguir melhores respostas dinâmicas para o sistema, resolveu-se utilizar como ferramenta a simulação numérica. O *software PSIM* foi escolhido para tal, pois oferece rapidez nas simulações e confiabilidade nos resultados como já foi demonstrado anteriormente.

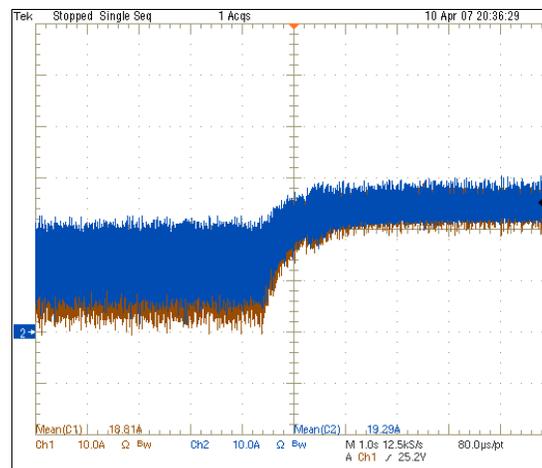
Após vários testes com variações de parâmetros dos compensadores, tomando como base o ajuste do retificador simples e o ajuste através do modelo anterior, chegou-se em uma combinação paramétrica satisfatória. De acordo com a Fig. 4.57 (a), que apresenta as formas de onda da corrente da ponte 1 através do modelo matemático ( $I_{1m}$ ) e circuito de simulação ( $I_1$ ), o tempo de resposta a um degrau positivo de 50% na referência de corrente ficou em aproximadamente 1,03s. Já na Fig. 4.57 (b) onde estão apresentadas as formas de onda referentes à corrente na ponte 2, tanto do modelo matemático ( $I_{2m}$ ), quanto do circuito de simulação ( $I_2$ ), observa-se que a dinâmica é a mesma da ponte 1. As correntes médias de ambas as pontes estão equilibradas e com seus valores nominais, em torno de 12,6A antes do degrau, e 24,9A após o degrau. Manteve-se a mesma estrutura do compensador, a qual pode ser vista com os novos parâmetros na expressão (4.24).



**Fig. 4.57 – Formas de onda obtidas através de simulação das correntes nos barramentos positivos do modelo matemático ( $I_{1m}$ ,  $I_{2m}$ ) e circuito de simulação ( $I_1$ ,  $I_2$ ). (a) Ponte 1 e (b) ponte 2.**

$$C_{ac2}(s) = 10 \cdot \frac{(s + 185)}{s \cdot (s + 2270)} \quad (4.24)$$

O resultado experimental das formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 está apresentado na Fig. 4.58.

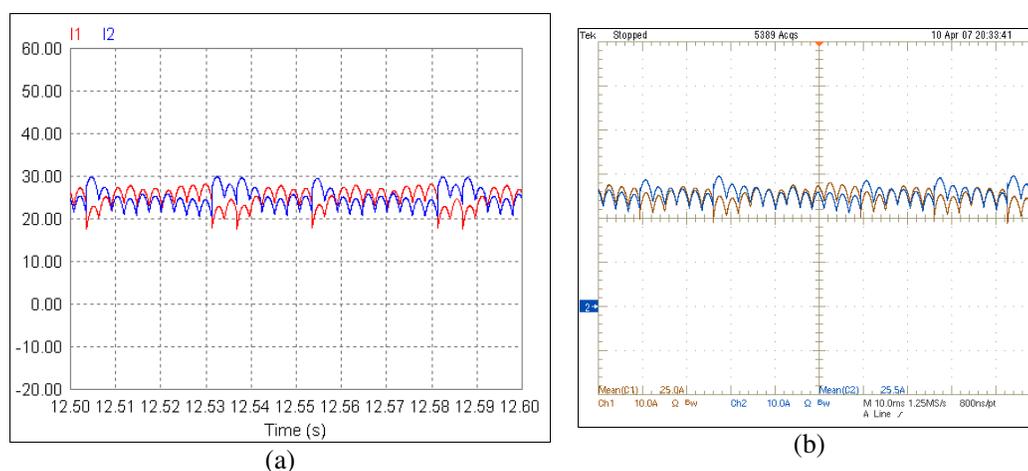


**Fig. 4.58 – Formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 a partir de ensaio experimental.**

Pode-se observar que as correntes experimentais ficaram muito parecidas com as correntes simuladas, não apresentando picos elevados e mantendo o sistema em equilíbrio

com as correntes médias próximas às nominais. Observou-se que o valor de corrente média na ponte 2 ( $I_2=19,29A$ ) apresentou um valor com desvio de aproximadamente 2,8%, porém este valor ainda está dentro do limite permitido de 5%. Lembrando que esta média contempla o intervalo em que as correntes estão a 50% do valor nominal até chegarem a 100% do valor nominal.

Um detalhe das correntes  $I_1$  e  $I_2$  está apresentado na Fig. 4.59 (a) a partir de simulação, e na Fig. 4.59 (b) através de experimentação prática.



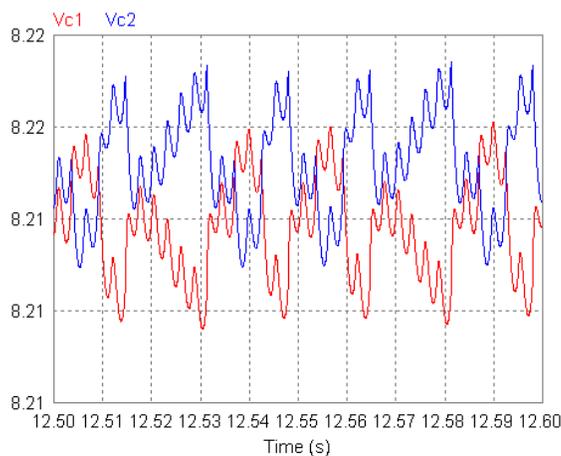
**Fig. 4.59 – Detalhe das formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 ( $I_1$  e  $I_2$ ). (a) Simulado e (b) Experimental.**

Observa-se que as correntes estão se mantendo mais próximas do seu valor médio e quase não se alternam. Neste caso (como na seção 4.11.3), no intervalo em que as correntes se alternam não ocorre mais condução somente de uma das pontes. As correntes são divididas para que se mantenha o equilíbrio.

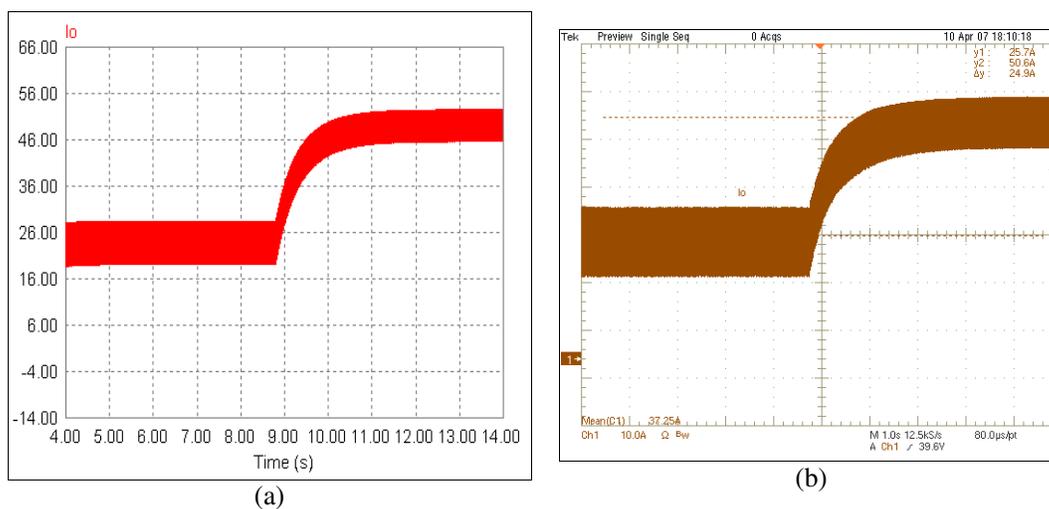
As tensões de controle estão apresentadas na Fig. 4.60. Observa-se que ocorrem poucos cruzamentos entre os sinais, porém os mesmos ocorrem para se garantir o equilíbrio entre as correntes das pontes retificadoras.

Na carga, que pode ser observada na Fig. 4.61 (a) e Fig. 4.61 (b) através de simulação e experimentação respectivamente, a corrente se comporta com a mesma resposta dinâmica apresentada na Fig. 4.57 (a) na corrente  $I_1$ . Os valores médios estão dentro do especificado, ou seja, 25,3A antes do degrau e 49,9A após, através da simulação.

No resultado experimental observa-se a corrente média antes e após o degrau de 25,7A e 50,6A respectivamente.



**Fig. 4.60 – Tensões de controle fornecidas pelos compensadores ao circuito de disparo.**



**Fig. 4.61 – Formas de onda da corrente na carga. (a) Simulado e (b) Experimental.**

Na seguinte seção será apresentado o estudo com as indutâncias na entrada, a fim de verificar quais serão os resultados.

## 4.12 PARALELISMO DAS PONTES UTILIZANDO INDUTORES NA ENTRADA

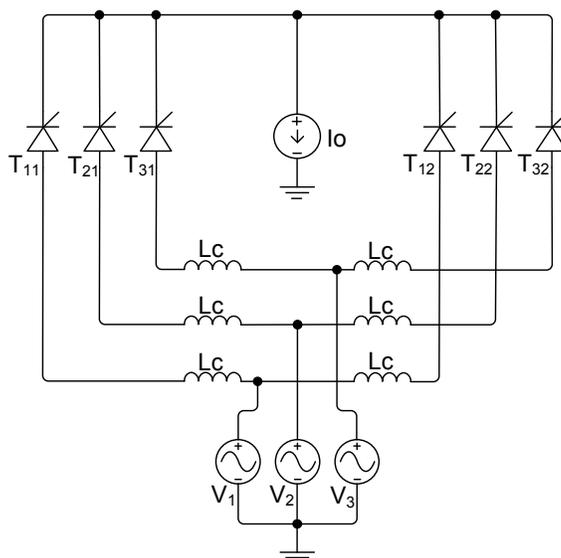
Sabendo-se que indutâncias na entrada de uma ponte retificadora influenciam na comutação dos tiristores, primeiramente será feita uma análise da comutação do sistema em paralelo considerando a inclusão das indutâncias na estrada.

### 4.12.1 COMUTAÇÃO NOS RETIFICADORES EM PARALELO COM INDUTÂNCIA NA ENTRADA

A partir de resultados de simulação utilizando-se indutores na entrada para conter os picos de corrente, observaram-se derivadas de corrente muito severas nos instantes das comutações. Estas derivadas foram consideradas de certa forma fenômenos estranhos, ou seja, fenômenos não observados anteriormente em situações típicas. Para entender melhor tal fato, fora feita uma análise do fenômeno da comutação dos tiristores com os retificadores conectados em paralelo. Para a análise foram feitas as seguintes considerações:

- Ao invés de usar o retificador em ponte completa será usado o retificador de ponto médio para a análise, pois o fenômeno da comutação ocorre tanto nos tiristores que conduzem no semiciclo positivo como nos que conduzem no semiciclo negativo, propiciando assim uma análise mais simples;
- Uma pequena defasagem entre os ângulos de disparo dos retificadores será considerada, sendo que o primeiro retificador estará com seus disparos adiantados em relação ao segundo;
- A carga que tem característica indutiva será substituída por uma fonte de corrente;
- As componentes resistivas das impedâncias da fonte serão ignoradas;
- Os tiristores serão considerados ideais.

Os dois retificadores em meia ponte conectados em paralelo podem ser observados na Fig. 4.62. Os tiristores  $T_{11}$ ,  $T_{21}$  e  $T_{31}$  pertencem ao primeiro retificador, da mesma maneira que os tiristores  $T_{21}$ ,  $T_{22}$  e  $T_{23}$  são os tiristores do segundo retificador. As indutâncias  $L_c$  que estão em série com fontes de alimentação podem ser inseridas no sistema propositalmente ou podem-se aproveitar as indutâncias das próprias fontes.



**Fig. 4.62 - Retificadores trifásicos de ponto médio associados em paralelo.**

Porém, neste caso a fonte deve ser um transformador com dois secundários ou até mesmo dois transformadores que devem estar com tais indutâncias devidamente dimensionadas. As indutâncias inseridas de forma estratégica entre cada retificador e sua fonte são necessárias, pois quando se têm retificadores operando em paralelo e há defasagem entre os ângulos de disparo por qualquer que seja o motivo, os indutores limitarão as derivadas de corrente que ocorrerão entre os retificadores, evitando o mau funcionamento ou até mesmo uma provável falha do sistema.

#### 4.12.2 DESCRIÇÃO DA COMUTAÇÃO

As etapas descritas a seguir referir-se-ão exatamente sobre a comutação dos tiristores  $T_{11}$  e  $T_{12}$  para os tiristores  $T_{21}$  e  $T_{22}$ . Pelo fato das demais comutações serem idênticas, as etapas apresentadas serão restritas somente a esta comutação. Os ângulos de disparo do primeiro e do segundo retificador serão chamados de  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  respectivamente. O ângulo de comutação, ou seja, o ângulo de condução simultânea entre dois ou mais tiristores do mesmo retificador será o  $\mu$ .

### a) 1ª Etapa ( $\alpha_1 + \mu$ , $\pi + \alpha_1$ )

Nesta etapa os tiristores  $T_{11}$  e  $T_{12}$  estão conduzindo a corrente de carga juntos. O estado topológico desta etapa está representado na Fig. 4.63 (a) e o circuito elétrico equivalente pode ser observado na Fig. 4.63 (b).

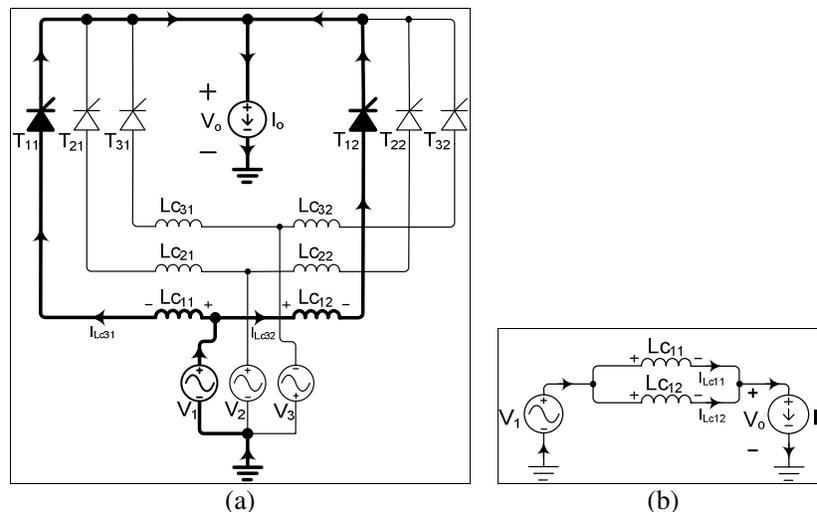


Fig. 4.63 – (a) Estado topológico da 1ª etapa. (b) Circuito elétrico equivalente desta etapa.

Nesta etapa:

- $I_{T11}(\omega t) + I_{T12}(\omega t) = I_o$
- $I_{T21, T31, T22, T32}(\omega t) = 0$
- $V_{LC11}(\omega t) = V_{LC12}(\omega t) = 0$

Esta etapa termina quando o tiristor  $T_{21}$  é comandado a conduzir.

### b) 2ª Etapa ( $\pi + \alpha_1$ , $\pi + \alpha_2$ )

Nesta etapa os tiristores  $T_{11}$  e  $T_{12}$  estão conduzindo quando  $T_{21}$  é comandado a conduzir. A presença da indutância  $L_{C11}$  que está em série com  $T_{11}$  impede que a corrente neste tiristor se anule instantaneamente. Isso faz com que  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  e  $T_{21}$  conduzam simultaneamente. Por este motivo as tensões que do retificador um e do retificador dois se igualam e neste caso prevalece a tensão da fonte  $V_1$ , pois a mesma possui uma indutância equivalente menor que a fonte  $V_2$ . Esta situação faz com que a tensão  $V_o$  nesta etapa fique igual a  $V_1$ . A corrente do retificador um nesta etapa começa a aumentar e conseqüentemente a corrente no retificador dois diminui. Isso ocorre, pois  $V_2$  é maior que

$V_1$ , então a corrente no tiristor  $T_{21}$  que pertence ao retificador um está aumentando e a corrente no tiristor  $T_{12}$  que pertence à ponte dois está diminuindo. A Fig. 4.64 (a) ilustra esta etapa e a Fig. 4.64 (b) representa seu circuito elétrico equivalente.

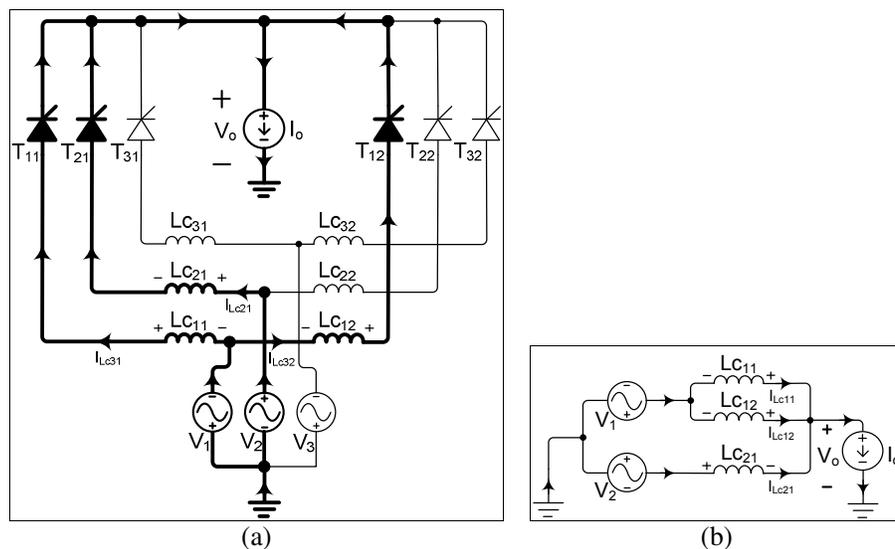


Fig. 4.64 – (a) Estado topológico da 2ª etapa. (b) Circuito elétrico equivalente desta etapa.

Nesta etapa:

- $I_{T11}(\omega t) + I_{T21}(\omega t) + I_{T12}(\omega t) = I_o$
- $I_{T31, T22, T32}(\omega t) = 0$
- $V_{L11} = V_{L12} = L_{C11} \frac{diL_{C11}(\omega t)}{d(\omega t)} = L_{C12} \frac{diL_{C12}(\omega t)}{d(\omega t)}$
- $V_{L21} = L_{C21} \frac{diL_{C21}(\omega t)}{d(\omega t)}$
- $V_2 > V_1$

Esta etapa termina quando o tiristor  $T_{22}$  é comandado a conduzir.

### c) 3ª Etapa ( $\pi + \alpha_2$ , $\pi + \lambda$ )

No instante  $2\pi/3 + \alpha_2$  o tiristor  $T_{22}$  é comandado a conduzir. Desta maneira os tiristores  $T_{11}$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{21}$  e  $T_{22}$  conduzem simultaneamente. A indutância  $L_{C12}$  que está em série com  $T_{12}$  não permite que a corrente neste tiristor se anule instantaneamente, o que justifica então sua permanência em condução. Considerando então o estado topológico

desta etapa, pode-se chegar à conclusão que a tensão  $V_o$  tende a se anular, já que as indutâncias equivalentes entre  $T_{11}$  e  $T_{12}$  são iguais às de  $T_{21}$  e  $T_{22}$ , fazendo as fontes  $V_1$  e  $V_2$  ficarem praticamente curto-circuitadas. A corrente no retificador um que estava aumentando e no retificador dois que estava diminuindo agora ficam constantes. Isso ocorre, pois as indutâncias equivalentes entre as fontes são idênticas, o que permite o equilíbrio das correntes. Esta etapa está representada na Fig. 4.65 (a) e o circuito elétrico equivalente pode ser observado na Fig. 4.65 (b).

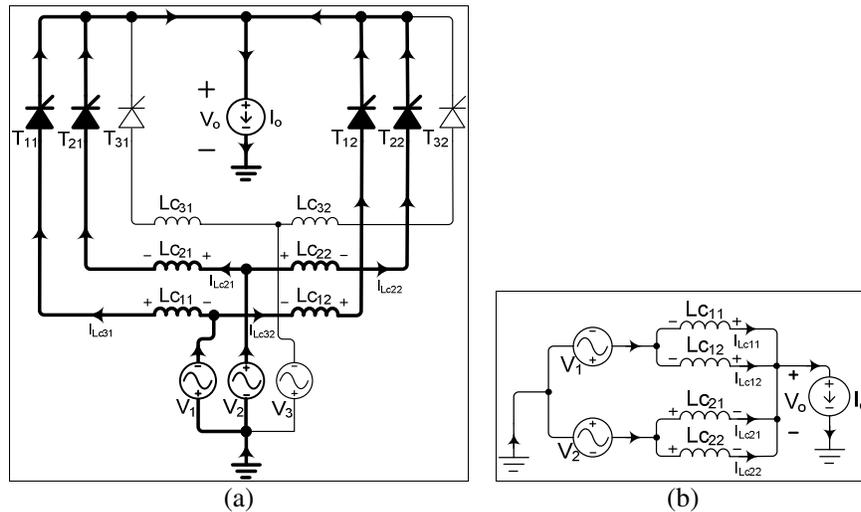


Fig. 4.65 – (a) Estado topológico da 3ª etapa. (b) Circuito elétrico equivalente desta etapa.

