

HENDRIKS DELESPORTE PAULINO

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR
MICROCONTROLADO COM CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA CC
REGULADA PARA PROCESSOS INDUSTRIAIS**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira.

Co-orientador: Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti.

VITÓRIA

2009

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Central da Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

P328d Paulino, Hendriks Delesposte, 1979-
Desenvolvimento e implementação de um conversor microcontrolado com corrente média de saída CC regulada para processos industriais / Hendriks Delesposte Paulino. – 2009. 74 f. : il.

Orientador: José Luiz de Freitas Vieira.
Co-Orientador: Domingos Sávio Lyrio Simonetti.
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Eletrônica de potência. 2. Retificadores de corrente elétrica. 3. Retificador. I. Vieira, José Luiz de Freitas. II. Simonetti, Domingos Sávio Lyrio. III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

HENDRIKS DELESPOSTE PAULINO

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR
MICROCONTROLADO COM CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA
REGULADA PARA PROCESSOS INDUSTRIAIS**

Dissertação de mestrado submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 16 de setembro de 2009.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira - Orientador
Universidade Federal do Espírito Santo

Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti - Co-orientador
Universidade Federal do Espírito Santo

Profa. Dra. Jussara Farias Fardin - Membro Interno
Universidade Federal do Espírito Santo

Prof. Dr. Márcio Almeida Có - Membro Externo
Instituto Federal do Espírito Santo

Vitória, setembro de 2009

"O homem como cientista é amoral. Só é moral como homem, não se preocupa se o que descobre vai ser usado para o bem ou para o mal. Como toda descoberta científica dá mais poderes sobre a natureza, ela pode aumentar o bem ou o mal."

(César Lattes)

*À Márcio Brumatti,
meu amigo eterno.*

Agradecimentos

Agradeço à minha mãe Zilda que independente da situação que esteja encarando em sua vida sempre me apoiou e confiou nas minhas escolhas e aconselhou bem minhas ações. À minha esposa Vânia por aturar meu mau humor, apaziguar as aflições do meu coração e me fazer sentir especial em todos os dias que já vivi com ela, meu apaixonado obrigado. Aos meus orientadores Prof. José Luiz e Prof. Domingos Sávio que sempre me passaram segurança e me fizeram enxergar as possíveis direções, também meu muito obrigado. Ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UFES por me conceder a oportunidade de cursar o Mestrado em uma instituição renomada e creditada, meu muito obrigado. Agradeço também à família do Sr. Enéas (*in memorian*), Sra. Luiza e ao seu filho Glaycon por me ajudarem a encontrar o material necessário para o projeto da fonte e por sempre terem me atendido com grande presteza. Agradeço a motivação de um velho insolente, Gibson, que me apontou o dedo na cara e disse que eu não terminaria esta dissertação. Ao amigo Renato pela preocupação com o prosseguimento deste trabalho e ao amigo Erlon pelos conselhos, meu muito obrigado. Devo agradecer também ao empolgado amigo Camilo e ao gigante de coração João Luís pela amizade sincera e ingênua que sempre me inspirou esperança e confiança, meu muito obrigado. Ao guerreiro e colega de trabalho Josemar por sempre ter feito o melhor pela coordenação de eletrotécnica, também meu obrigado. Ao iluminado amigo Márcio Brumatti (*in memorian*) por elevar meu moral e por acreditar no sucesso deste trabalho, minha eterna gratidão. A todos que contribuíram positivamente na conclusão deste trabalho, meus sinceros e profundos agradecimentos.