Nesta etapa:

- $I_{T11}(\omega t) + I_{T21}(\omega t) + I_{T12}(\omega t) + I_{T22}(\omega t) = I_o$
- $I_{T31, T32}(\omega t) = 0$
- $V_{L11} = V_{L12} = L_{C11} \frac{diL_{C11}(\omega t)}{d(\omega t)} = L_{C12} \frac{diL_{C12}(\omega t)}{d(\omega t)}$
- $V_{L21} = V_{L22} = L_{C21} \frac{diL_{C21}(\omega t)}{d(\omega t)} = L_{C22} \frac{diL_{C22}(\omega t)}{d(\omega t)}$
- $V_2 > V_1$

Esta etapa termina no momento que o tiristor  $T_{12}$  se bloquear.

#### d) 4ª Etapa ( $\pi+\lambda$ , $\pi+\mu$ )

Nesta etapa o tiristor  $T_{12}$  se bloqueia, mas  $T_{11}$ ,  $T_{21}$  e  $T_{22}$  continuam conduzindo. Desta maneira a indutância equivalente da fonte  $V_2$  fica menor que em  $V_1$ , assim as tensões

que alimentam os retificadores um e dois se igualam a  $V_2$ . Com isso a corrente no retificador dois começa a aumentar e no retificador um começa a diminuir. Isso ocorre, pois  $V_2$  é maior que  $V_1$ , com isso a corrente no tiristor  $T_{11}$  vai diminuindo e conseqüentemente diminui também a corrente do retificador um. O estado topológico desta etapa pode ser observado na Fig. 4.66 (a) e o circuito elétrico equivalente está representado na Fig. 4.66 (b).

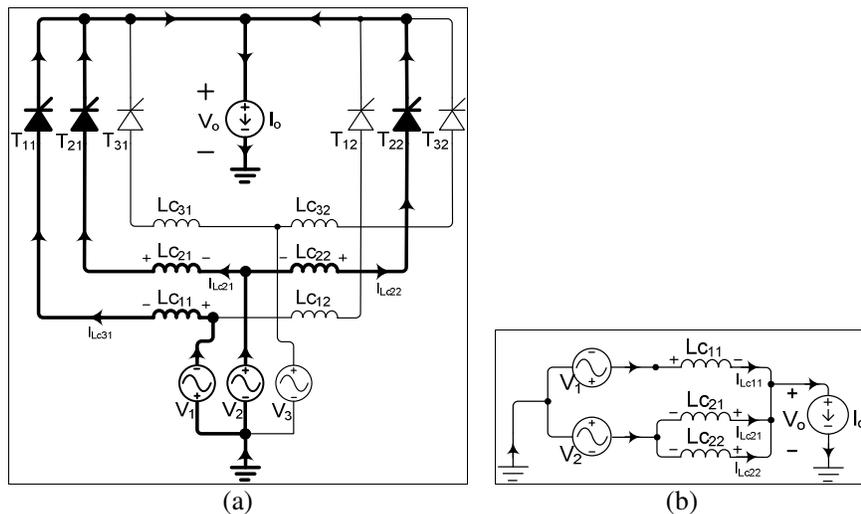


Fig. 4.66 – (a) Estado topológico da 4ª etapa. (b) Circuito elétrico equivalente desta etapa.

Nesta etapa:

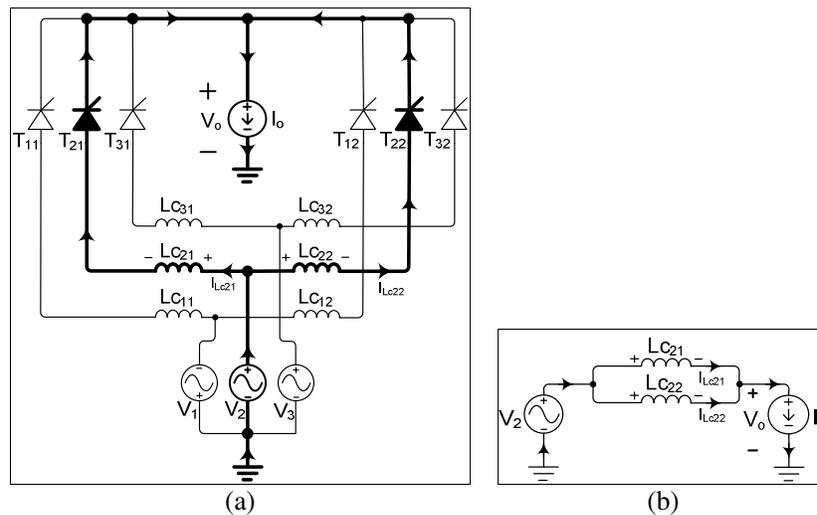
- $I_{T11}(\omega t) + I_{T21}(\omega t) + I_{T22}(\omega t) = I_o$
- $I_{T31, T12, T32}(\omega t) = 0$
- $V_{L11} = L_{C11} \frac{diL_{C11}(\omega t)}{d(\omega t)}$
- $V_{L21} = V_{L22} = L_{C21} \frac{diL_{C21}(\omega t)}{d(\omega t)} = L_{C22} \frac{diL_{C22}(\omega t)}{d(\omega t)}$
- $V_2 > V_1$

Esta etapa termina quando o tiristor  $T_{11}$  se bloqueia.

#### e) 5ª Etapa ( $\pi + \mu, 5\pi/3 + \alpha_1$ )

Esta etapa começa quando o tiristor  $T_{11}$  se bloqueia. Desta maneira permanecem conduzindo os tiristores  $T_{21}$  e  $T_{22}$ . Com isso as correntes entre os retificadores um e dois

ficam equilibradas, finalizando assim esta comutação. Esta etapa pode ser observada na Fig. 4.67 (a) e seu circuito elétrico equivalente na Fig. 4.67 (b).



**Fig. 4.67 – (a) Estado topológico da 5ª etapa. (b) Circuito elétrico equivalente desta etapa.**

Nesta etapa:

- $I_{T21}(\omega t) + I_{T22}(\omega t) = I_o$
- $I_{T11, T31, T12, T32}(\omega t) = 0$
- $V_{LC21}(\omega t) = V_{LC22}(\omega t) = 0$

Esta etapa termina quando o tiristor T<sub>31</sub> for comandado a conduzir.

### 4.12.3 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

As principais formas de onda idealizadas das tensões e correntes durante as etapas da comutação descritas anteriormente podem ser visualizadas na Fig. 4.68, juntamente com a indicação dos tiristores envolvidos em cada etapa.

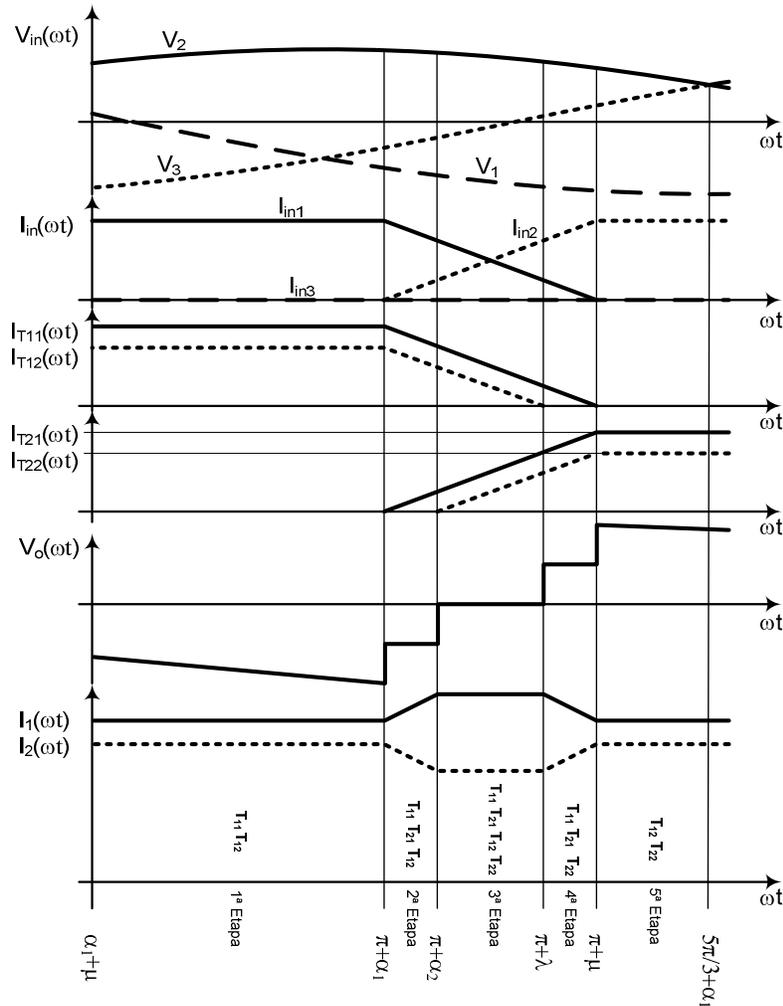


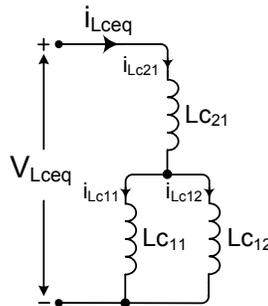
Fig. 4.68 – Principais formas de onda das tensões e correntes durante a comutação.

#### 4.12.4 DEFINIÇÃO DA INDUTÂNCIA DE ENTRADA

A indutância de entrada que fica conectada em série com a fonte de alimentação, influencia em um aumento do ângulo de comutação. Porém, quando se tem esta indutância em ambos os retificadores, podem-se limitar os picos de corrente provenientes de defasagens entre os ângulos de disparo. Por este motivo é importante obter uma expressão que permita dimensionar corretamente a indutância de entrada.

Para efetuar o dimensionamento partiu-se do circuito elétrico equivalente da 2ª etapa da comutação que está apresentado na Fig. 4.64 (b). Esta etapa foi escolhida, pois nela se inicia a comutação entre tiristores que estão ligados a fontes de alimentação

diferentes. Na Fig. 4.69 pode ser observado o circuito elétrico equivalente da 2ª etapa que fora rearranjado para se desenvolver a expressão de cálculo da indutância de entrada.



**Fig. 4.69 – Circuito elétrico equivalente da 2ª etapa rearranjado para o cálculo da indutância de entrada.**

A fonte de corrente que representa a carga não se encontra mais no circuito, pois se considera que no momento da comutação sua corrente não varia, permitindo tal simplificação. O circuito da Fig. 4.69 resulta em uma indutância equivalente, que foi chamada de  $L_{ceq}$ . Resolvendo o circuito equivalente obtém-se a equação (4.25).

$$L_{ceq} = \frac{3 \cdot Lc}{2} \quad (4.25)$$

A tensão  $V_{Lceq}$  que alimenta o circuito  $L_{ceq}$  é uma tensão equivalente entre as fontes  $V_1(\omega t)$  e  $V_2(\omega t)$  apresentada na equação (4.26).

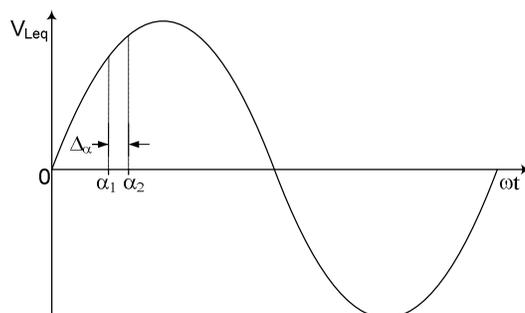
$$V_{Lceq} = V_2(\omega t) - V_1(\omega t) \quad (4.26)$$

Resolvendo a equação (4.26) obtém-se (4.27):

$$V_{Leq} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{ef1\phi} \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha_1) \quad (4.27)$$

Sabendo-se que o disparo do retificador um está adiantado em relação ao disparo do segundo retificador, leva-se esta defasagem ( $\Delta\alpha$ ) em consideração no cálculo da indutância.

Na Fig. 4.70 está apresentado um esboço dos instantes que ocorrem os disparos  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  a da defasagem  $\Delta_\alpha$ .



**Fig. 4.70 – Esboço da defasagem  $\Delta_\alpha$  entre os disparos  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  em relação à tensão equivalente que alimenta o circuito da 2ª etapa.**

A partir da expressão (4.28), será determinada a equação para se calcular a corrente na indutância equivalente  $i_{Lceq}$ .

$$i_{Lceq}(t) = \frac{1}{L_{ceq}} \int V_{Lceq}(t) dt \quad (4.28)$$

Considerando-se  $\omega$ , obtém-se (4.29):

$$i_{Lceq}(\omega t) = \frac{1}{\omega \cdot L_{ceq}} \int V_{Lceq}(\omega t) d(\omega t) \quad (4.29)$$

Para se obter  $i_{Lceq}$ , considera-se o intervalo  $i_{Lceq}(\Delta_\alpha) - i_{Lceq}(0)$ . Estipulando  $i_L(0) = 0$ , ou seja, como referência, e substituindo-se as variáveis envolvidas, obtém-se a expressão (4.30).

$$i_{Lceq}(\Delta_\alpha) = \frac{1}{\omega \cdot L_{ceq}} \int_0^{\Delta_\alpha} \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{ef1\phi} \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha_1) d(\omega t) \quad (4.30)$$

Resolvendo (4.30) fica:

$$i_{L_{ceq}}(\Delta_\alpha) = \frac{1}{\omega \cdot L_{ceq}} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef3\phi} \cdot [-\cos(\omega t + \alpha_1)]_0^{\Delta_\alpha} \quad (4.31)$$

$$i_{L_{ceq}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef3\phi}}{\omega \cdot L_{ceq}} \cdot [\cos(\alpha_1) - \cos(\Delta_\alpha + \alpha_1)] \quad (4.32)$$

A tensão de fase  $V_{ef1\phi}$  foi substituída pela tensão de linha  $V_{ef3\phi}$ , já que a ponte retificadora será alimentada pela tensão de linha.

Sabendo-se que  $i_{L_{c11}} = i_{L_{c12}} = i_{L_{c21}} / 2$ , substitui-se  $i_{L_{ceq}}$  por  $i_{L_{c11}}$ , já que o indutor  $L_{c11}$  está relacionado com  $\alpha_1$ . Desta maneira a expressão (4.32) pode ser reescrita como a expressão (4.33).

$$i_{L_{c11}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{V_{ef3\phi}}{\omega \cdot L_{ceq}} \cdot [\cos(\alpha_1) - \cos(\Delta_\alpha + \alpha_1)] \quad (4.33)$$

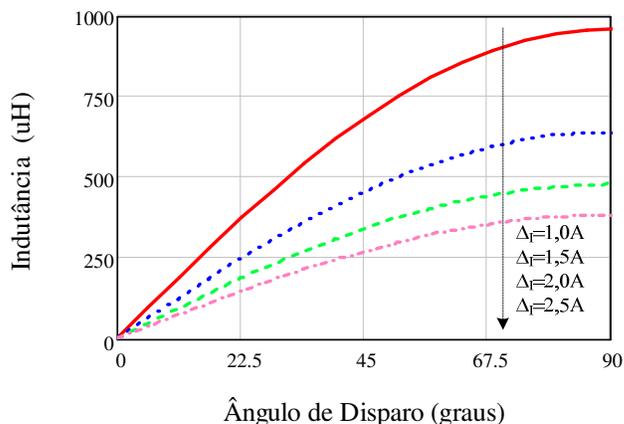
Substituindo o valor de  $L_{ceq}$  (ver expressão (4.25)), tem-se:

$$i_{L_{c11}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{V_{ef3\phi}}{\omega \cdot L_c} \cdot [\cos(\alpha_1) - \cos(\Delta_\alpha + \alpha_1)] \quad (4.34)$$

Através da expressão (4.34) poderá ser encontrada a variação de corrente entre o intervalo dos disparos  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , portanto pode-se considerar que será calculado o  $\Delta_I$  máximo em função da indutância de entrada e da defasagem  $\Delta_\alpha$ . Desta maneira então, rearranjando (4.34), é apresentada a expressão (4.35) onde se pode calcular a indutância necessária que limitará o máximo pico de corrente em função da defasagem entre os disparos.

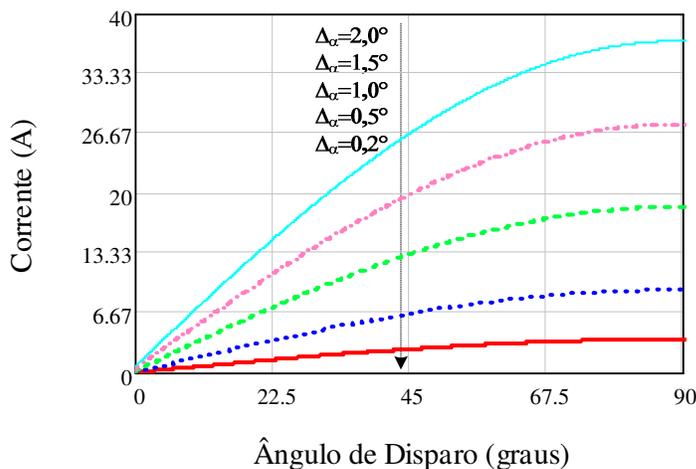
$$L_c = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{V_{ef3\phi}}{\omega \cdot \Delta_I} \cdot [\cos(\alpha_1) - \cos(\Delta_\alpha + \alpha_1)] \quad (4.35)$$

Na Fig. 4.71 pode ser observado o comportamento da expressão (4.35), variando-se  $\Delta_I$ . Foi considerada uma defasagem entre  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  de  $0,2^\circ$ .



**Fig. 4.71 – Indutância de entrada  $L_c$  em função do ângulo de disparo  $\hat{\alpha}_1$ , variando-se  $\Delta_I$ .**

Pode-se observar então, que quanto menor for o pico de corrente desejado ( $\Delta_I$ ), maior deverá ser a indutância de entrada. Para observar o comportamento dos picos de corrente quando se varia a defasagem entre  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , mantendo-se uma indutância fixa, foram plotadas as curvas apresentadas na Fig. 4.72.



**Fig. 4.72 –  $\Delta_I$  em função do ângulo de disparo  $\hat{\alpha}_1$ , variando-se a defasagem entre  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ .**

Pode-se verificar que quanto maior for a defasagem  $\Delta_\alpha$ , maior será o pico de corrente. Desta maneira, a máxima defasagem e a indutância de entrada são as variáveis

responsáveis para se operar com o ângulo de disparo nominal obtendo-se o máximo pico de corrente desejado.

É importante ressaltar que após feita a especificação de máxima defasagem permitida entre  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , deve-se implementar tal condição no projeto de controle, para desta maneira se garantir que os picos de corrente não ultrapassem o limite estipulado.

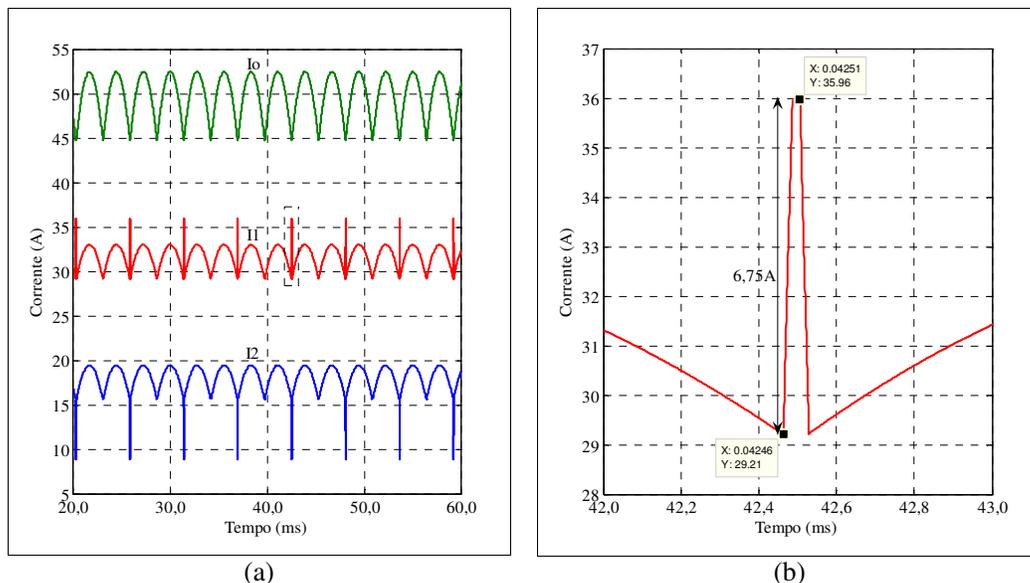
#### 4.12.5 EXEMPLO 4.4

Para verificar se a expressão (4.35) fornece um bom resultado no dimensionamento da indutância de entrada, será feita uma simulação com o circuito ideal das pontes em paralelo com indutância na entrada utilizando os seguintes parâmetros: tensão de entrada eficaz de linha  $V_{ef3\phi}=220V$ , corrente de carga  $I_o=50A$ , defasagem entre  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  de  $\Delta\alpha=0,5^\circ$  e indutância de entrada  $L_c=260\mu H$ . Neste caso as duas pontes retificadoras em paralelo estão em malha aberta, portanto a corrente média da ponte um será diferente da ponte dois, porém a corrente de carga terá o valor nominal projetado. Através de uma planilha de cálculos gerada pelo *software MathCad* apresentada no APÊNDICE E, foram geradas a Fig. 4.71 e a Fig. 4.72, juntamente com o cálculo deste exemplo. A partir então dos cálculos aplicados utilizando a expressão (4.35) com os parâmetros especificados, a corrente de pico máxima deve ser de aproximadamente 6,8A.

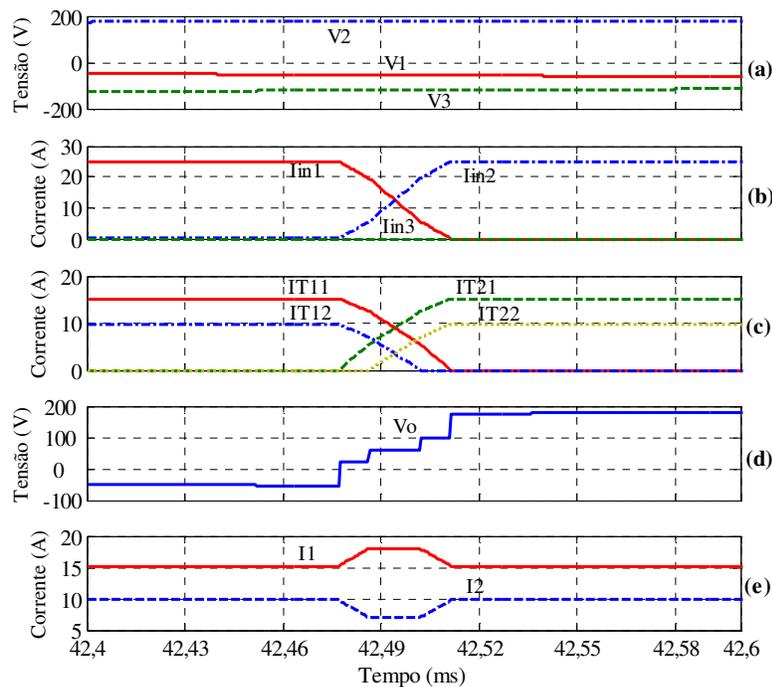
Na Fig. 4.73 (a) pode ser observado que as correntes  $I_1$  e  $I_2$  apresentaram valores diferentes como esperado, aproximadamente 31,7A e 18,0A respectivamente. Tal fato é justificado pela defasagem aplicada propositalmente na simulação. Nas correntes  $I_1$  e  $I_2$  também podem ser observados os picos de corrente mencionados anteriormente. A corrente  $I_o$  apresentou uma magnitude de 49,7A, mantendo uma corrente carga praticamente com o valor de projeto. Na Fig. 4.73 (b) está apresentado o detalhe do pico de corrente presente em  $I_1$ . Observa-se que seu valor máximo respeita o limite calculado.

Na Fig. 4.74 de (a) a (e) estão apresentadas as formas de onda no instante que ocorre a comutação dos tiristores  $T_{11}$  e  $T_{12}$  para  $T_{21}$  e  $T_{22}$  da tensão de entrada, correntes de entrada, correntes nos tiristores envolvidos na comutação, tensão na carga e correntes de cada retificador respectivamente. Tais formas de onda foram geradas utilizando os mesmos parâmetros anteriores, porém com retificadores em meia ponte semelhantes aos da Fig.

4.62, para que se possa comparar com as formas de onda idealizadas apresentadas na Fig. 4.68.



**Fig. 4.73 – (a) Correntes de carga ( $I_o$ ), ponte um ( $I_1$ ) e ponte dois ( $I_2$ ). (b) Detalhe do pico de corrente em  $I_1$  no instante da comutação.**



**Fig. 4.74 – Principais formas de onda de tensão e corrente no instante que ocorre comutação.**

Nota-se que as formas de onda são bastante semelhantes com as idealizadas obedecendo as condições apresentadas nas etapas de operação.

#### 4.12.6 SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Depois de se fazer a análise da comutação e se verificar a expressão para o cálculo da indutância, serão apresentadas algumas simulações e resultados experimentais considerando o sistema com suas não-idealidades.

As indutâncias inseridas na entrada são as próprias indutâncias de dispersão dos transformadores. Utilizou-se então, um transformador de alimentação para cada ponte. A indutância de dispersão referida ao secundário para cada transformador é de aproximadamente  $260\mu\text{H}$ . É importante ressaltar que os transformadores possuem os mesmos parâmetros e são do mesmo fabricante, minimizando desta maneira suas diferenças.

##### a) Sistema Operando em Malha Aberta

Primeiramente foram feitas simulações e ensaios experimentais com o sistema operando em malha aberta. Na Fig. 4.75 estão apresentadas as formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 ( $I_1$  e  $I_2$ ) simuladas (a) e experimentais (b). Para tais resultados foi considerada a defasagem natural já existente devido às não-idealidades existentes explicadas previamente na seção 4.8.

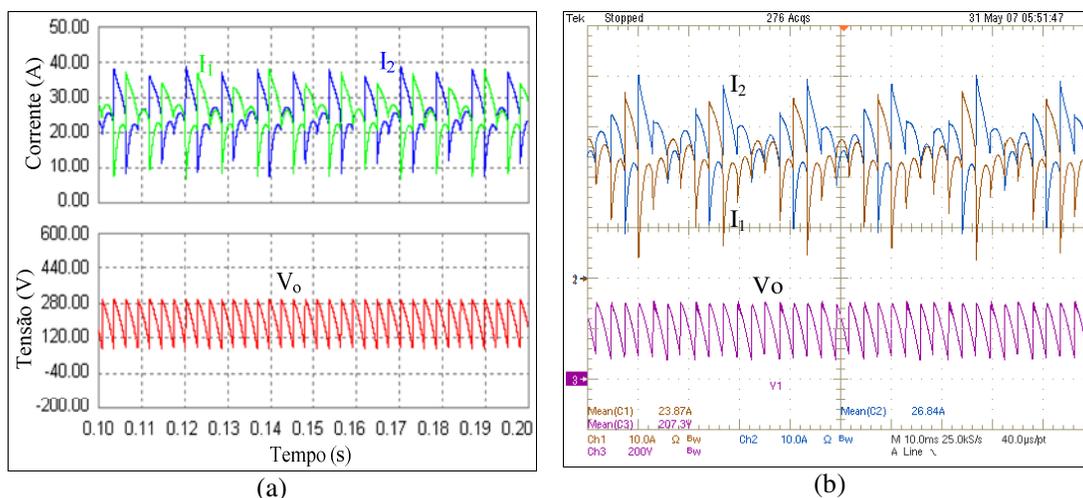


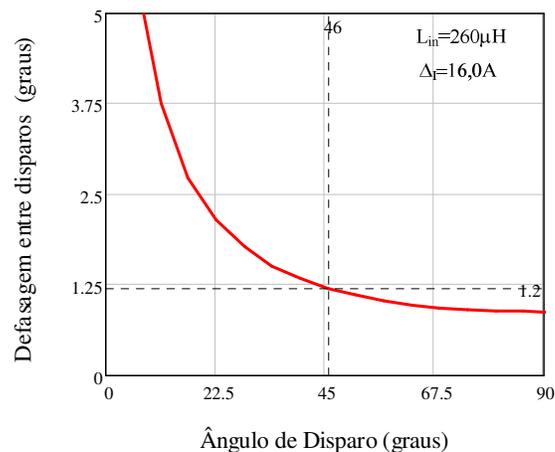
Fig. 4.75 – (a) Formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 e tensão na carga simuladas.

Os valores das correntes médias e das tensões referentes à Fig. 4.75 estão apresentados na Tabela 4.11.

	Simulados		Experimentais	
Ponte 1	$I_1=24,74\text{A}$	$V_o=202,8\text{V}$	$I_1=23,87\text{A}$	$V_o=207,3\text{V}$
Ponte2	$I_2=25,94\text{A}$		$I_2=26,84$	

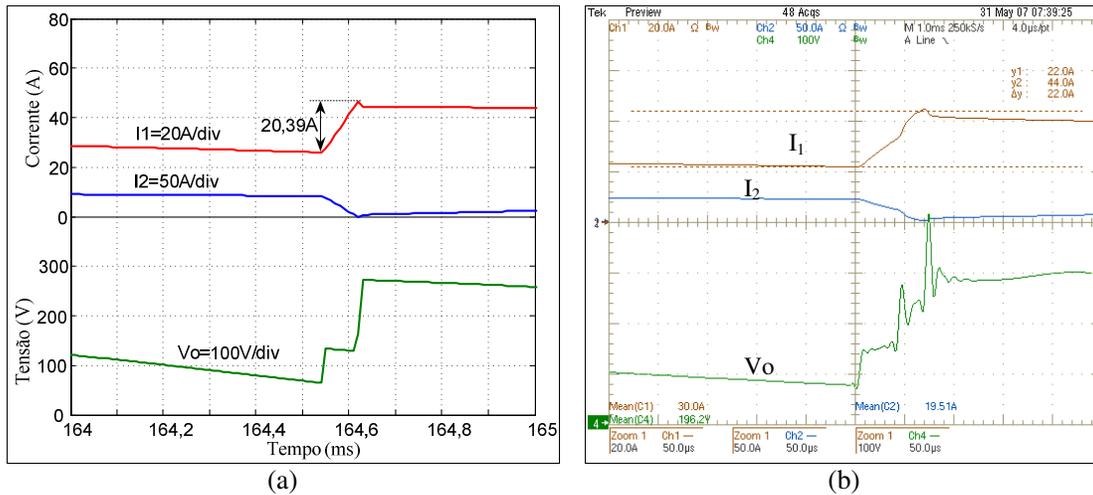
**Tabela 4.11 – Valores das correntes médias e tensões de saída referentes à Fig. 4.75.**

Observa-se que as correntes  $I_1$  e  $I_2$  apresentaram picos que chegam a aproximadamente 16A. Estimou-se então que a defasagem natural está em aproximadamente  $1,2^\circ$  segundo a curva da Fig. 4.76. Considerou-se a indutância de  $260\mu\text{H}$  na entrada das pontes.



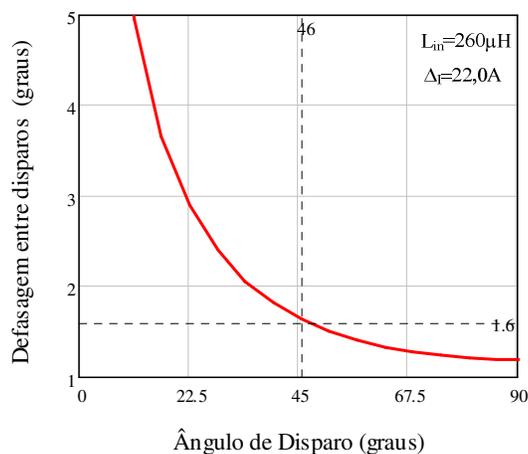
**Fig. 4.76 –  $\Delta\alpha$  em função do ângulo de disparo  $\alpha_i$ , considerando a indutância de entrada de  $260\mu\text{H}$  e o pico de corrente obtido na experimentação de  $16,0\text{A}$ .**

Foi gerada uma defasagem com aproximadamente  $1,5^\circ$  para verificar se realmente haveria limitação nos picos. Os resultados obtidos estão apresentados na Fig. 4.77 (a) e (b), simulados e experimentais respectivamente.



**Fig. 4.77 – Ampliação do instante da comutação apresentando as correntes nos barramentos positivos e tensão de saída. (a) Simulado e (b) Experimental.**

Os valores de pico tanto do resultado simulado quanto experimental ficaram próximos, com as amplitudes de 20,39A e 22,0A respectivamente. Pode-se dizer que as indutâncias limitam os picos, pois a curva da Fig. 4.78 apresentou defasagem em torno de  $1,6^\circ$  utilizando-se o valor de pico de 22,0A adquirido através do ensaio experimental.



**Fig. 4.78 –  $\Delta_\alpha$  em função do ângulo de disparo  $\alpha_i$ , considerando a indutância de entrada de  $260\mu\text{H}$  e o pico de corrente obtido na experimentação de 22,0A.**

Os valores das correntes médias nos barramentos positivos nas pontes 1 e 2 e a tensão média na carga estão apresentados na Tabela 4.12.

	Simulados		Experimentais	
Ponte 1	$I_1=30,55\text{A}$	$V_o=204,54\text{V}$	$I_1=30,0\text{A}$	$V_o=196,2\text{V}$
Ponte2	$I_2=20,58\text{A}$		$I_2=19,51\text{A}$	

**Tabela 4.12 – Valores das correntes médias e tensões de saída referentes à Fig. 4.77.**

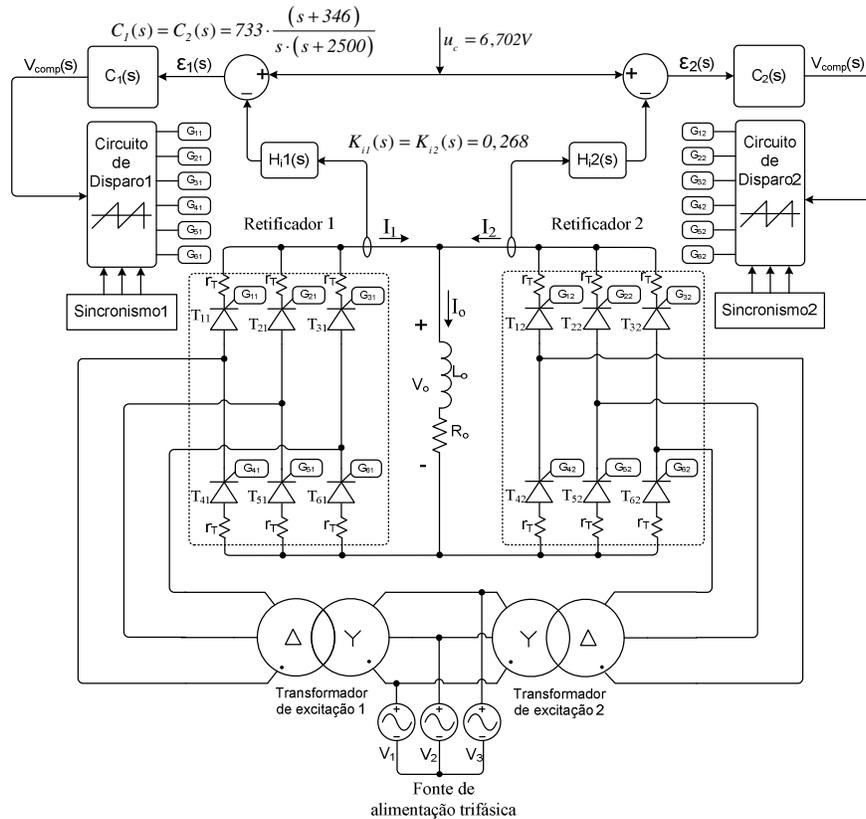
Observa-se que as correntes médias variaram aproximadamente 22,2% em relação à corrente nominal. Isto demonstra que uma pequena defasagem de aproximadamente  $1,6^\circ$  já é suficiente para gerar uma grande variação na corrente média.

É importante ressaltar que as formas de onda geradas por simulações considerando o sistema ideal, apresentam diferenças em relação às que consideram as não idealidades do sistema. Isto se dá, pois as resistências parasitas proporcionam mais amortecimento ao sistema, não ocorrendo no sistema ideal.

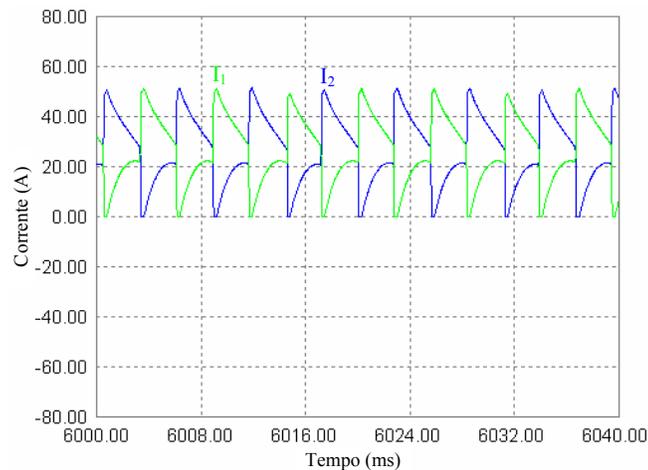
#### **b) O Sistema Operando em Malha Fechada**

Verificando-se que as indutâncias de entrada limitaram os picos de corrente frente a defasagens entre os disparos dos tiristores de diferentes pontes, resolveu-se implementar as malhas de controle.

Primeiramente aplicou-se a estrutura e parâmetros do compensador para um único retificador, como foi feito na seção 4.11.2. Na Fig. 4.79 está apresentado o circuito de simulação que é também o diagrama básico do protótipo utilizado no experimento. O resultado da simulação onde foi utilizado o compensador com dinâmica rápida está apresentado na Fig. 4.80.



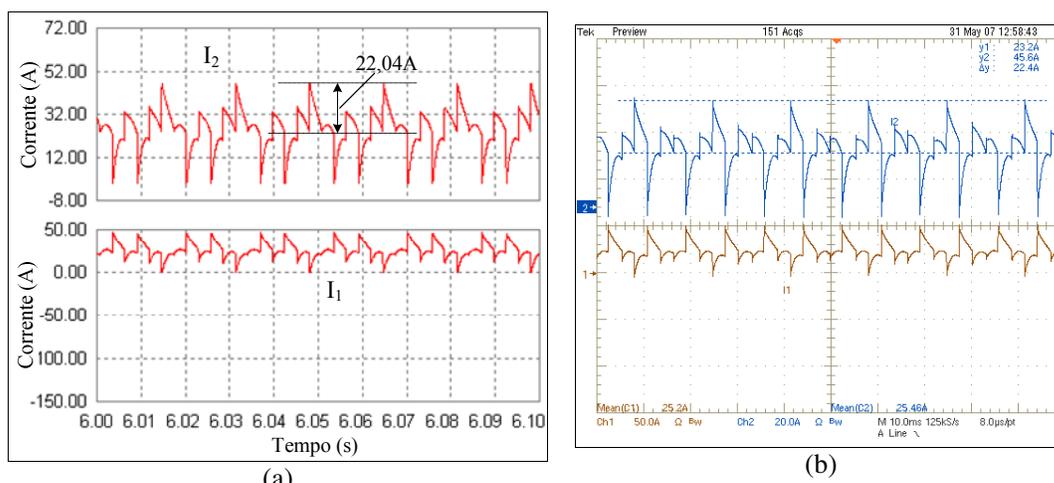
**Fig. 4.79 – Circuito utilizado nas simulações em malha fechada para o sistema com indutâncias na entrada das pontes.**



**Fig. 4.80 – Correntes nas pontes 1 e 2 utilizando-se indutores na entrada e compensador com resposta dinâmica rápida.**

Verifica-se pelas formas de onda das correntes  $I_1$  e  $I_2$  que as alternâncias entre as pontes também se manifestou neste caso. Observa-se que os picos de corrente ultrapassaram o limite que deveria ser imposto pelos indutores de entrada. Porém, como o funcionamento da estrutura não se apresentou como desejado, ou seja, sem alternância entre as pontes, não se pode responsabilizar o dimensionamento dos indutores. Assim sendo, utilizou-se os parâmetros conseguidos a partir do ajuste feito com simulações, o mesmo da seção 4.11.4.

Na Fig. 4.81 (a) e Fig. 4.81 (b) estão apresentadas as formas de onda das correntes nas pontes 1 e 2 ( $I_1$  e  $I_2$ ) através de simulação e resultado experimental respectivamente.

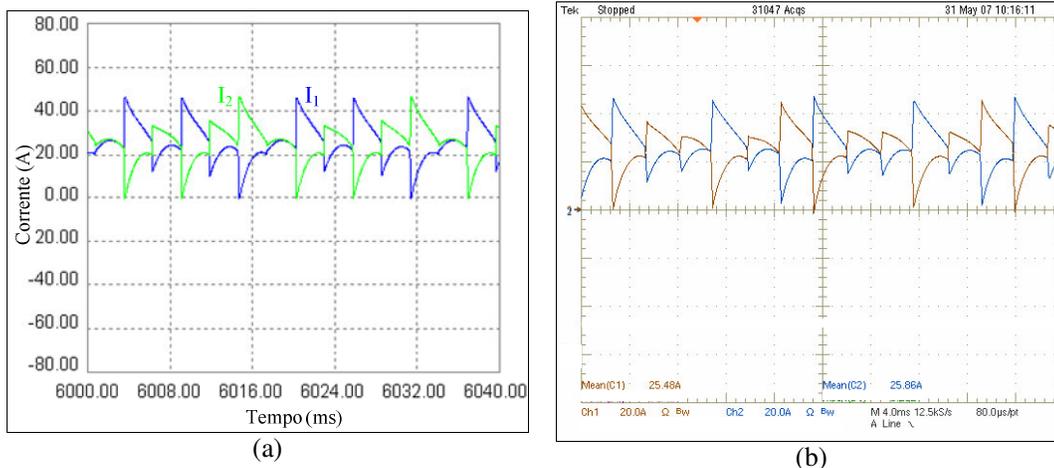


**Fig. 4.81 – Formas de onda das correntes  $I_1$  e  $I_2$  utilizando-se o ajuste do compensador da seção 4.11.4. (a) Simulado e (b) Experimental.**

Observa-se que a simulação e o resultado experimental apresentam grande semelhança. Os picos se limitaram ao valor calculado, onde na simulação se obteve 22,04A e na prática 22,4A.