Resumo

O trabalho apresenta o desenvolvimento e a implementação de um retificador de alta corrente, controlado por microcontrolador, baseado na configuração ANSI 45. Inicialmente, são apresentadas diversas topologias de conversores capazes de proporcionar corrente elétrica retificada de grande amplitude. A partir da análise das topologias bem como por estudos de simulação, definiu-se pela utilização da topologia ANSI 45, ficando evidenciadas as suas vantagens em relação à topologia de retificação trifásica por ponte de Graetz. Procedeu-se, então, à análise das etapas de operação do retificador, seguido do dimensionamento dos diversos componentes e com o projeto dos circuitos eletrônicos de interface do retificador com o microcontrolador. Um algoritmo de controle da corrente de carga do retificador foi desenvolvido em linguagem de máquina, o qual, a partir de um controlador proporcional integral, controla a corrente de saída do retificador, pela atuação no comando do disparo de tiristores da topologia ANSI 45 implementada. Foi construído um protótipo de laboratório de 6kW de potência máxima, com corrente de saída máxima de 300A e tensão de saída retificada máxima de 20V. Comparações entre resultados experimentais e resultados de simulações apontam que o modelo matemático utilizado foi adequado para a modelagem do retificador de corrente. Resultados experimentais tanto de regime permanente como da resposta dinâmica do retificador de corrente, bem como do seu rendimento, são apresentados e discutidos.

Abstract

The development of a high current rectifier controlled by a microcontroller and based on ANSI 45 configuration is presented in this work. At first, different topologies which can provide high rectified current are presented. From the analysis and the simulation studies of the topologies, was selected the ANSI 45 configuration, mainly due to its advantages compared to the three-phase Graetz configuration. The operation stages analysis, the current rectifier components design, and the microcontroller electronic interface circuits were performed. A control algorithm of the rectified current was developed in assembler using a PI controller. It controls the rectifier output current by adjusting the thyristor's firing angle. A laboratory prototype of 6kW, with 300A and 20V of maximum values, was implemented. Comparisons between experimental and simulation results demonstrate that the mathematical model describe the rectified current behavior in an appropriate form. Experimental results at steady state, dynamic behavior and efficiency of the prototype are presented and discussed.

Sumário

Lista de Figuras.....	12
Lista de Tabelas.....	15
Nomenclatura.....	16
Capítulo 1: Introdução.....	19
1.1 Objetivos do Trabalho.....	24
1.2 Organização deste Texto	25
Capítulo 2: Avaliação das topologias de retificação trifásicas	27
2.1 Introdução	27
2.2 Requisitos e características dos conversores	27
2.3 Simulações das topologias	29
2.4 Conclusões acerca dos resultados das simulações	32
2.5 Avaliação do rendimento da retificação das topologias	32
2.6 Projeto e avaliação dos transformadores utilizados pelas topologias.....	35
2.7 Definição da topologia de retificação.....	38
Capítulo 3: Análise do conversor e projeto do retificador de corrente ...	39
3.1 Introdução	39
3.2 Operação do retificador de corrente	39
3.3 Circuitos de interface	41
3.4 Análise da operação do conversor.....	43
3.5 O microcontrolador.....	47
Capítulo 4: Modelagem e projeto do sistema de controle	50
4.1 Introdução	50
4.2 Modelo matemático do retificador de corrente	50
4.3 O programa de controle	51

Capítulo 5: Resultados experimentais	60
5.1 Introdução	60
5.2 Resposta dinâmica.....	61
5.3 Resposta em regime permanente	67
Capítulo 6: Conclusão.....	70
6.1 Contribuições	70
6.2 Perspectivas	71
Referências	72

Lista de Figuras

Figura 1.1 Topologia dos retificadores choppers.....	20
Figura 1.2 Topologia básica de uma célula de potência.....	20
Figura 1.3 Topologia de um retificador de corrente utilizando inversor full bridge...21	
Figura 1.4 Configuração ANSI 45-46.....	23
Figura 1.5 Configuração ANSI 45 sem o transformador de interfase	24
Figura 1.6 Diagrama de blocos do retificador de corrente	25
Figura 2.1 Topologia 1 com o secundário em delta e retificação em ponte de Graetz.	28
Figura 2.2 Topologia 2 com o secundário em estrela e retificação em ponte de Graetz.....	28
Figura 2.3 Topologia 3 com o secundário em duplo estrela, ou hexafásico, com retificação de meia onda	28
Figura 2.4 Resultados da simulação da topologia 1	30
Figura 2.5 Resultados da simulação da topologia 2	31
Figura 2.6 Resultados da simulação da topologia 3	32
Figura 3.1 Visão geral dos blocos funcionais do retificador de corrente.....	40
Figura 3.2 Sinais de interrupção S1, S2 e S3 gerados pelo circuito da figura 3.3...41	
Figura 3.3 Circuito eletrônico que filtra, conforma e atrasa a tensão da rede elétrica gerando o sinal de interrupção	42
Figura 3.4 Circuito de amplificação e filtragem do sinal de corrente na carga.....	42
Figura 3.5 Circuito de disparo que amplifica o sinal de corrente e isola o microcontrolador do circuito de potência.	42
Figura 3.6 Disposição dos enrolamentos primário e secundário no núcleo magnético de três colunas do transformador da retificação hexafásica.....	43
Figura 3.7 Operação do conversor em um ciclo da rede elétrica.	44
Figura 3.8 Tensão instantânea na saída do retificador a diodos	45
Figura 3.9 Tensão de saída do retificadores para um ângulo de disparo entre 120° e 180°.....	46
Figura 3.10 Fração da tensão média de saída em função do ângulo de disparo. ..	47
Figura 3.11 Microcontrolador e suas conexões com os circuitos de interface.....	49
Figura 4.1 Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada	50

Figura 4.2 Fluxograma das funções que compõem o programa principal	53
Figura 4.3 Fluxograma da rotina que identifica o evento que gerou interrupção	55
Figura 4.4 Fluxograma da rotina que trata o evento que causou interrupção de fase	57
Figura 4.5 Fluxograma da rotina que trata interrupção do temporizador timer 2	58
Figura 4.6 Fluxograma da rotina que trata a interrupção gerada pelo temporizador timer 1	58
Figura 4.7 Fluxograma da rotina que trata a interrupção do término de uma conversão A/D.....	59
Figura 4.8 Fluxograma da rotina que trata a interrupção gerada pelo temporizador timer 0	59
Figura 5.1 Resposta dinâmica do retificador de corrente para uma mudança de 0 para 35A na referência de corrente. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 20A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 20A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita..	62
Figura 5.2 Resposta do retificador de corrente para uma mudança de 55A para 90A na referência de corrente. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 40A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 40A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita.....	63
Figura 5.3 Resposta dinâmica do retificador de corrente para uma mudança de 90A para 55A na referência de corrente. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 25A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 25A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita.....	64
Figura 5.4 Reação do retificador de corrente à comutação de carga de 0,29Ω para 0,19Ω sob corrente fixa de 55A. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita..	65
Figura 5.5 Reação do retificador de corrente à comutação de carga de 0,19Ω para 0,29Ω sob corrente fixa de 55A. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita..	66
Figura 5.6 Corrente em um diodo da retificação. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas.....	67

Figura 5.7 Tensão em um diodo da retificação. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 25V/div no eixo das ordenadas.....	67
Figura 5.8 Corrente em um tiristor do gradador. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 5A/div no eixo das ordenadas.....	67
Figura 5.9 Tensão em um tiristor do gradador. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 100V/div no eixo das ordenadas.....	67
Figura 5.10 Corrente de fase no primário do transformador. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 4A/div no eixo das ordenadas.....	68
Figura 5.11 Corrente de linha no primário do transformador. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 4A/div no eixo das ordenadas.....	68
Figura 5.12 Gráfico do rendimento e fator de potência do retificador de corrente em função da corrente de carga.....	69

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Dados dos projetos dos três transformadores das topologias.....	37
Tabela 4.1	Tabela com a seqüência de disparo dos tiristores	56