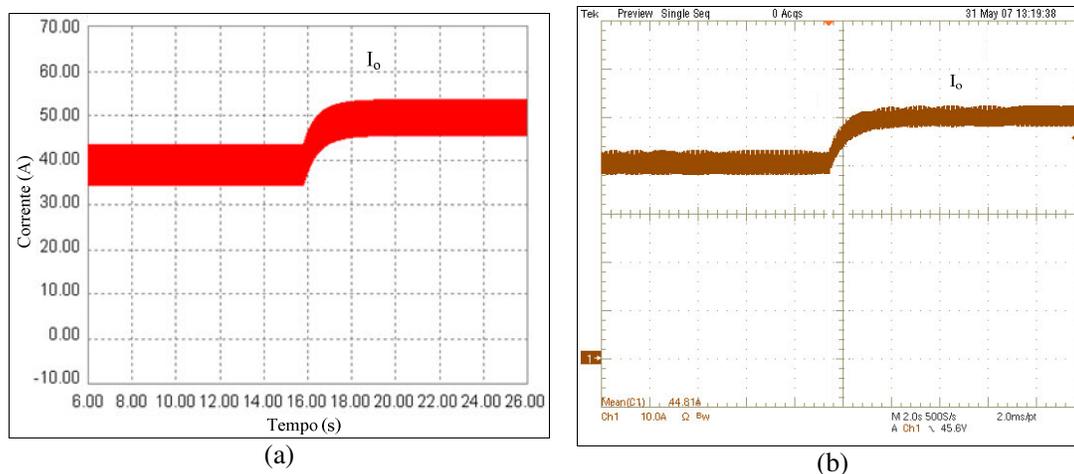
Um detalhe das correntes  $I_1$  e  $I_2$  está apresentado na Fig. 4.82 (a) e na Fig. 4.82 (b). As correntes foram sobrepostas para se observar a alternância entre as mesmas.

Verifica-se que a alternância entre as correntes diminuiu, porém continuam porque as malhas de controle devem manter a corrente média estipulada. O que se notou como vantagem foi que os picos ficaram contidos como desejado.



**Fig. 4.82 – Detalhe das correntes  $I_1$  e  $I_2$ . (a) Simulado e (b) Experimental.**

Para se observar a resposta dinâmica do sistema, efetuou-se um ensaio aplicando-se um degrau positivo de 20% na referência. Na Fig. 4.83 podem ser observados os resultados através de simulação (a) e experimentação (b).



**Fig. 4.83 – Formas de onda da corrente na carga mediante um degrau de 20% na referência. (a) Simulado e (b) Experimental.**

Nota-se que a resposta dinâmica se assemelha à resposta obtida com os indutores na saída. O tempo de acomodação ficou em aproximadamente 1,0s. Os valores das correntes médias também ficaram como estipulados, ou seja, aproximadamente 40,0A antes do degrau e 50,0A após o degrau.

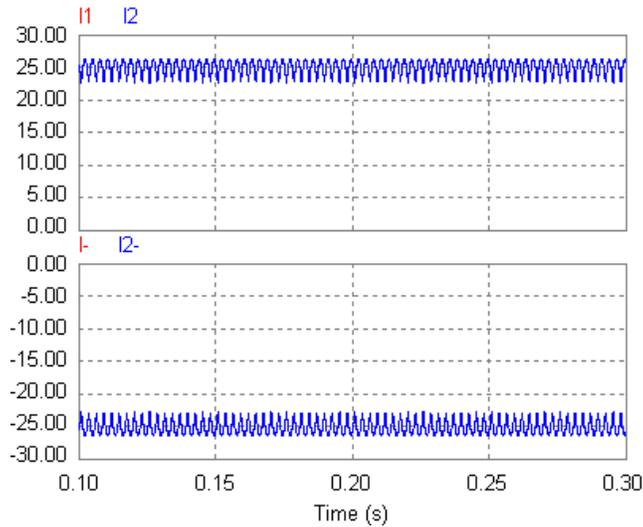
#### 4.13 ESTRATÉGIA DE CONTROLE LEVANDO EM CONSIDERAÇÃO A CORRENTE NEGATIVA

Nas seções anteriores a correção do desequilíbrio de corrente média foi tratada basicamente a partir da medição das correntes nos barramentos positivos. Os sinais enviados pelos sensores são comparados com uma referência de corrente e o erro desta comparação é tratado pelo compensador, gerando assim o sinal de controle para o circuito de disparo. O circuito de disparo gera os pulsos com o ângulo correspondente para que os tiristores disparem no momento correto, provendo assim uma tensão média de acordo com este ângulo e conseqüentemente a corrente desejada. Porém, quando há um desequilíbrio no barramento positivo, por exemplo, os sensores enviarão os sinais com este desequilíbrio e o compensador irá fornecer ao circuito de disparo um novo sinal de controle. Este novo sinal fará com que os tiristores disparem em ângulos diferentes para compensar o desequilíbrio. O grande problema disso é que todos os tiristores mudarão seu ponto de disparo, no entanto, somente os tiristores do barramento positivo precisariam compensar o desequilíbrio, e não os negativos. Desta maneira, com a mudança do ângulo de disparo os tiristores negativos gerarão por conseqüência um desequilíbrio no barramento negativo.

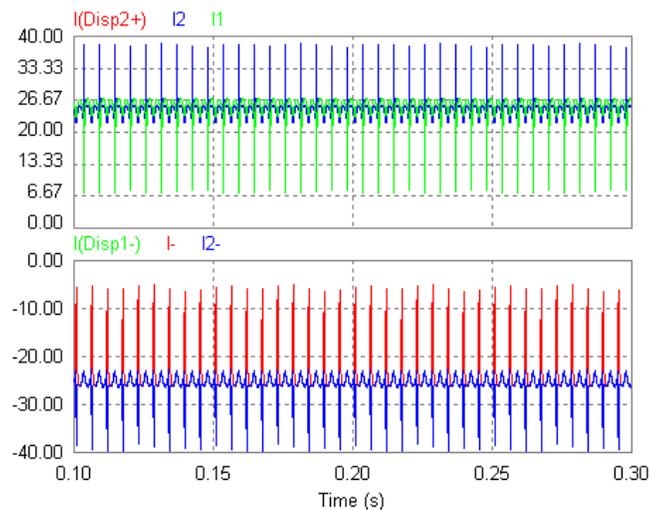
Para facilitar o entendimento, foram geradas algumas simulações das pontes em paralelo como já apresentado anteriormente, porém, nestes exemplos não se usarão os indutores para conter os picos, justamente para evidenciar as respostas das simulações.

Na Fig. 4.84 estão apresentadas as correntes do barramento positivo, ( $I_1$  e  $I_2$ ) e as correntes do barramento negativo ( $-I_1$  e  $-I_2$ ).

Pode-se observar que neste caso as correntes dos dois barramentos estão perfeitamente equilibradas com exatamente 25A cada, pois não há desequilíbrio. Na Fig. 4.85 se observa que ao provocar um desequilíbrio no barramento positivo da ponte 2 a corrente do barramento negativo também se desequilibra. O desequilíbrio foi gerado por uma resistência de 3,0m $\Omega$ . Na Tabela 4.13 estão apresentados os resultados das amplitudes das correntes. No barramento positivo a corrente média se manteve em 25,0A, porém no barramento negativo as corrente apresentaram aproximadamente 2,85% de desequilíbrio.



**Fig. 4.84 – Forma de onda das correntes ( $I_1$ ,  $I_2$ ) e ( $-I_1$ ,  $-I_2$ ) dos barramentos positivo e negativo respectivamente. O sistema se encontra equilibrado.**

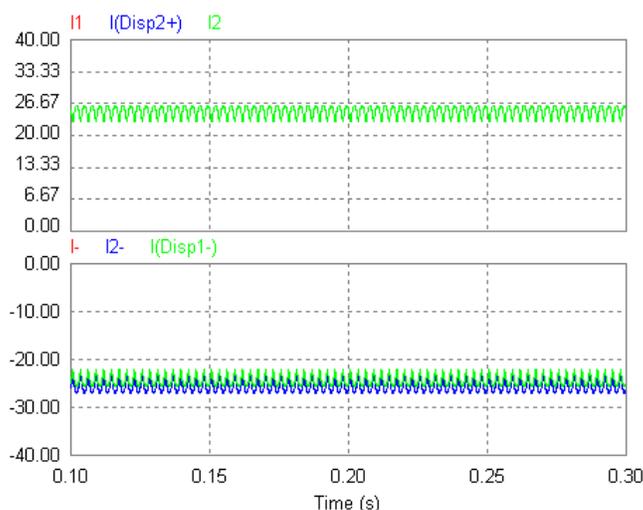


**Fig. 4.85 – Forma de onda das correntes ( $I_1$ ,  $I_2$ ) e ( $-I_1$ ,  $-I_2$ ) dos barramentos positivo e negativo respectivamente. O sistema se encontra com desequilíbrio no barramento positivo.**

Barramento Pos.		Barramento Neg.	
$I_1=25,0A$	$I_2=25,01A$	$-I_1=-24,29A$	$-I_2=-25,7A$

**Tabela 4.13 – Amplitude das correntes de barramento referente à Fig. 4.85.**

Na Fig. 4.86 desequilibraram-se as pontes inserindo a resistência no barramento negativo da ponte 1. Observou-se que as correntes do barramento positivo não se alteraram, porém as correntes do barramento negativo apresentaram um desequilíbrio aproximado de 2,6%, não apresentando picos de corrente. Pode-se verificar os valores de corrente média na Tabela 4.14.



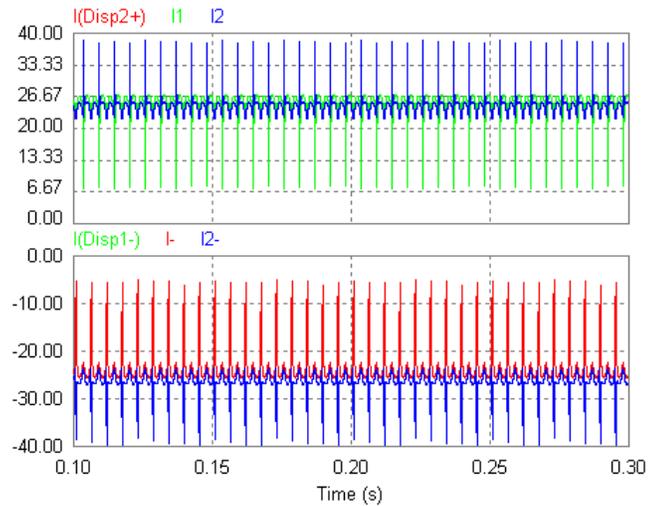
**Fig. 4.86 – Forma de onda das correntes ( $I_1$ ,  $I_2$ ) e ( $-I_1$ ,  $-I_2$ ) dos barramentos positivo e negativo respectivamente. O sistema se encontra com o barramento negativo em desequilíbrio.**

Barramento Pos.		Barramento Neg.	
$I_1=25,0A$	$I_2=25,01A$	$-I_1=-24,35A$	$-I_2=-25,65A$

**Tabela 4.14 – Amplitude das correntes de barramento referente à Fig. 4.85.**

Através das formas de onda da Fig. 4.87, verifica-se um desequilíbrio maior, por volta de 5,6%. Desta vez foi gerado desequilíbrio nos dois barramentos, justificando o aumento do mesmo. A Tabela 4.15 apresenta as amplitudes das correntes.

Com base nos resultados das simulações, pensou-se em uma solução para este problema. Na Fig. 4.88 está apresentado o circuito que pode solucionar o problema descrito anteriormente.

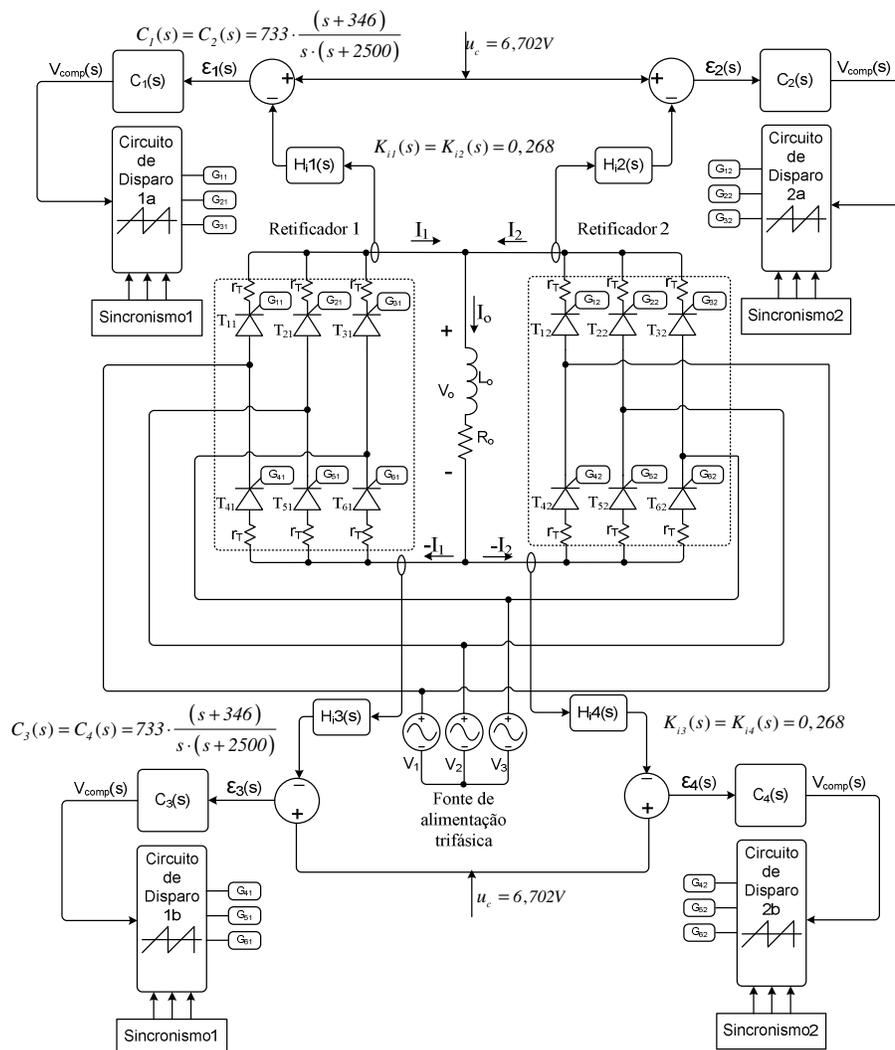


**Fig. 4.87 – Forma de onda das correntes ( $I_1$ ,  $I_2$ ) e ( $-I_1$ ,  $-I_2$ ) dos barramentos positivo e negativo respectivamente. O sistema se encontra com desequilíbrio nos dois barramentos.**

Barramento Pos.		Barramento Neg.	
$I_1=25,0A$	$I_2=25,0A$	$-I_1=-23,6A$	$-I_2=-26,35A$

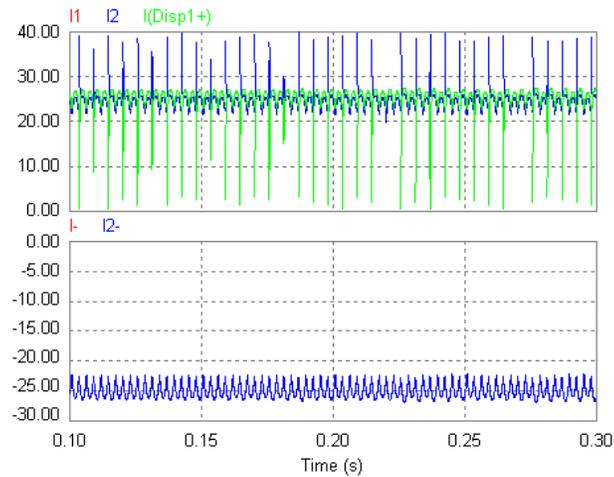
**Tabela 4.15 – Amplitude das correntes de barramento referente à Fig. 4.87.**

Agora são necessários quatro compensadores para controlar toda estrutura. Os circuitos de disparo são divididos em dois, ou seja, a parte que dispara os tiristores positivos, e a que dispara os tiristores negativos devem operar individualmente. Desta maneira, se houver desequilíbrio somente no barramento positivo, o barramento negativo não será prejudicado.



**Fig. 4.88 – Circuito com as malhas de controle da corrente negativa.**

Na Fig. 4.89 está apresentado o resultado de uma simulação, onde foi gerado um desequilíbrio por meio de resistência no barramento positivo. Observa-se que agora, somente as formas de onda de corrente positivas foram alteradas. No barramento negativo não ocorreu nada. Na tabela Tabela 4.16 estão apresentados valores das correntes dos barramentos. Observou-se que não houve variação no valor da corrente média.

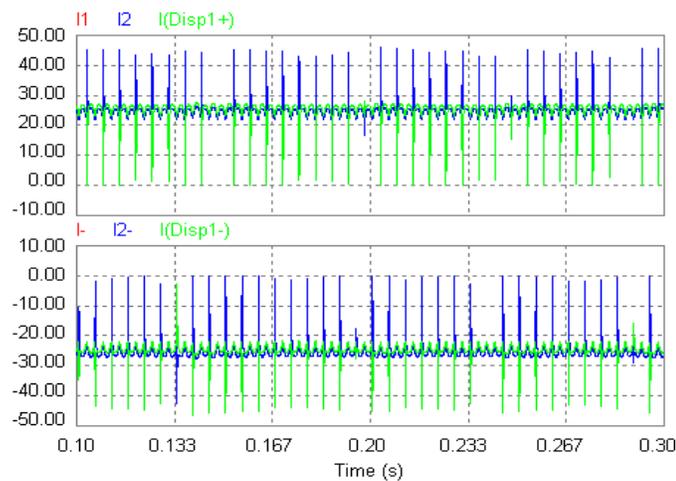


**Fig. 4.89 – Formas de onda das correntes nos barramentos positivo e negativo com desequilíbrio no barramento positivo, aplicando-se nova estratégia de controle.**

Barramento Pos.		Barramento Neg.	
$I_1=25,0A$	$I_2=25,04A$	$-I_1-25,02A$	$-I_2-25,02A$

**Tabela 4.16 – Amplitude das correntes de barramento referente à Fig. 4.89.**

Na Fig. 4.90 estão apresentados os resultados da simulação onde foram inseridas resistências nos barramentos positivo e negativo.



**Fig. 4.90 – Formas de onda das correntes nos barramentos positivo e negativo com desequilíbrio nos dois barramentos, aplicando-se nova estratégia de controle.**

Barramento Pos.		Barramento Neg.	
$I_1=25,0A$	$I_2=25,0A$	$-I_1=-25,07A$	$-I_2=-25,02A$

**Tabela 4.17 – Amplitude das correntes de barramento referente à Fig. 4.90.**

Nos dois barramentos as correntes foram alteradas, pois os compensadores atuaram para corrigir o valor médio. Na Tabela 4.17 estão apresentados os resultados das amplitudes das correntes. Nota-se que como no caso anterior, não houve variação das correntes médias.

#### 4.14 CONCLUSÃO

O paralelismo de pontes retificadoras a tiristor aplicadas a sistemas de excitação, foi abordado neste capítulo mostrando ser um assunto que ainda merece muito estudo. É bem curioso ver nos dias de hoje que uma das primeiras tecnologias da eletrônica de potência ainda apresenta vários problemas necessitando de soluções rápidas, e pelo que se pode prever, esta tecnologia ainda ficará presente nos sistemas que envolvem altas potências por muito tempo.

Observou-se que as indutâncias e resistências parasitas acabam contribuindo para que os sistemas desequilibrados continuem em funcionamento. A estratégia de controle aplicada, ou seja, a individualização as malhas de controle, favoreceu o surgimento de picos de corrente. Os indutores de saída e de entrada foram propostos para conter estes picos, porém os indutores apresentaram outro problema a se resolver. Eles influenciaram na resposta dinâmica do sistema, comprometendo a utilização de um método de controle muito utilizado em outros sistemas.

As indutâncias de entrada não se mostraram muito atrativas para implementação prática, pois o número de indutores seria grande e a opção de se utilizar a indutância do transformador de excitação não é viável, pois cada transformador deveria ser capaz de manter o sistema global em funcionamento, ou seja, se uma das pontes falha, a outra deve assumir.

Em relação ao controle, conclui-se que a estratégia utilizada pode ser testada com outras técnicas de controle clássico, mesmo tendo apresentado bons resultados. Como exemplo, pode-se citar o controle por pré-alimentação, também conhecido como

“*Feedforward*”. Esta técnica é usada tanto para resolver problemas de seguimento de referência, como também para a rejeição de perturbação quando a mesma é mensurável [14], como é o caso deste trabalho. Tal técnica poderá ser testada em estudos futuros. Técnicas de controle multivariável também podem oferecer bons resultados, já que tratam de sistemas com várias entradas e varias saídas, como também é o caso do sistema abordado neste trabalho. Na seção 4.13 foi apresentada uma nova estratégia, mas pelo fato desta ter sido idealizada há pouco tempo, não se pôde estudá-la com mais detalhes. Porém, as simulações apresentadas já são um forte indício de que tal estratégia pode dar bons resultados.

Os demais resultados de simulação mostraram grande semelhança em relação aos resultados experimentais. Conseguiu-se equilíbrio de corrente entre as pontes mediante um desequilíbrio gerado propositalmente, o que comprova a eficácia da estratégia proposta.

Questões referentes a melhorias nos resultados com novas técnicas de controle podem ser estudadas em trabalhos futuros, visto que este material apresentou os motivos para tal.

Para que se entenda como foram feitos os estudos experimentais, serão apresentados no próximo capítulo todos os detalhes do protótipo construído pela Reivax.



## 5 O PROTÓTIPO

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste trabalho foram apresentados nos capítulos anteriores vários resultados experimentais. Estes resultados foram gerados a partir de um protótipo equivalente a um sistema de excitação para geradores. É importante ressaltar que o protótipo foi montado pela empresa Reivax, a qual utilizou seus próprios produtos para a confecção do mesmo. Neste capítulo serão apresentadas todas as informações técnicas, especificações, detalhes construtivos e outras informações pertinentes ao protótipo utilizado.

### 5.2 ESPECIFICAÇÕES E *LAYOUT* DO PROTÓTIPO

O protótipo é composto basicamente por duas pontes retificadoras a tiristor de onda completa independentes, formando desta maneira dois sistemas de excitação de geradores que estão preparados para serem conectados em paralelo.

As especificações de projeto para cada ponte estão apresentadas na Tabela 5.1.

Especificações	Valores
Tensão eficaz de entrada do retificador (linha) – $V_{ef}$	220V
Potência de saída – $P_o$	10,0kW
Corrente média de saída – $I_o$	50,0A
Tensão média de saída – $V_o$	200V
Frequência da rede – $f$	60Hz

**Tabela 5.1 – Especificações de projeto para cada ponte retificadora.**

Deve-se lembrar que cada ponte deve conseguir fornecer a potência nominal de carga mesmo estando conectada em paralelo e dividindo a potência, pois se uma delas falhar, a outra deve ser capaz de assumir toda a carga.

De posse destas informações, foram dimensionados os tiristores. Foram utilizados os módulos de tiristores SKKT5708E, onde alguns parâmetros estão apresentados na Tabela 5.2.

Alguns parâmetros do módulo SKKT5708E	Valores
Tensão reversa – $V_{RSM}$	800V
Corrente média – $I_{TAV}$	57,0A
Corrente eficaz – $I_{TRMS}$	95,0A
Resistência de condução – $r_T$	3,5m $\Omega$

**Tabela 5.2 – Alguns parâmetros mais relevantes do módulo SKKT5708E.**

Uma imagem do módulo e seu símbolo estão apresentados na Fig. 5.1.



**Fig. 5.1 – Módulo de tiristores SKKT5708E**

Na Fig. 5.2 pode ser observado o *layout* do protótipo, onde se encontram os tiristores montados sobre um dissipador de calor. No *layout* estão indicados todos os módulos e placas fundamentais para o funcionamento da estrutura.

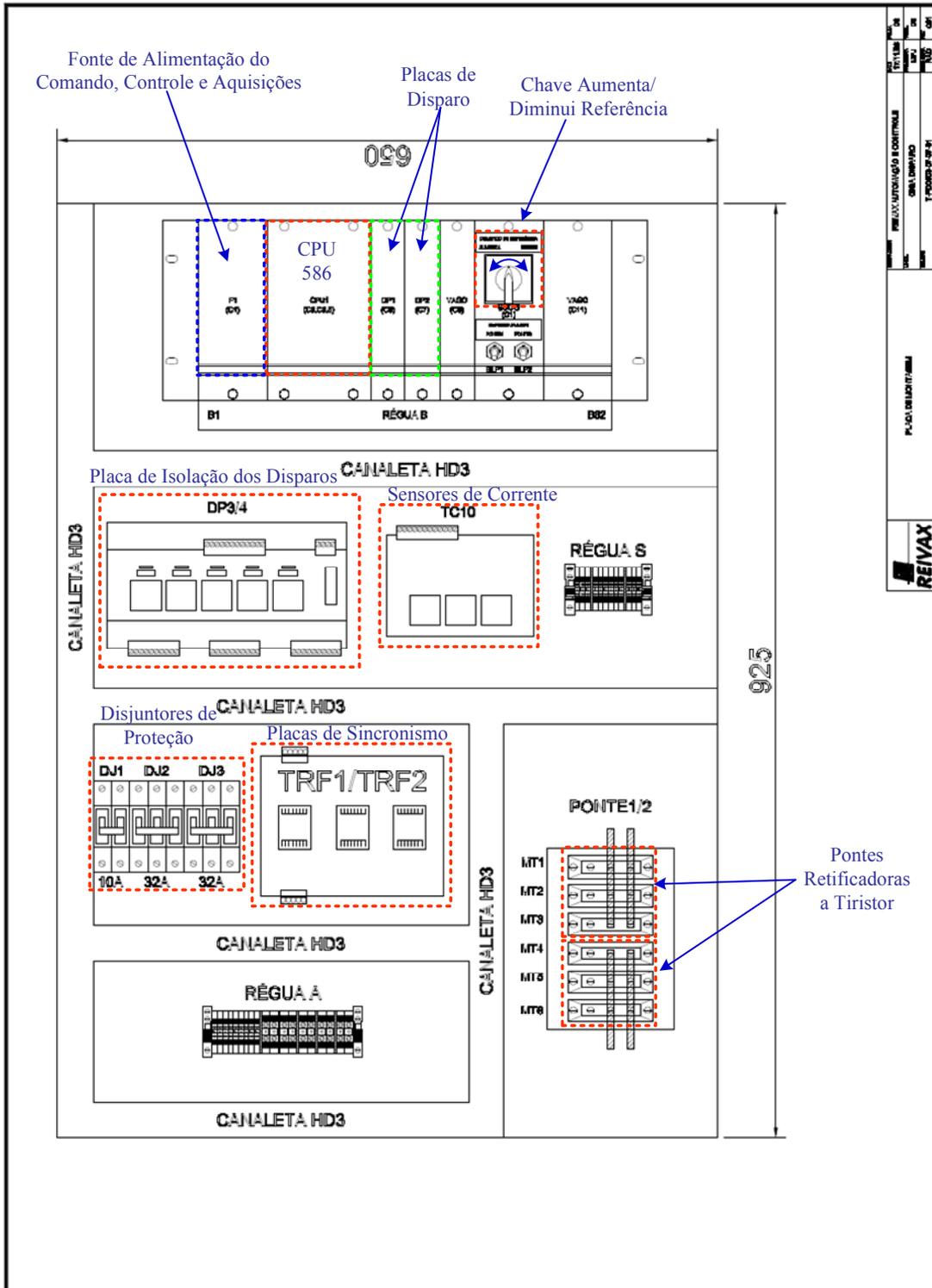
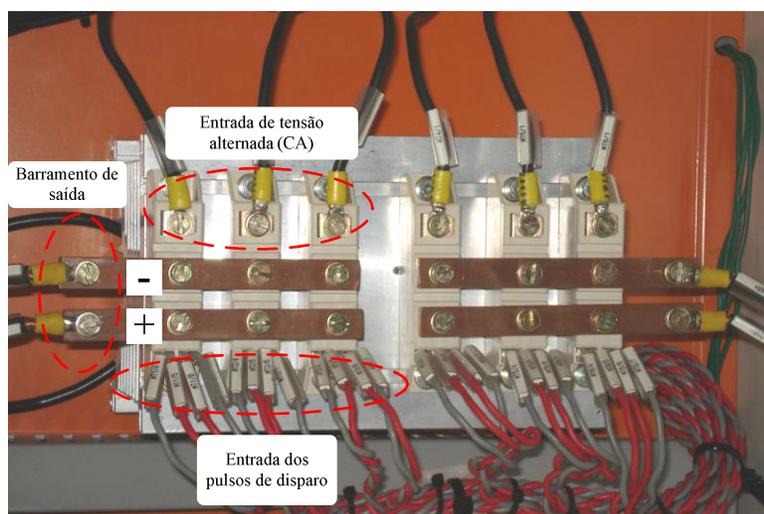


Fig. 5.2 – Layout do Protótipo.

A seguir, todos os módulos ou placas serão comentados para melhor entendimento da estrutura.

### 5.2.1 PONTES DE TIRISTORES

As duas pontes retificadoras utilizando os módulos SKKT5708E citados anteriormente estão apresentadas na Fig. 5.3.



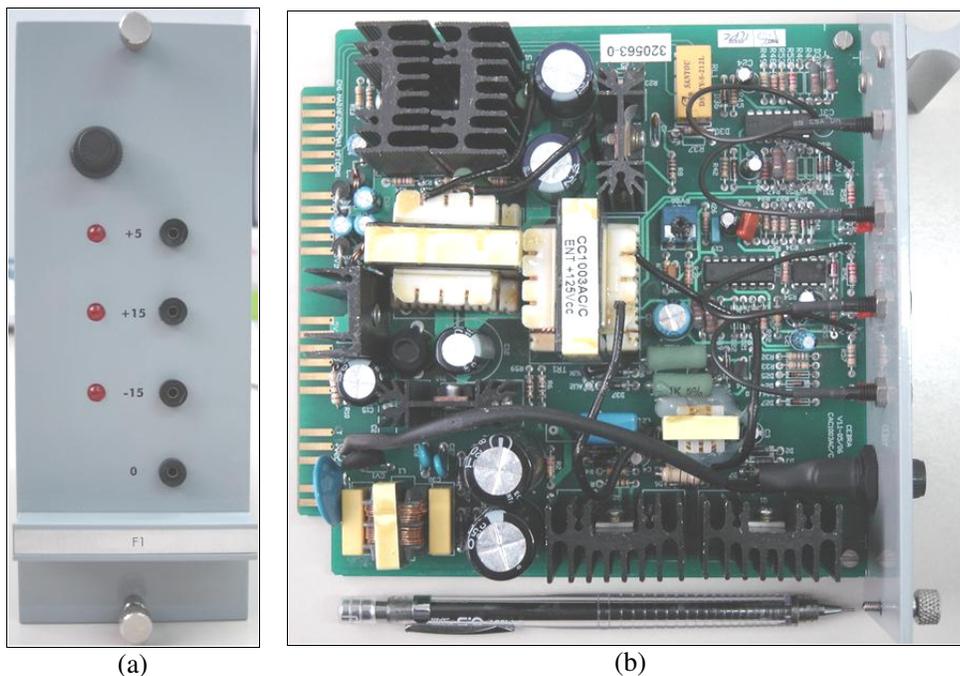
**Fig. 5.3 – Pontes de tiristores montadas sobre o dissipador.**

Observa-se que as entradas de tensão alternada e de pulsos de disparo, bem como o barramento de saída estão indicadas. As suas pontes estão montadas sobre somente um dissipador visto que o mesmo é suficiente para manter a temperatura de junção dos tiristores abaixo de um valor crítico. No entanto, ao longo do trabalho sentiu-se a necessidade de separar as pontes para serem feitos ensaios térmicos, portanto as pontes foram montadas em dissipadores separados.

### 5.2.2 FONTE DE ALIMENTAÇÃO AUXILIAR

A fonte auxiliar alimenta a CPU, as placas de aquisição de corrente, os cartões isoladores e as placas de disparo. Esta fonte chaveada é alimentada com 125V em tensão contínua e fornece na suas saídas +15V, -15V e +5V. As fotos da vista frontal e da imagem

da placa de circuito impresso do lado dos componentes podem ser observadas na Fig. 5.4 (a) e Fig. 5.4 (b) respectivamente.



**Fig. 5.4 – (a) Vista frontal da fonte de alimentação auxiliar. (b) Imagem da placa de circuito impresso do lado dos componentes.**

### 5.2.3 TRANSDUTOR DE CORRENTE

Esta placa possui três sensores de efeito Hall e tem a função de converter sinais de corrente para tensão, isolando e condicionando níveis elevados de corrente para níveis de tensão adequados para aquisição. A imagem da placa vista pelo lado dos componentes está apresentada na Fig. 5.5.

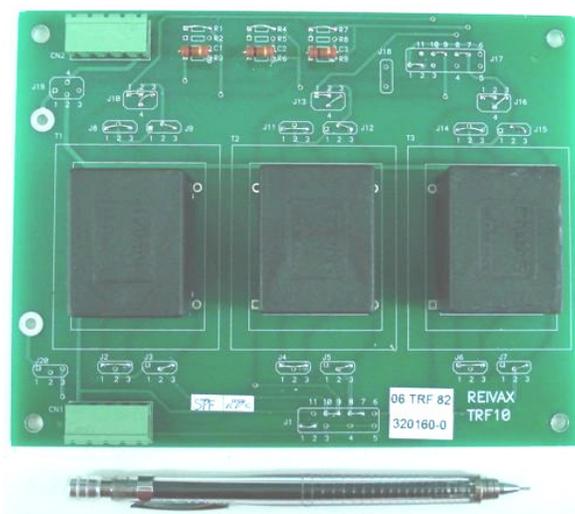
A relação dos sensores é 0,1:1 V/A. Através deste transdutor pode-se equilibrar os valores medidos utilizando-se ajustes de ganho e *offset* presentes na placa [12].



**Fig. 5.5 – Placa dos transdutores de corrente.**

#### 5.2.4 MÓDULO DE SINCRONISMO

Na Fig. 5.6 pode ser observada uma foto do módulo TRF10 [13]. Este módulo tem como função a conversão de sinais de tensão alternada, em níveis elevados, para níveis de tensão adequados para aquisição, bem como isolar e condicionar os sinais medidos e prover o sincronismo dos disparos juntamente com as placas de disparo. A relação de transformação e defasagem angular entre o sinal medido e de saída dependem da configuração escolhida para o módulo.

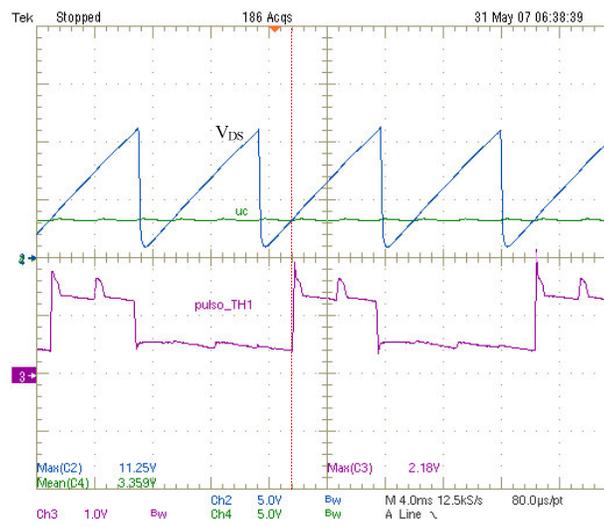


**Fig. 5.6 – Módulo transformador de tensão TRF10.**

O módulo TRF10 é composto por três transformadores do tipo minitrafos encapsulados com dois enrolamentos primários e dois secundários, confeccionados em caixas de nylon, preenchidos com pasta de epóxi flexível. Os minitrafos podem ser de 3, 7 ou 15VA, sendo que o de 3VA possui uma relação de transformação de  $115 + 150V / 9,8 + 9,8V$ . O módulo também oferece opção de inversão de polaridade e balanceamento das fases se necessário.

### 5.2.5 PLACA DE DISPARO E PLACA ISOLADORA

Estas duas placas, a de disparo e a isoladora, operam interligadas. A placa de disparo usada neste trabalho gera pulsos a partir da comparação de um sinal de controle contínuo, com uma forma de onda dente de serra. Na Fig. 5.7 pode-se observar pelas aquisições feitas a partir do protótipo, a forma de onda dente de serra  $V_{DS}$  gerada pela placa de disparo e o sinal de controle  $u_c$  aplicado para determinar em que ângulo o disparo ocorrerá. Observa-se que no instante que o sinal de controle cruza com a rampa da dente de serra, um pulso de disparo é gerado.



**Fig. 5.7 – Formas de onda dente de serra, de controle e pulso de disparo adquiridos através do protótipo.**

Na Fig. 5.8 pode ser vista a placa de isolamento de pulsos de disparo.



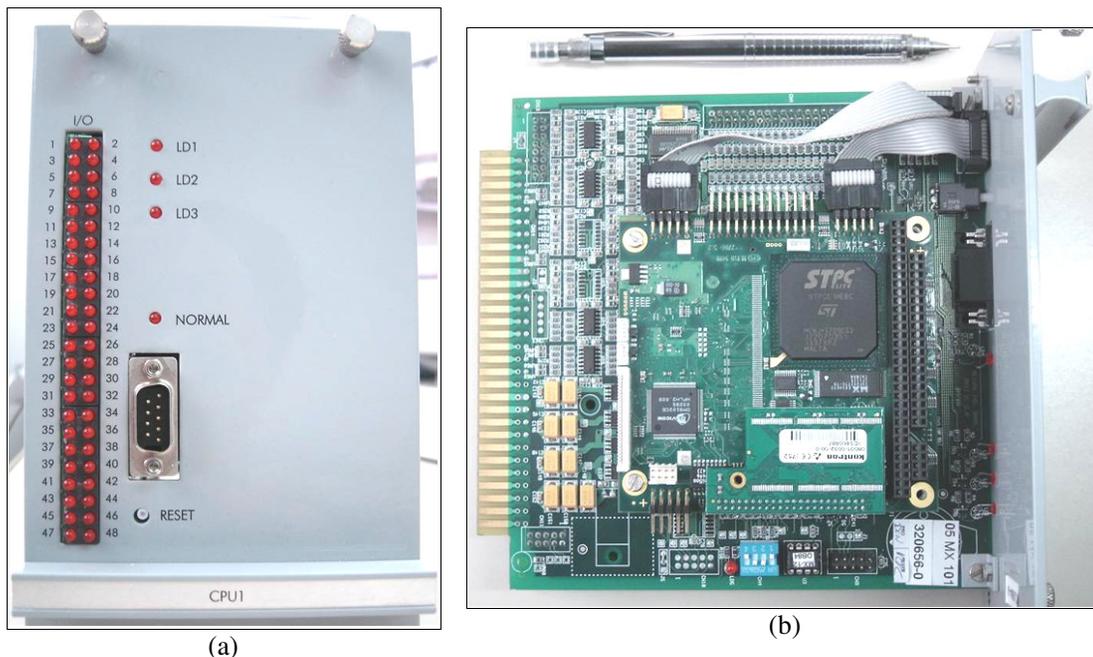
**Fig. 5.8 – Placa de isolamento dos pulsos de disparo.**

Esta placa tem a função de prover a isolamento dos pulsos enviados pela placa de disparo, para os tiristores. Esta isolamento é conseguida, pois os minitrafos de pulso fazem a isolamento galvânica entre seu primário (lado da placa de disparo) e secundário (lado dos tiristores). Além da isolamento, esta placa também condiciona os pulsos, ou seja, amplifica-os para não forçar a placa de disparo, e prover um bom sinal de disparo para os tiristores.

### 5.2.6 CPU 586

Este protótipo contou com a versatilidade e a precisão de uma CPU para a implementação das malhas de controle, que também propiciou a operação dos retificadores em malha aberta. A CPU utilizada ofereceu um grande diferencial para o desenvolvimento do trabalho, visto que todo controle do sistema poderia ser modificado muito rapidamente e com bastante facilidade por meio de um *software* que depois de programado é embarcado na CPU. A vista frontal externa da CPU pode ser observada na Fig. 5.9 (a) e uma foto interna tirada do lado dos componentes pode ser vista na Fig. 5.9 (b).

O sinal de controle que determina o ângulo de disparo dos tiristores é fornecido pela CPU à placa de disparo. A CPU trata os sinais de entrada, ou seja, converte os sinais analógicos fornecidos pelos sensores de corrente em sinais digitais, processa as informações de acordo com a estratégia de controle implementada pelo software, converte os sinais para analógico e os envia para as placas de disparo.



**Fig. 5.9 – (a) Vista frontal da CPU. (b) Imagem da placa da CPU vista pelo lado dos componentes.**

A frequência de amostragem dos sinais é de 1,0kHz, frequência que se mostrou suficiente para prover o controle das correntes médias.

A CPU fica conectada a um microcomputador ou somente uma IHM (Interface Homem Máquina), que é compacta e robusta fornecida pela Reivax. Desta maneira pode-se fazer alterações nos parâmetros dos compensadores, nos ganhos dos sensores, no ganho do sinal de saída, em tempo real.

O software utilizado para programar as malhas de controle foi o *SEC*<sup>®</sup> versão 5.04-001-A01.BETA desenvolvido pela Reivax<sup>®</sup> Automação e Controle. Pelo fato deste trabalho ter sido feito em parceria com a empresa supracitada, a programação também foi executada por seu pessoal de desenvolvimento com as solicitações e restrições definidas ao longo deste trabalho.

O software é bastante amigável com o usuário, pois para se implementar uma malha de controle basta basicamente associar os blocos de funções e operações matemáticas que já se encontram prontos. Para se ter uma idéia, será apresentado o projeto do compensador e da referência de corrente para uma das pontes nas figuras Fig. 5.10, Fig. 5.11, Fig. 5.12 e Fig. 5.13.

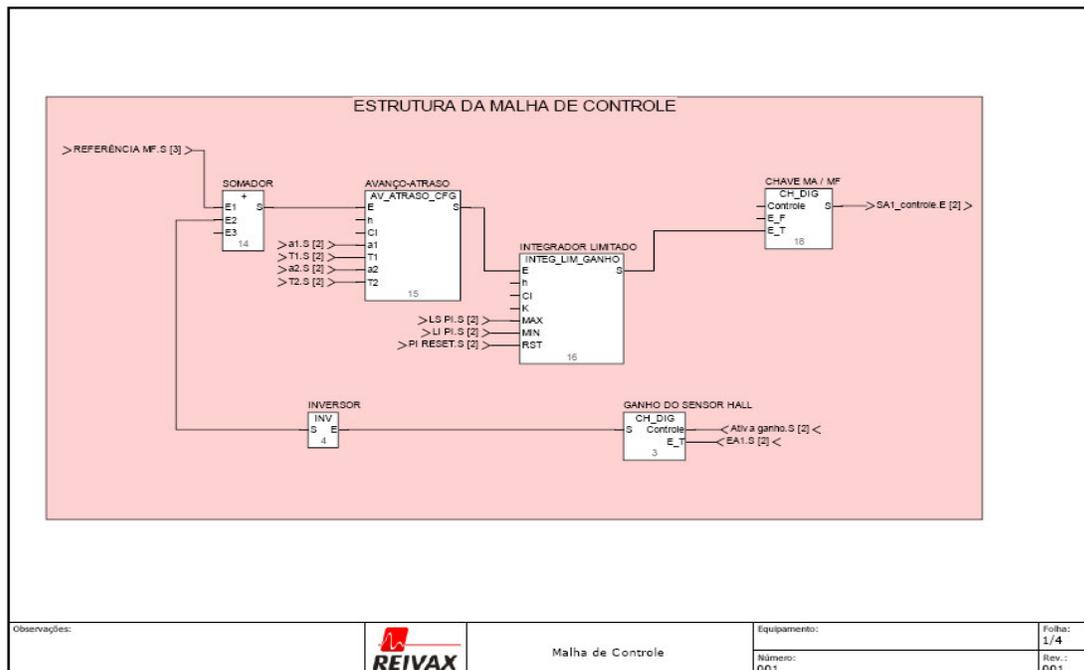


Fig. 5.10 – Blocos que formam a estrutura de controle de uma ponte.

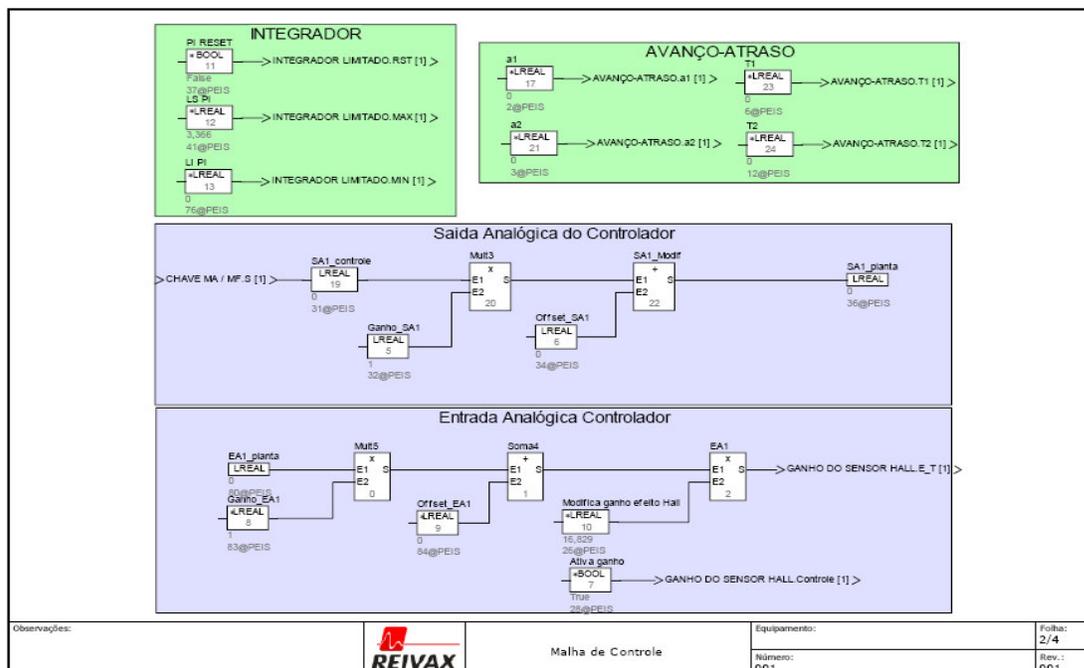


Fig. 5.11 – Blocos dos parâmetros e blocos que adequam os sinais de entrada e saída do controlador.

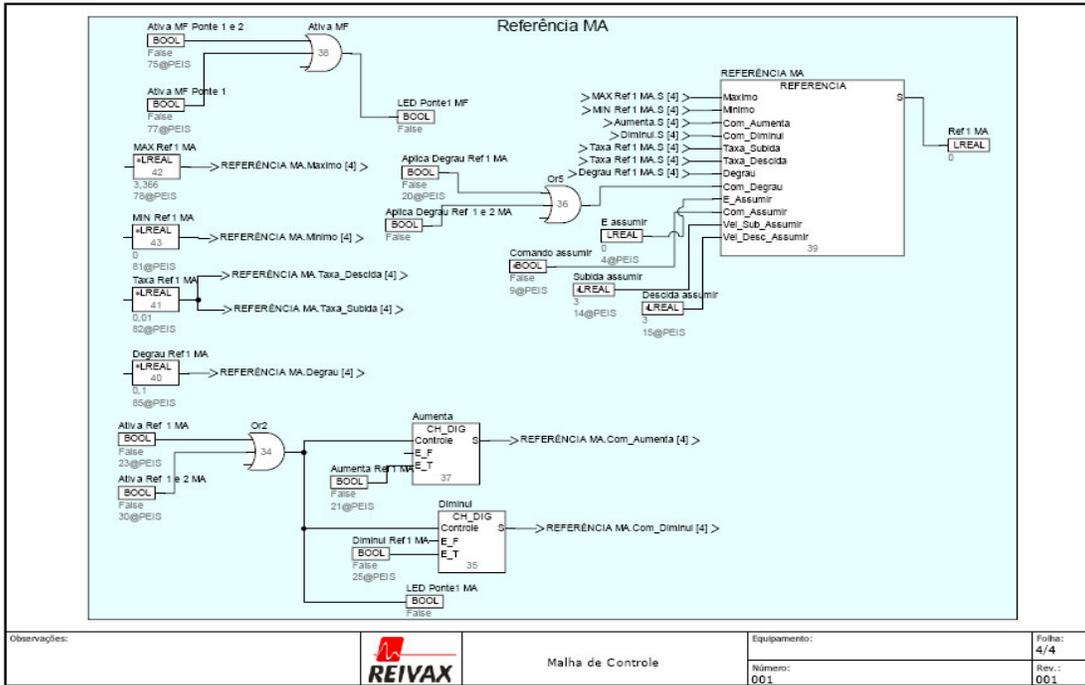


Fig. 5.12 – Blocos que geram a referência de corrente para operação em malha aberta.

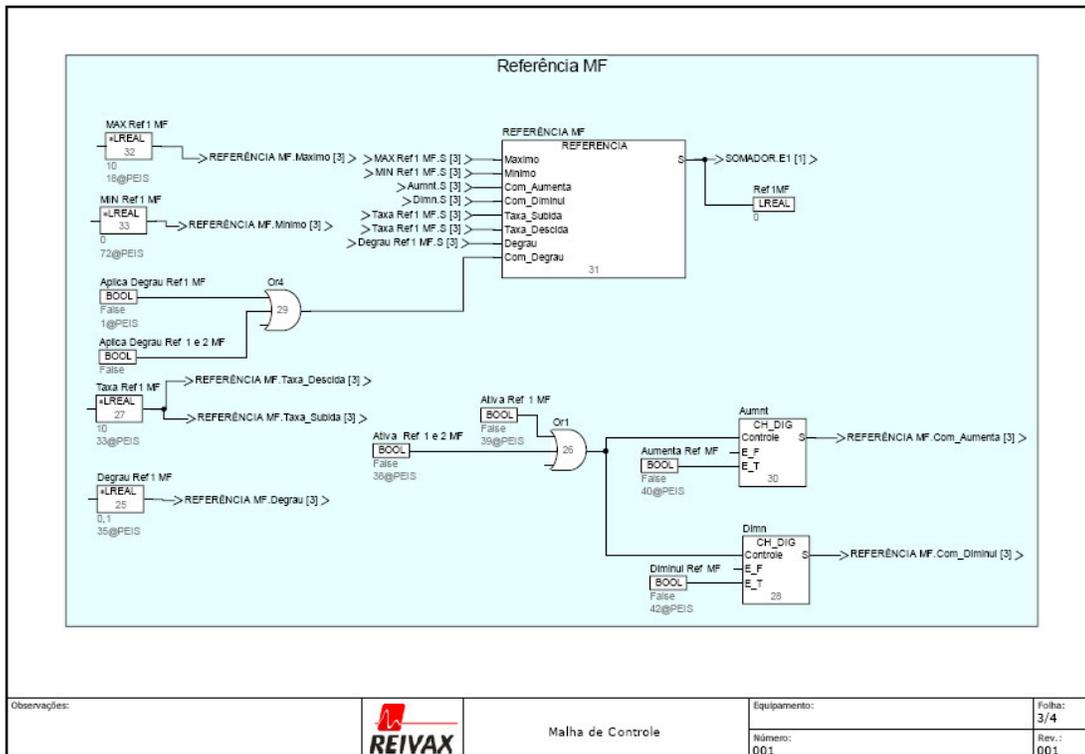
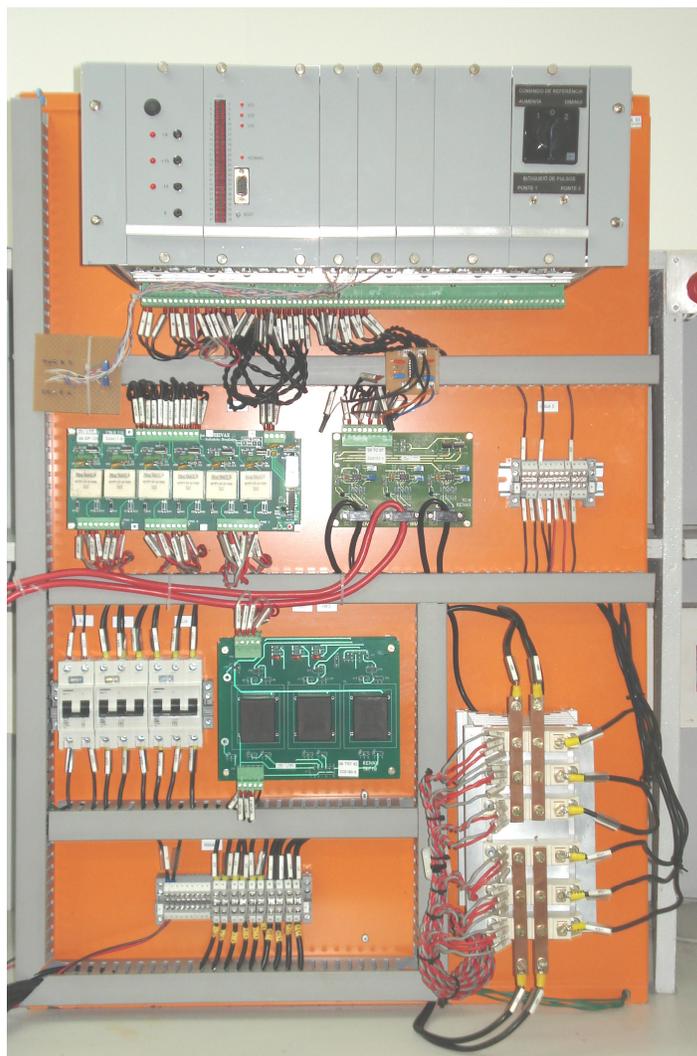


Fig. 5.13 – Blocos que geram a referência de corrente para operação em malha fechada.

Como exemplo, pode-se observar na Fig. 5.10 os blocos somador, compensador avanço-atraso e integrador limitado, conectados como descrito anteriormente. Estes blocos já estão prontos bastando somente definir os parâmetros desejados.

Com o programa pronto, basta compilá-lo e transferi-lo para a CPU através de uma comunicação serial.

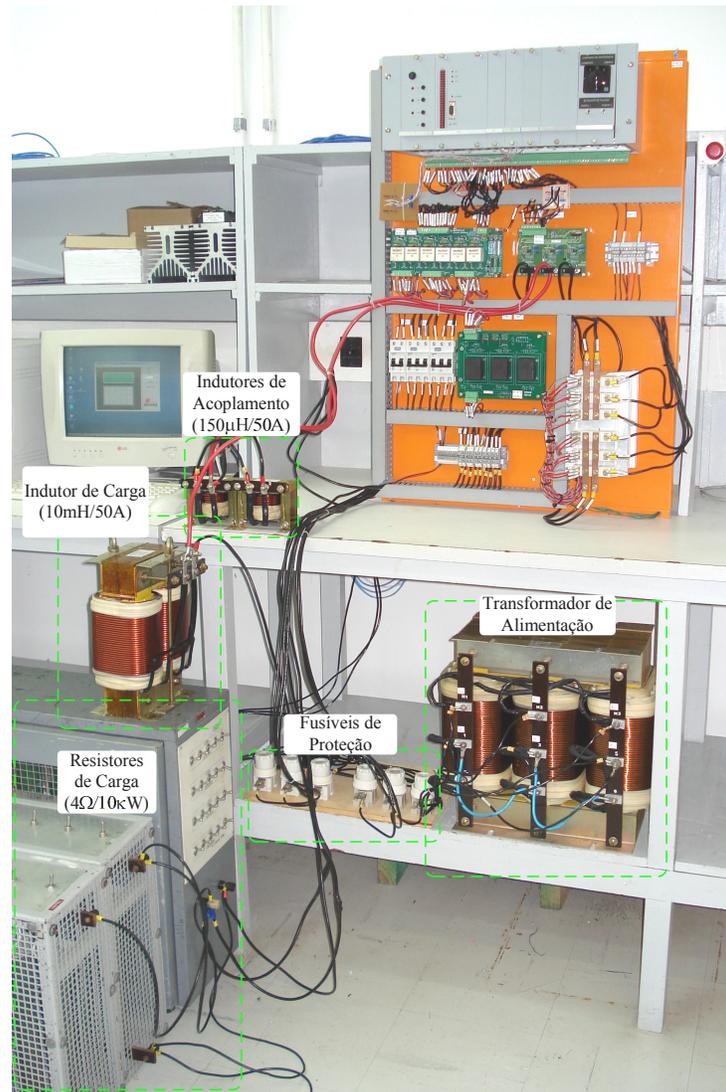
Na Fig. 5.14 pode-se observar uma foto do protótipo com os módulos interligados.



**Fig. 5.14 – Foto do protótipo com os módulos interligados.**

Já na Fig. 5.15, o protótipo está apresentado com seus módulos interligados e com os outros componentes que o compõe, sendo eles os fusíveis de proteção, o transformador

de alimentação, os indutores de acoplamento e a carga que é formada pela associação de um indutor com um banco de resistores.



**Fig. 5.15 – Protótipo com os módulos, carga, transformador de alimentação, indutores de acoplamento e fusíveis de proteção interligados.**

Somente para informação, o microcomputador que está ao lado esquerdo do protótipo na Fig. 5.15 foi utilizado para fazer a comunicação com a CPU e manter o sistema funcionando.

### 5.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o protótipo utilizado nos ensaios experimentais. Os módulos utilizados não apresentaram problemas nos ensaios, porém alguns ajustes foram necessários. A placa de disparo permite ajustes do sinal de controle para que o ângulo de disparo inicial fique como desejado.

O protótipo se mostrou eficiente ao longo de sua utilização, até mesmo porque a CPU o deixa muito flexível, poupando certo tempo em alterações das malhas de controle se necessário. Ensaios do tipo degrau de referência também são muito facilitados, pois pode-se programar sua amplitude e aplicá-lo através do *software*.

## 6 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou um estudo voltado para pontes retificadoras a tiristor, as quais são muito utilizadas nas indústrias e plantas que operam com potências elevadas.

Sistemas de excitação de geradores com pontes retificadoras a tiristor normalmente operam em paralelo, sendo dois os principais motivos:

- Operação em altas potências;
- Necessidade de se garantir o funcionamento do sistema no caso da falha de uma das pontes, ou seja, redundância.

O estudo de um único retificador apresentado no capítulo 3 foi muito importante para se familiarizar com este tipo de conversor. Seus resultados tanto em malha aberta quanto em malha fechada apresentaram-se totalmente coerentes quando se comparou resultados teóricos com experimentais. A metodologia de projeto do compensador mesclou a resposta em frequência e o lugar das raízes, o que se apresentou bastante adequado provendo os resultados almejados.

Já o paralelismo de pontes a tiristor se mostrou um assunto que ainda requer muita pesquisa. As referências bibliográficas sobre este assunto são escassas, dificultando as novas pesquisas. Porém, o estudo feito neste trabalho apresentou resultados que facilitarão estudos futuros.

Primeiramente considerou-se o sistema ideal, onde daí se extraiu uma informação muito importante: os elementos parasitas oferecem muita influência ao funcionamento do sistema. A partir disso, pode-se dizer que é muito difícil conceber um sistema com pontes em paralelo sem controle ativo, capaz de prover as correntes idênticas ou muito próximas em valor médio. As correntes das pontes sempre estarão desequilibradas, porém este desequilíbrio é tolerável até certo ponto. Atualmente esta tolerância está especificada em 5% da corrente nominal.

Em seguida verificou-se que a partir de um desequilíbrio em uma das pontes, a estratégia proposta por este trabalho se mostrou eficiente para adequar as correntes, porém,

outro problema ocorre quando se implementam malhas de corrente individuais. Os picos de corrente entre as pontes surgem, o que pode ser limitado com o uso de indutores instalados em pontos adequados, como na entrada ou na saída das pontes.

Com a utilização dos indutores concluiu-se que os picos de correntes podem ser limitados, mas a resposta dinâmica do sistema se torna mais lenta, porém as correntes médias se mantêm equilibradas como desejado. Melhorias na resposta dinâmica podem ser investigadas em estudos futuros aplicando-se técnicas de controle mais arrojadas, como por exemplo, controle multivariável ou controle não-linear.

O problema de desequilíbrio natural encontrado na experimentação que ocorre em consequência da defasagem entre os disparos dos tiristores, pode ser resolvido com a utilização de um gerador de pulsos de disparo microprocessado associado a um sincronismo digital comum para todos os geradores de pulso. Desta maneira as malhas de controle precisariam corrigir somente o desequilíbrio passivo, ou seja, de um tiristor diferente, resistências ou indutâncias de barramento diferentes, enfim, os desequilíbrios que já foram abordados.

O uso das indutâncias na entrada não se mostrou viável para sistemas de excitação, pois cada conjunto de indutores em cada ponte deve suportar a potência nominal do sistema. A opção pelo uso da indutância do transformador obriga o seu sobredimensionado. Mesmo não sendo boa opção aplicar indutores na entrada das pontes retificadoras, é importante ressaltar que como ponto positivo tal estudo apresentou a descrição das etapas da comutação entre tiristores com as pontes em paralelo considerando um desequilíbrio entre as mesmas. Tal comutação é diferente em relação a um retificador único e não fora encontrada na literatura.

Uma nova estratégia de controle que além da corrente do barramento positivo, também atua na corrente do barramento negativo, foi testada por simulações e apresentou bons resultados, porém deve ser mais estudada para que se comprove sua eficácia. Propõe-se o estudo desta estratégia em estudos futuros.

Mesmo que outras técnicas possam melhorar o funcionamento do sistema, concluiu-se que o fato do sistema em malha fechada ter provido o equilíbrio das correntes médias das pontes retificadoras, já representa um grande passo no estudo do paralelismo de pontes retificadoras a tiristor.

## APÊNDICE A

### PLANILHAS DE CÁLCULO DO RETIFICADOR ÚNICO CONSIDERANDO A CORRENTE DE CARGA DE 25A

#### 1. Dados do Sistema

##### *Dados do estágio de potência*

$V_{ef} := 220V$	<i>Tensão eficaz de entrada (linha)</i>
$l_{ff} := 360\mu H$	<i>Indutância do transformador e cabos de alimentação</i>
$r := 60 \times 10^{-3} \Omega$	<i>Resistência do transformador e cabos de alimentação</i>
$L_1 := 0.001\mu H$	<i>Indutância de acoplamento</i>
$f_{rede} := 60Hz$	<i>Frequência da rede</i>
$R_o := 4\Omega$	<i>Resistência de carga</i>
$L_o := 10mH$	<i>Indutância de Carga</i>
$I_o := 25A$	<i>Corrente na carga</i>
$u_{cmax} := 11V$	<i>Máxima tensão de controle</i>
$p := 6$	<i>Índice de pulsação do retificador</i>

- **Dados do sensor de corrente:**

$i := 1\text{A}$  *Corrente nominal do sensor de corrente*

$v := 0.2\text{V}$  *Tensão nominal do sensor de corrente*

## 2. Cálculos dos parâmetros do modelo da Ponte Retificadora

- **Dados iniciais:**

$V_{\text{pico}} := V_{\text{ef}} \cdot \sqrt{2}$   $V_{\text{pico}} = 311.127\text{ V}$  *Tensão de pico de entrada (linha)*

$V_o := R_o \cdot I_o$   $V_o = 100\text{ V}$  *Tensão média na carga*

$\text{Per} := \frac{1}{f_{\text{rede}}}$   $\text{Per} = 16.66667\text{ ms}$  *Período da rede*

$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{rede}}$   $\omega = 376.991 \frac{1}{\text{s}}$  *Frequência angular da rede*

- **Cálculo do Ângulo de Disparo  $\alpha$**

$V_o = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}}}{2\pi} \cdot \cos(\alpha)$  *Tensão de saída no retificador*

$\alpha := \text{acos}\left(V_o \cdot \frac{\pi}{p} \cdot \frac{\sqrt{2}}{V_{\text{ef}}}\right)$

$\alpha = 1.228$  *Ângulo de disparo dos tiristores em radianos*

$\alpha = 70.331\text{ deg}$  *Ângulo de disparo dos tiristores em graus*

• **Cálculo do Ângulo de Comutação  $\mu$**

$$(\cos(\alpha) - \cos(\mu + \alpha)) = \frac{\omega \cdot I_{tf} \cdot I_o}{\sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}$$

$$\mu := (-\alpha) + \arccos\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot \cos(\alpha) \cdot V_{ef} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) - \omega \cdot I_{tf} \cdot I_o \cdot \sqrt{2}}{V_{ef} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}\right)$$

$\mu = 0.023$  *Ângulo de comutação em radianos*

$\mu = 1.322 \text{ deg}$  *Ângulo de comutação em graus*

• **Cálculo da queda de tensão provocada pela comutação**

$$V_1 := \frac{p \cdot \omega \cdot I_{tf} \cdot I_o}{2\pi}$$

$V_1 = 3.24 \text{ V}$  *Queda de tensão devido a comutação*

• **Cálculo da Tensão de Controle**

a. *Cálculo da tensão de controle para a Corrente nominal com disparo cossenoidal.*

$u_{cc} := \cos(\alpha) \cdot u_{cmax}$   $u_{cc} = 3.702 \text{ V}$  *Tensão de controle*

b. *Considerando circuito de disparo com rampa simétrica.*

$u_{cr} := (-u_{cmax}) \cdot \frac{2 \cdot \alpha - \pi}{\pi}$   $u_{cr} = 2.404 \text{ V}$  *Tensão de controle*

c. Considerando circuito de disparo com rampa utilizado na prática.

$$u_{cr2} := (-u_{cmax}) \cdot \frac{\alpha - \pi}{\pi} \quad u_{cr2} = 6.702 \text{ V} \quad \text{Tensão de controle}$$

- Cálculo resistência que simula a queda de tensão devido ao fenômeno da condução simultânea

$$r_l := \frac{p \cdot \omega \cdot l_{tf}}{2\pi}$$

$$r_l = 0.13 \text{ } \Omega$$

- Cálculo aproximado da resistência e da indutância internas da fonte de alimentação e do Retificador

$$R_i := \left[ \left( \frac{2\pi}{p} - \mu \right) \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot r \right] + \left( \mu \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{r}{2} \right) + \left( \frac{p \cdot \omega \cdot l_{tf}}{2\pi} \right)$$

$$R_i = 0.18894 \text{ } \Omega$$

$$L_i := \left[ \left( \frac{2\pi}{p} - \mu \right) \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot l_{tf} \right] + \mu \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot l_{tf}$$

$$L_i = 356.03476 \mu\text{H}$$

**Indutância total (fonte + retificador + carga)**

$$L_t := L_i + L_o + L_1 \quad L_t = 10.35604 \text{ mH}$$

**Resistência total (fonte + retificador + carga)**

$$R_t := R_i + R_o \quad R_t = 4.18894 \text{ } \Omega$$

- Cálculo da constante de tempo devido a  $R_t$  e  $L_t$

$$T_t := \frac{L_t}{R_t} \quad T_t = 2.472 \text{ ms}$$

- **Cálculo do atraso médio estatístico do circuito de disparo**

$$T_d := \frac{P_{er}}{2p} \quad T_d = 1.389 \text{ ms}$$

- **Cálculo do Ganho do Rerificador (Circuito de Disparo Co-senoidal)**

$$K_{Rc} := \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2\pi \cdot u_{cmax}} \quad K_{Rc} = 27.009$$

- **Cálculo do Ganho do Rerificador (Circuito de Disparo Rampa Simétrica)**

$$K_{Rr} := \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{4 \cdot u_{cmax}} \quad K_{Rr} = 42.426$$

- **Ganho KR Linearizado para o ponto de operação (Circuito de Disparo Rampa Usado na Prática)**

$$K_R := \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2u_{cmax}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot u_{cr2}}{u_{cmax}}\right) \quad K_R = 79.902$$

- **Cálculo do ganho do medidor**

$$R_{el_{sh}} := \frac{v}{i} \quad R_{el_{sh}} = 0.2 \Omega \quad \text{Relação do Shunt}$$

$$K_I := R_{el_{sh}} \cdot I_o \quad K_I = 5 \text{ V} \quad \text{Ganho de corrente (na corrente nominal)}$$

$$K_{ampl} := \frac{u_{cr2}}{K_I} \quad K_{ampl} = 1.34 \quad \text{Ganho do amplificador}$$

$$K_i := R_{el_{sh}} \cdot K_{ampl} \quad K_i = 0.268 \Omega \quad \text{Ganho do medidor}$$

## APÊNDICE B

### PLANILHAS DE CÁLCULO DO RETIFICADOR ÚNICO CONSIDERANDO A CORRENTE DE CARGA DE 40A

#### 1. Dados do Sistema

##### *Dados do estágio de potência*

$V_{ef} := 220V$	<i>Tensão eficaz de entrada (linha)</i>
$L_f := 360\mu H$	<i>Indutância do transformador e cabos de alimentação</i>
$r := 60 \times 10^{-3} \Omega$	<i>Resistência do transformador e cabos de alimentação</i>
$L_1 := 0.001\mu H$	<i>Indutância de acoplamento</i>
$f_{rede} := 60Hz$	<i>Frequência da rede</i>
$R_o := 4\Omega$	<i>Resistência de carga</i>
$L_o := 10mH$	<i>Indutância de Carga</i>
$I_o := 40A$	<i>Corrente na carga</i>
$u_{cmax} := 11V$	<i>Máxima tensão de controle</i>
$p := 6$	<i>Índice de pulsação do retificador</i>

- **Dados do sensor de corrente:**

$i := 1\text{A}$  *Corrente nominal do sensor de corrente*

$v := 0.2\text{V}$  *Tensão nominal do sensor de corrente*

## **2. Cálculos dos parâmetros do modelo da Ponte Retificadora**

- **Dados iniciais:**

$V_{\text{pico}} := V_{\text{ef}} \cdot \sqrt{2}$   $V_{\text{pico}} = 311.127\text{ V}$  *Tensão de pico de entrada (linha)*

$V_o := R_o \cdot I_o$   $V_o = 160\text{ V}$  *Tensão média na carga*

$\text{Per} := \frac{1}{f_{\text{rede}}}$   $\text{Per} = 16.66667\text{ ms}$  *Período da rede*

$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{rede}}$   $\omega = 376.991 \frac{1}{\text{s}}$  *Frequência angular da rede*

- **Cálculo do Ângulo de Disparo  $\alpha$**

$V_o = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}}}{2\pi} \cdot \cos(\alpha)$  *Tensão de saída no retificador*

$\alpha := \text{acos}\left(V_o \cdot \frac{\pi}{p} \cdot \frac{\sqrt{2}}{V_{\text{ef}}}\right)$

$\alpha = 1.002$  *Ângulo de disparo dos tiristores em radianos*

$\alpha = 57.416\text{ deg}$  *Ângulo de disparo dos tiristores em graus*

- **Cálculo do Ângulo de Comutação  $\mu$**

$$(\cos(\alpha) - \cos(\mu + \alpha)) = \frac{\omega \cdot l_{tf} \cdot I_o}{\sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}$$

$$\mu := (-\alpha) + \arccos\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot \cos(\alpha) \cdot V_{ef} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) - \omega \cdot l_{tf} \cdot I_o \cdot \sqrt{2}}{V_{ef} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}\right)$$

$\mu = 0.041$

*Ângulo de comutação em radianos*

$\mu = 2.343 \text{ deg}$

*Ângulo de comutação em graus*

- **Cálculo da queda de tensão provocada pela comutação**

$$V_1 := \frac{p \cdot \omega \cdot l_{tf} \cdot I_o}{2\pi}$$

$V_1 = 5.184 \text{ V}$

*Queda de tensão devido a comutação*

- **Cálculo da Tensão de Controle**

a. *Cálculo da tensão de controle para a Corrente nominal com disparo cossenoidal.*

$$u_{cc} := \cos(\alpha) \cdot u_{cmax}$$

$u_{cc} = 5.924 \text{ V}$

*Tensão de controle*

b. *Considerando circuito de disparo com rampa simétrica.*

$$u_{cr} := (-u_{cmax}) \cdot \frac{2 \cdot \alpha - \pi}{\pi}$$

$u_{cr} = 3.982 \text{ V}$

*Tensão de controle*

c. Considerando circuito de disparo com rampa utilizado na prática.

$$u_{cr2} := (-u_{cmax}) \cdot \frac{\alpha - \pi}{\pi} \quad u_{cr2} = 7.491 \text{ V} \quad \text{Tensão de controle}$$

- Cálculo resistência que simula a queda de tensão devido ao fenômeno da condução simultânea

$$r_l := \frac{p \cdot \omega \cdot l_{tf}}{2\pi}$$

$$r_l = 0.13 \text{ } \Omega$$

- Cálculo aproximado da resistência e da indutância internas da fonte de alimentação e do Retificador

$$R_i := \left[ \left( \frac{2\pi}{p} - \mu \right) \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot r \right] + \left( \mu \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{r}{2} \right) + \left( \frac{p \cdot \omega \cdot l_{tf}}{2\pi} \right)$$

$$R_i = 0.18843 \text{ } \Omega$$

$$L_i := \left[ \left( \frac{2\pi}{p} - \mu \right) \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot l_{tf} \right] + \mu \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot l_{tf}$$

$$L_i = 352.9711 \text{ } \mu\text{H}$$

**Indutância total (fonte + retificador + carga)**

$$L_t := L_i + L_o + L_1 \quad L_t = 10.35297 \text{ mH}$$

**Resistência total (fonte + retificador + carga)**

$$R_t := R_i + R_o \quad R_t = 4.18843 \text{ } \Omega$$

- Cálculo da constante de tempo devido a  $R_t$  e  $L_t$

$$T_t := \frac{L_t}{R_t} \quad T_t = 2.472 \text{ ms}$$

- **Cálculo do atraso médio estatístico do circuito de disparo**

$$T_d := \frac{P_{er}}{2p} \quad T_d = 1.389 \text{ ms}$$

- **Cálculo do Ganho do Rerificador (Circuito de Disparo Co-senoidal)**

$$K_{Rc} := \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2\pi \cdot u_{cmax}} \quad K_{Rc} = 27.009$$

- **Cálculo do Ganho do Rerificador (Circuito de Disparo Rampa Simétrica)**

$$K_{Rr} := \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{4 \cdot u_{cmax}} \quad K_{Rr} = 42.426$$

- **Ganho KR Linearizado para o ponto de operação (Circuito de Disparo Rampa Usado na Prática)**

$$K_R := \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2u_{cmax}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot u_{cr2}}{u_{cmax}}\right) \quad K_R = 71.497$$

- **Cálculo do ganho do medidor**

$$Rel_{sh} := \frac{v}{i} \quad Rel_{sh} = 0.2 \Omega \quad \textit{Relação do Shunt}$$

$$K_I := Rel_{sh} \cdot I_o \quad K_I = 8 \text{ V} \quad \textit{Ganho de corrente (na corrente nominal)}$$

$$K_{ampl} := \frac{u_{cr2}}{K_I} \quad K_{ampl} = 0.936 \quad \textit{Ganho do amplificador}$$

$$K_i := Rel_{sh} \cdot K_{ampl} \quad K_i = 0.187 \Omega \quad \textit{Ganho do medidor}$$

## APÊNDICE C

### PLANILHAS DE CÁLCULO DO RETIFICADOR ÚNICO CONSIDERANDO A CORRENTE DE CARGA DE 50A

#### 1. Dados do Sistema

##### *Dados do estágio de potência*

$V_{ef} := 220V$	<i>Tensão eficaz de entrada (linha)</i>
$l_{tf} := 360\mu H$	<i>Indutância do transformador e cabos de alimentação</i>
$r := 60 \times 10^{-3} \Omega$	<i>Resistência do transformador e cabos de alimentação</i>
$L_1 := 0.001\mu H$	<i>Indutância de acoplamento</i>
$f_{rede} := 60Hz$	<i>Frequência da rede</i>
$R_o := 4\Omega$	<i>Resistência de carga</i>
$L_o := 10mH$	<i>Indutância de Carga</i>
$I_o := 50A$	<i>Corrente na carga</i>
$u_{cmax} := 11V$	<i>Máxima tensão de controle</i>
$p := 6$	<i>Índice de pulsação do retificador</i>

- **Dados do sensor de corrente:**

$i := 1\text{A}$  *Corrente nominal do sensor de corrente*

$v := 0.2\text{V}$  *Tensão nominal do sensor de corrente*

## 2. Cálculos dos parâmetros do modelo da Ponte Retificadora

- **Dados iniciais:**

$V_{\text{pico}} := V_{\text{ef}} \cdot \sqrt{2}$   $V_{\text{pico}} = 311.127\text{ V}$  *Tensão de pico de entrada (linha)*

$V_o := R_o \cdot I_o$   $V_o = 200\text{ V}$  *Tensão média na carga*

$\text{Per} := \frac{1}{f_{\text{rede}}}$   $\text{Per} = 16.66667\text{ ms}$  *Período da rede*

$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{rede}}$   $\omega = 376.991 \frac{1}{\text{s}}$  *Frequência angular da rede*

- **Cálculo do Ângulo de Disparo  $\alpha$**

$V_o = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}}}{2\pi} \cdot \cos(\alpha)$  *Tensão de saída no retificador*

$\alpha := \text{acos}\left(V_o \cdot \frac{\pi}{p} \cdot \frac{\sqrt{2}}{V_{\text{ef}}}\right)$

$\alpha = 0.832$  *Ângulo de disparo dos tiristores em radianos*

$\alpha = 47.688\text{ deg}$  *Ângulo de disparo dos tiristores em graus*

• **Cálculo do Ângulo de Comutação  $\mu$**

$$(\cos(\alpha) - \cos(\mu + \alpha)) = \frac{\omega \cdot I_{tf} \cdot I_o}{\sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}$$

$$\mu := (-\alpha) + \arccos\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot \cos(\alpha) \cdot V_{ef} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) - \omega \cdot I_{tf} \cdot I_o \cdot \sqrt{2}}{V_{ef} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}\right)$$

$\mu = 0.058$

*Ângulo de comutação em radianos*

$\mu = 3.295 \text{ deg}$

*Ângulo de comutação em graus*

• **Cálculo da queda de tensão provocada pela comutação**

$$V_1 := \frac{p \cdot \omega \cdot I_{tf} \cdot I_o}{2\pi}$$

$V_1 = 6.48 \text{ V}$

*Queda de tensão devido a comutação*

• **Cálculo da Tensão de Controle**

a. *Cálculo da tensão de controle para a Corrente nominal com disparo cossenoidal.*

$$u_{cc} := \cos(\alpha) \cdot u_{cmax}$$

$u_{cc} = 7.405 \text{ V}$

*Tensão de controle*

b. *Considerando circuito de disparo com rampa simétrica.*

$$u_{cr} := (-u_{cmax}) \cdot \frac{2 \cdot \alpha - \pi}{\pi}$$

$u_{cr} = 5.171 \text{ V}$

*Tensão de controle*

c. Considerando circuito de disparo com rampa utilizado na prática.

$$u_{cr2} := (-u_{cmax}) \cdot \frac{\alpha - \pi}{\pi} \quad u_{cr2} = 8.086 \text{ V} \quad \text{Tensão de controle}$$

- Cálculo resistência que simula a queda de tensão devido ao fenômeno da condução simultânea

$$r_l := \frac{p \cdot \omega \cdot l_{tf}}{2\pi}$$

$$r_l = 0.13 \text{ } \Omega$$

- Cálculo aproximado da resistência e da indutância internas da fonte de alimentação e do Retificador

$$R_i := \left[ \left( \frac{2\pi}{p} - \mu \right) \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot r \right] + \left( \mu \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{r}{2} \right) + \left( \frac{p \cdot \omega \cdot l_{tf}}{2\pi} \right)$$

$$R_i = 0.18795 \text{ } \Omega$$

$$L_i := \left[ \left( \frac{2\pi}{p} - \mu \right) \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot l_{tf} \right] + \mu \cdot \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot l_{tf}$$

$$L_i = 350.11403 \text{ } \mu\text{H}$$

**Indutância total (fonte + retificador + carga)**

$$L_t := L_i + L_o + L_1 \quad L_t = 10.35012 \text{ mH}$$

**Resistência total (fonte + retificador + carga)**

$$R_t := R_i + R_o \quad R_t = 4.18795 \text{ } \Omega$$

- Cálculo da constante de tempo devido a  $R_t$  e  $L_t$

$$T_t := \frac{L_t}{R_t} \quad T_t = 2.471 \text{ ms}$$

- **Cálculo do atraso médio estatístico do circuito de disparo**

$$T_d := \frac{P_{er}}{2p} \quad T_d = 1.389 \text{ ms}$$

- **Cálculo do Ganho do Rerificador (Circuito de Disparo Co-senoidal)**

$$K_{Rc} := \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2\pi \cdot u_{cmax}} \quad K_{Rc} = 27.009$$

- **Cálculo do Ganho do Rerificador (Circuito de Disparo Rampa Simétrica)**

$$K_{Rr} := \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{4 \cdot u_{cmax}} \quad K_{Rr} = 42.426$$

- **Ganho KR Linearizado para o ponto de operação (Circuito de Disparo Rampa Usado na Prática)**

$$K_R := \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ef}}{2u_{cmax}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot u_{cr2}}{u_{cmax}}\right) \quad K_R = 62.748$$

- **Cálculo do ganho do medidor**

$$R_{el_{sh}} := \frac{v}{i} \quad R_{el_{sh}} = 0.2 \Omega \quad \text{Relação do Shunt}$$

$$K_I := R_{el_{sh}} \cdot I_o \quad K_I = 10 \text{ V} \quad \text{Ganho de corrente (na corrente nominal)}$$

$$K_{ampl} := \frac{u_{cr2}}{K_I} \quad K_{ampl} = 0.809 \quad \text{Ganho do amplificador}$$

$$K_i := R_{el_{sh}} \cdot K_{ampl} \quad K_i = 0.162 \Omega \quad \text{Ganho do medidor}$$

## APÊNDICE D

### PLANILHAS DE CÁLCULO PARA AJUSTE DO COMPENSADOR DO RETIFICADOR ÚNICO

Especificações:

- **Tempo de resposta**

$$t_T := 12 \cdot 10^{-3}$$

$$\tau := \frac{t_T}{3}$$

- **Freqüência de cruzamento**

$$f_c := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} \quad f_c = 39.789$$

$$s_c := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad s_c = 250i$$

- **Ganho do sensor de corrente**

$$H_1 := 0.162$$

- **Margem de fase**

$$M_f := 63$$

- **Função de transferência da planta**

$$G_p(s) := \frac{62.748 \cdot 0.241}{(1 + s \cdot 0.001389) \cdot (1 + s \cdot 0.00247)}$$

$$f_{p1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0.001389} \quad f_{p1} = 114.582 \quad \text{Frequência do pólo 1 da planta (Hz)}$$

$$f_{p2} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0.00247} \quad f_{p2} = 64.435 \quad \text{Frequência do pólo 2 da planta (Hz)}$$

- **Função de transferência da planta total (planta+medidor de corrente)**

$$G_{pt}(s) := G_p(s) \cdot H_i$$

- **Fase da planta total**

$$\text{fase}_{G_{pt}}(s_c) := \arg(G_{pt}(s_c)) \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{fase}_{G_{pt}}(s_c) = -50.845$$

Cancelamento do polo mais lento da planta com o zero do compensador, para conseguir um sistema de primeira ordem, isto é, com 20dB/dec.

$$f_{zc} := f_{p2} \quad f_{zc} = 64.435$$

- **Fase de contribuição necessária para o pólo do compensador:**

$$\phi_{pcomp} := -180 - \left( \left( \arg \left( \frac{s_c + 2 \cdot \pi \cdot f_{zc}}{s_c} \right) \cdot \frac{180}{\pi} \right) \right) - \text{fase}_{G_{pt}}(s_c) + M_f$$

$$\phi_{pcomp} = -7.85$$

Para efeito de comparação, a seguir está apresetada a contribuição angular individual do integrador e do zero do compensador, da planta e da margem de fase desejada.

- **Pólo integrador**

$$\arg \left( \frac{1}{s_c} \right) \cdot \frac{180}{\pi} = -90$$

- **Zero**

$$\arg(s_c + 2 \cdot \pi \cdot f_{zc}) \cdot \frac{180}{\pi} = 31.695$$

- **Planta**

$$\text{fase}_{G_{pt}}(s_c) = -50.845$$

- **Margem de fase**

$$M_f = 63$$

**Freqüência do pólo do compensador (Hz)**

$$f_{pcomp} := \frac{f_c}{\tan\left(\left|\phi_{pcomp}\right| \cdot \frac{\pi}{180}\right)} \quad f_{pcomp} = 288.575$$

Pelo critério de módulo, o ganho da função de transferência de laço aberto na frequência de cruzamento deve ser 0 dB, o que seria o mesmo que 1. Sabendo que a FTLA é o produto do compensador pela planta e o ganho do sensor de corrente, encontra-se pela expressão abaixo a parcela de ganho necessária para o compensador na FTLA, já que é conhecida as parcelas referentes ao ganho da planta e ao sensor de corrente.

$$\text{ganho}_C(s_c) := \frac{1}{|G_{pt}(s_c)|} \quad \text{ganho}_C(s_c) = 0.508$$

$$k_c := \text{ganho}_C(s_c) \cdot \left| \frac{s_c \cdot (s_c + 2 \cdot \pi \cdot f_{pcomp})}{s_c + 2 \cdot \pi \cdot f_{zc}} \right|$$

**Ganho do compensador**

$$K_{comp} := k_c \quad K_{comp} = 488.377$$

**Frequência do zero do compensador (rad)**

$$\omega_{zcomp} := 2 \cdot \pi \cdot f_{zc}$$

$$\omega_{zcomp} = 404.858$$

**Frequência do pólo do compensador (rad)**

$$\omega_{pcomp} := 2 \cdot \pi \cdot f_{pcomp}$$

$$\omega_{pcomp} = 1.813 \times 10^3$$

• **Função de transferência do compensador**

$$C(f) := k_c \cdot \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + 2 \cdot \pi \cdot f_{zc}}{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + 2 \cdot \pi \cdot f_{pcomp})}$$

• **Função de transferência da planta**

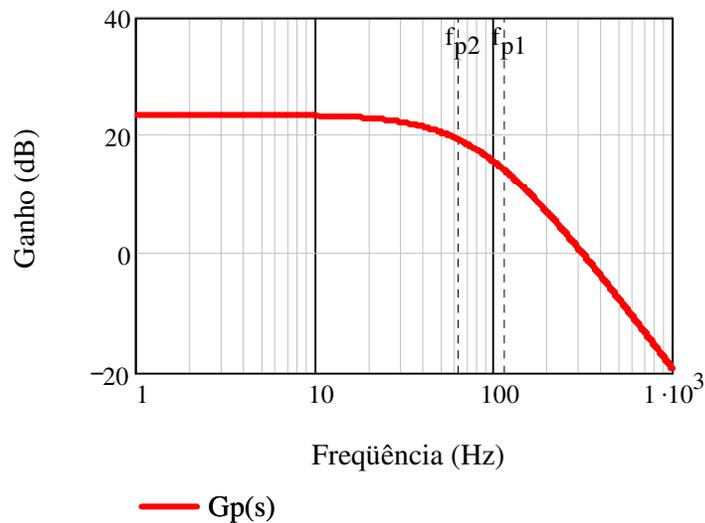
$$G_p(f) := \frac{62.748 \cdot 0.241}{(1 + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot 0.001389) \cdot (1 + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot 0.00247)}$$

**Diagramas de Bode de Ganho e Fase da Planta**

• **Ganho da planta**

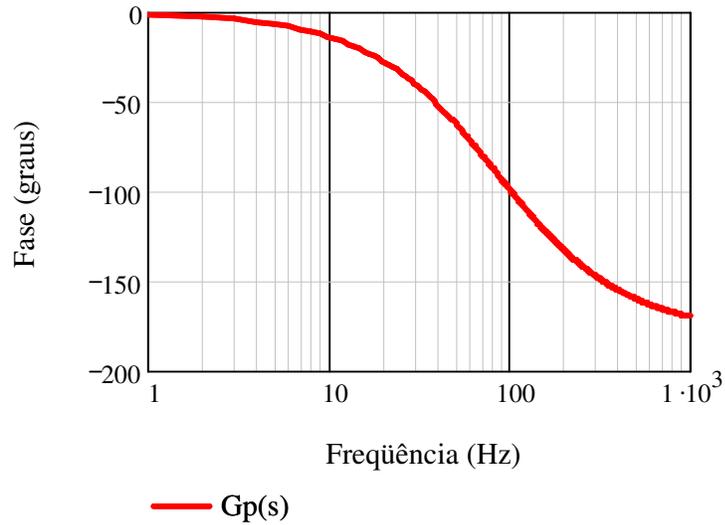
$$\text{ganho}_{G_p}(f) := 20 \cdot \log(|G_p(f)|)$$

$$f := 1, 2 \dots 1000$$



- Fase da planta

$$\text{fase}_{G_p}(f) := \arg(G_p(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



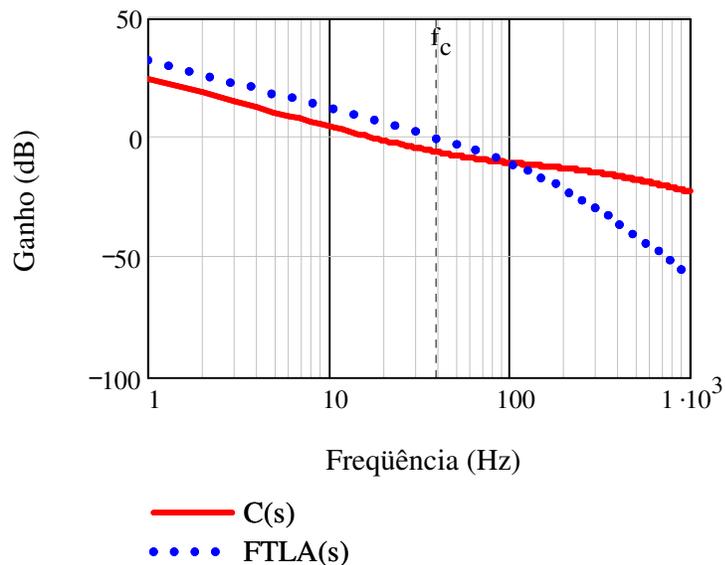
### Diagramas de Bode de Ganho e Fase do Compensador e FTLA

$$\text{ganho}_C(f) := 20 \cdot \log(|C(f)|)$$

*Ganho do compensador*

$$\text{ganho}_{\text{FTLA}}(f) := 20 \cdot \log(|G_p(f) \cdot H_i \cdot C(f)|)$$

*Ganho do sistema em laço aberto*



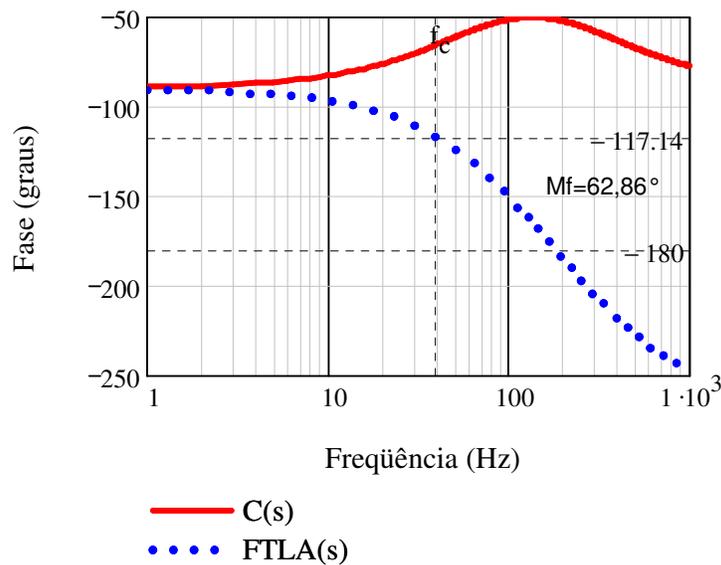
$$\text{fase}_{C(f)} := \arg(C(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

**Fase do compensador**

$$\text{fase}_{\text{FTLA}(f)} := \arg(G_p(f) \cdot H_i \cdot C(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

**Fase do sistema em laço aberto**

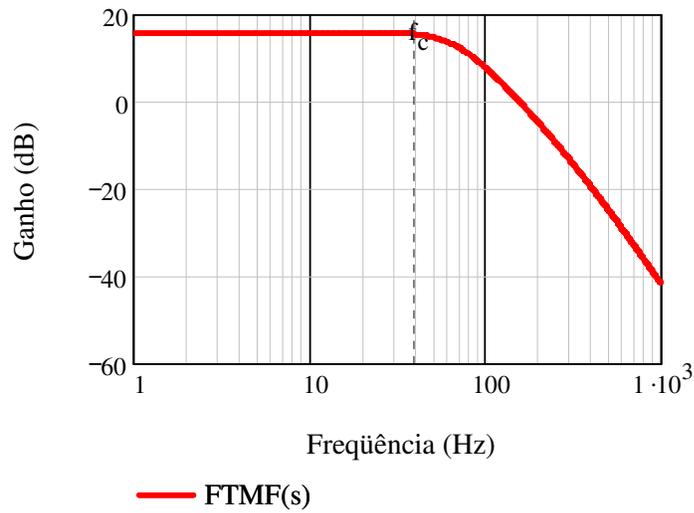
$$\text{fase}_{\text{FTLA}(f)} := \begin{cases} \arg(G_p(f) \cdot H_i \cdot C(f)) \cdot \frac{180}{\pi} & \text{if } \arg(G_p(f) \cdot H_i \cdot C(f)) \cdot \frac{180}{\pi} < 0 \\ \arg(G_p(f) \cdot H_i \cdot C(f)) \cdot \frac{180}{\pi} - 360 & \text{otherwise} \end{cases}$$



## Diagramas de Bode de Ganho e Fase da FTMF

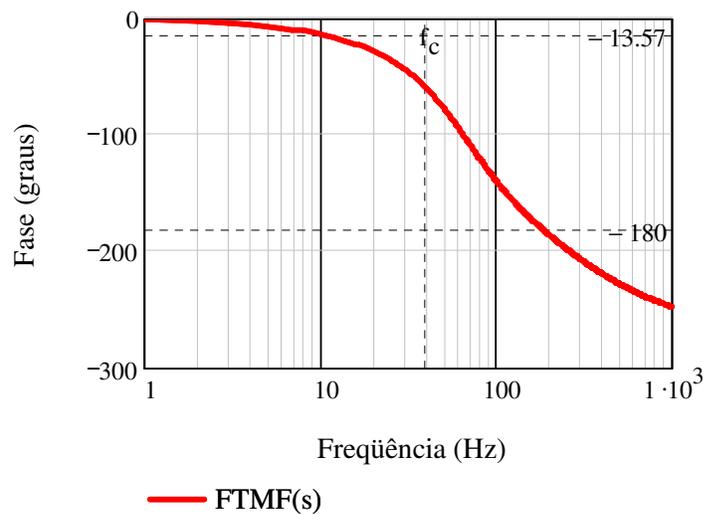
**Ganho do sistema em malha fechada**

$$\text{ganho}_{\text{MF}(f)} := 20 \cdot \log \left( \left| \frac{C(f) \cdot G_p(f)}{1 + C(f) \cdot G_p(f) \cdot H_i} \right| \right)$$



$$\text{fase}_{\text{MF}}(f) := \arg\left(\frac{C(f) \cdot G_p(f)}{1 + C(f) \cdot G_p(f) \cdot H_i}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{Fase do sistema em malha fechada}$$

$$\text{fase}_{\text{MF}}(f) := \begin{cases} \arg\left(\frac{C(f) \cdot G_p(f)}{1 + C(f) \cdot G_p(f) \cdot H_i}\right) \cdot \frac{180}{\pi} & \text{if } \arg\left(\frac{C(f) \cdot G_p(f)}{1 + C(f) \cdot G_p(f) \cdot H_i}\right) \cdot \frac{180}{\pi} < 0 \\ \arg\left(\frac{C(f) \cdot G_p(f)}{1 + C(f) \cdot G_p(f) \cdot H_i}\right) \cdot \frac{180}{\pi} - 360 & \text{otherwise} \end{cases}$$



## APÊNDICE E

### PLANILHAS DE CÁLCULO PARA DEFINIR A INDUTÂNCIA DE ENTRADA

#### *Cálculo do Indutor de Entrada*

- Dados do estágio de potência**

$$V_{ef} := 220\text{V}$$

*Tensão eficaz de entrada (linha)*

$$f := 60\text{Hz}$$

*Freqüência da rede*

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f$$

*Freqüência angular da rede*

$$\alpha_1 := 47.488 \text{ deg} \quad \alpha_1 = 0.829$$

*Ângulo de disparo da ponte 1*

$$\alpha_2 := 47.688 \text{ deg}$$

*Ângulo de disparo da ponte 2*

$$\Delta_{\alpha} := \alpha_2 - \alpha_1 \quad \Delta_{\alpha} = 0.2 \text{ deg}$$

$$\Delta_{\alpha 1} := 0.5 \text{ deg} \quad \Delta_{\alpha 2} := 1 \text{ deg}$$

*Ângulo de defasagem das pontes*

$$\Delta_{\alpha 3} := 1.5 \text{ deg} \quad \Delta_{\alpha 4} := 2 \text{ deg}$$

$$t_d := \frac{\Delta_{\alpha}}{360 \text{ deg} \cdot 60 \text{ Hz}} \quad t_d = 9.259 \text{ } \mu\text{s}$$

$$t_{d1} := \frac{\Delta_{\alpha 1}}{360 \text{ deg} \cdot 60 \text{ Hz}} \quad t_{d1} = 23.148 \text{ } \mu\text{s}$$

$$t_{d2} := \frac{\Delta_{\alpha 2}}{360 \text{ deg} \cdot 60 \text{ Hz}} \quad t_{d2} = 46.296 \text{ } \mu\text{s}$$

*Defasagem das pontes em segundos*

$$t_{d3} := \frac{\Delta_{\alpha 3}}{360 \text{ deg} \cdot 60 \text{ Hz}} \quad t_{d3} = 69.444 \text{ } \mu\text{s}$$

$$t_{d4} := \frac{\Delta_{\alpha 4}}{360 \text{ deg} \cdot 60 \text{ Hz}} \quad t_{d4} = 92.593 \text{ } \mu\text{s}$$

$$\beta := \omega \cdot t_d \quad \beta = 3.491 \times 10^{-3}$$

*Ângulo de defasagem em radianos*

$$\beta_2 := \omega \cdot t_{d2} \quad \beta_2 = 0.017$$

$$\beta_3 := \omega \cdot t_{d3} \quad \beta_3 = 0.026 \quad \text{\textit{Ângulo de defasagem em radianos}}$$

$$\beta_4 := \omega \cdot t_{d4} \quad \beta_4 = 0.035$$

### Gráfico do Pico de Corrente em função da variação do Ângulo de Disparo

$$L_c := 260\mu\text{H}$$

$$\Delta I_1(\alpha) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}}}{3 \cdot \omega \cdot L_c} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\beta + \alpha))$$

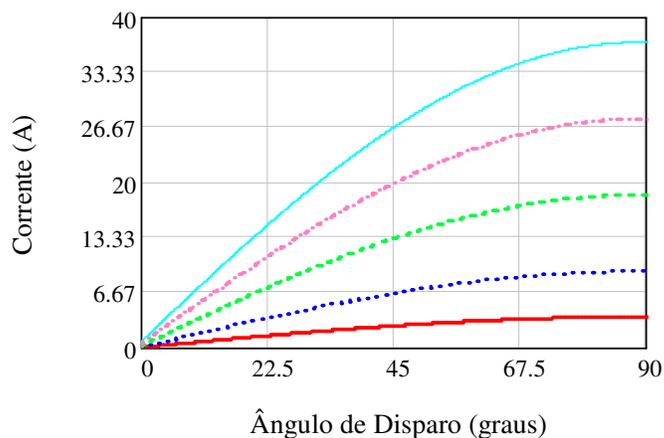
$$\Delta I_2(\alpha) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}}}{3 \cdot \omega \cdot L_c} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\beta_1 + \alpha))$$

$$\Delta I_3(\alpha) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}}}{3 \cdot \omega \cdot L_c} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\beta_2 + \alpha))$$

$$\Delta I_4(\alpha) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}}}{3 \cdot \omega \cdot L_c} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\beta_3 + \alpha))$$

$$\Delta I_5(\alpha) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}}}{3 \cdot \omega \cdot L_c} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\beta_4 + \alpha))$$

$$\alpha := 0\text{rad}, 0.001\text{rad}.. 1.6$$



$$\Delta I_1 := 1A$$

$$\Delta I_2 := 1.5A$$

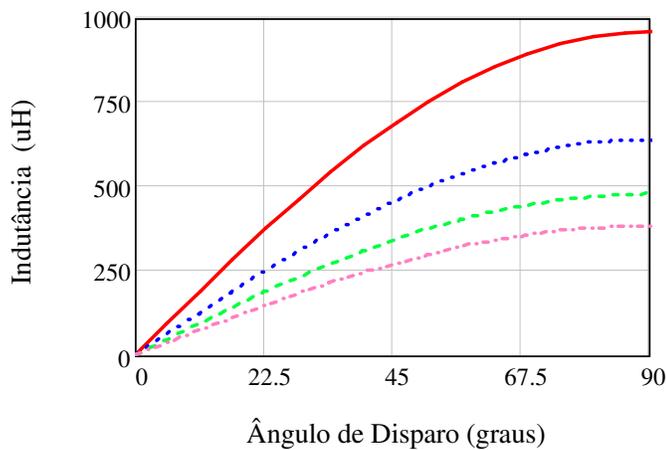
$$\Delta I_3 := 2A$$

$$\Delta I_4 := 2.5A$$

$$L_1(\alpha) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{3 \cdot \omega \cdot \Delta I_1} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\beta + \alpha)) \quad L_3(\alpha) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{3 \cdot \omega \cdot \Delta I_3} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\beta + \alpha))$$

$$L_2(\alpha) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{3 \cdot \omega \cdot \Delta I_2} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\beta + \alpha)) \quad L_4(\alpha) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{3 \cdot \omega \cdot \Delta I_4} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\beta + \alpha))$$

$$\alpha := 0rad, 0.1rad.. \pi$$



#### Cálculo do exemplo 4.4.

$$L_c := 260\mu H \quad t_d := \frac{\Delta\alpha_1}{360deg \cdot 60Hz} \quad t_d = 23.148\mu s$$

$$\Delta\alpha_1 := 0.5deg \quad \beta := \omega \cdot t_d \quad \beta = 8.727 \times 10^{-3}$$

$$\alpha_1 := 47.188deg \quad \Delta I := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef}}{3 \cdot \omega \cdot L_c} \cdot (\cos(\alpha_1) - \cos(\beta + \alpha_1))$$

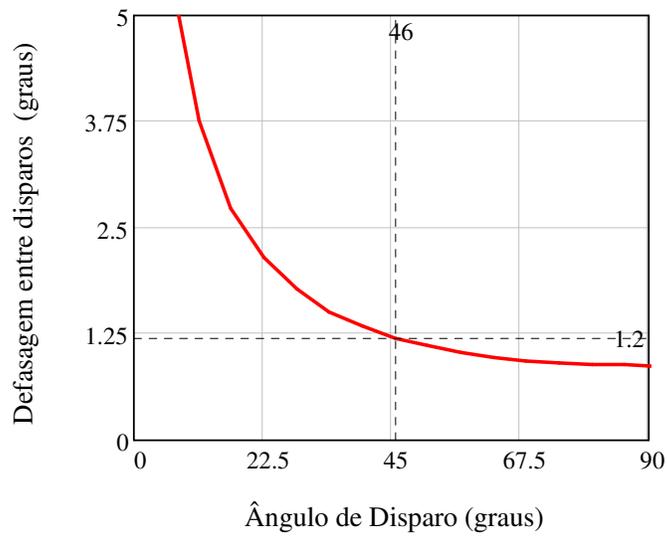
$$\Delta I = 6.801 A$$

**Curva gerada para a seção 4.12.6**

$$L_4 := 260\mu\text{H}$$

$$\Delta I_4 := 16\text{A}$$

$$\beta(\alpha) := (-\alpha) + \arccos\left[\frac{1}{2}\left[(-3)\cdot L_4\cdot\omega\cdot\Delta I_4 + 2\cdot\frac{1}{2}\cdot V_{\text{ef}}\cdot\cos(\alpha)\right]\cdot\frac{1}{V_{\text{ef}}}\right]$$



## Referências Bibliográficas

- [1] DA SILVA, José Fernando Alves. *Controlo Preditivo por Simulação para Rectificadores, com Eliminação de Falhas de Comutação*. Instituto Superior Técnico. Lisboa, 1989.
- [2] WISBECK, Taylor Thomson, DE CAMPOS, Mário Augusto, C. JUNIOR, Nelson Zeni. *Trigger Pulses Control in Thyristor Bridge using Digital Signal Processor*. VI Induscon 2004.
- [3] BARBI, Ivo, 2005. *Eletrônica de Potência*. Florianópolis, Edição do Autor.
- [4] OGATA, Katsuhiko. *Engenharia de Controle Moderno*. Terceira Edição. Rio de Janeiro, RJ: Editora Prentice-Hall do Brasil LTDA, 1998.
- [5] DORF, Richard C., BISHOP, Robert H.. *Sistemas de Controle Modernos*. Oitava Edição. Rio de Janeiro, RJ: LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 2001.
- [6] FUERBACK, André Luiz. *Modelagem Eletromecânica e Acionamento em Corrente de Atuadores Piezelétricos Operando no Modo Longitudinal*. Florianópolis, SC, 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [7] ERICKSON, Robert W.. *Fundamentals of Power Electronics*. University of Colorado, Bolder, CO. Chapman & Hall, 1997.
- [8] GIBBS, Irving A., KIMMEL, Donald S.. *Active Balance between Parallel Thyristors in Multi-Bridge AC-DC Rectifiers*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, No. 4, December 2001, pages 334-339.
- [9] GIBBS, Irving A.. *Testing of Active Current Balance in Parallel Thyristor Bridges*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 2, June 2005, pages 481-484.
- [10] CATÁLOGO, ABB Switzerland Ltd. *Unitrol<sup>®</sup> 5000 – Excitation Systems for Medium and Large Synchronous Machines*. [www.abb.com/unitrol](http://www.abb.com/unitrol)
- [11] TROFINO, Alexandre, COUTINHO, Daniel, BARBOSA, Karina A. Costa. *Sistemas Multivariáveis: Uma abordagem via LMIs versão preliminar*. Universidade Federal de Santa Catarina, Apostila do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Florianópolis, agosto de 2003.

- [12] MANUAL DO USUÁRIO, Reivax Automação e Controle. *Tc10 Transdutor de corrente*. [www.reivax.com.br](http://www.reivax.com.br).
- [13] MANUAL DO USUÁRIO, Reivax Automação e Controle. *TRF10 Módulo Transformador de Tensão*. [www.reivax.com.br](http://www.reivax.com.br).
- [14] RICO, Julio Elias Normey. *Controle Clássico*. Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Automação e Sistemas. Apostila do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. E-mail: julio@lcmi.ufsc.br