Nomenclatura

Símbolos métricos

Símbolo	Descrição	Unidade do SI
V_{to}	Tensão Elétrica	V
V_{pr}	Tensão elétrica eficaz no primário do transformador	V
V_p	Tensão de pico na saída da retificação	V
V_{ret}	Queda de tensão nos elementos retificadores	V
R_d	Resistência elétrica parasita de um diodo	Ω
R_p	Resistência elétrica do enrolamento primário	Ω
R_s	Resistência elétrica do enrolamento secundário	Ω
PL	Potência elétrica consumida pela carga	W
I_L	Corrente média na carga	A
V_L	Tensão média na carga	V
P_{ret}	Potência elétrica consumida pelos elementos retificadores	W
I_d	Corrente elétrica média que percorre um diodo	A
I_{rms}	Corrente elétrica eficaz que percorre um diodo	A
η_{ret}	Rendimento de um sistema de retificação	Adimensional
K_g	Constante geométrica K_g de um núcleo de transformador	cm^5
η_t	Rendimento do transformador	Adimensional
P_o	Potência ativa no secundário do transformador	W
B_m	Densidade de fluxo magnético máxima	T
F	Freqüência	Hz
K_u	Fator de ocupação do enrolamento no transformador	Adimensional
P_t	Potência aparente total do transformador	VA
K_e	Constante de condição elétrica	
MLT	Comprimento médio de uma espira	cm
A_c	Área da seção da coluna central de um transformador	cm^2

W_a	Área do vão entre duas colunas de um transformador	cm^2
$A_{p\phi}$	Área da seção do fio do enrolamento primário	cm^2
$A_{s\phi}$	Área da seção do fio do enrolamento secundário	cm^2
T	Período de oscilação da rede elétrica	s
α	Ângulo de disparo dos tiristores	°

Outras Unidades

Unidade	Descrição	Nome
Hz	Frequência ou velocidade angular	Hertz

Letras Gregas

Símbolo	Descrição	Unidade
ρ	Medida de resistência elétrica por unidade de comprimento	Ω/cm

Símbolos sobrepostos

Símbolo	Descrição	Exemplo
$\overline{\quad}$	Valor médio	$\overline{V_L}$

Símbolos subscritos

Símbolo	Descrição	Exemplo
6ϕ	Referente à um sistema de retificação hexafásico de meia onda	$\eta_{ret_{6\phi}}$
3ϕ	Referente à um sistema de retificação Trifásico de onda completa	$I_{d_{3\phi}}$

Siglas

Símbolo	Descrição
<i>CA</i>	<i>Corrente Alternada</i>
<i>CC</i>	<i>Corrente Contínua</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>ANSI 45</i>	
<i>TTL</i>	<i>Transistor Transistor Level</i>
<i>SCR</i>	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
<i>A/D</i>	<i>Conversão analógica para digital</i>
<i>EEPROM</i>	<i>Electrically Erasable Programmable Read Only Memory</i>
<i>LED</i>	<i>Light Emitting Diode</i>
<i>bit</i>	<i>Binary Digit</i>

Capítulo 1 - Introdução

Existe uma grande variedade de processos industriais que utilizam corrente elétrica contínua da ordem de centenas a milhares de ampéres. Como exemplos desses processos podem ser citados a calcinação de coque, a galvanoplastia, a redução eletrolítica de alumínio, fornos a arco elétrico e a geração de plasma [1].

O conversor CA / CC que fornece corrente elétrica para esses processos é chamado no meio industrial de retificador de corrente. Sua topologia é tipicamente composta por um transformador, que adapta a tensão da rede elétrica ao nível de tensão requerido pelo processo, e um estágio de retificação. Adicionalmente o retificador de corrente pode apresentar alguns elementos de controle, os quais são utilizados quando o processo industrial requer que o retificador de corrente mantenha a corrente ou tensão de saída CC controlada ou, pelo menos, dentro de um intervalo.

Existem diferentes tecnologias para a obtenção de corrente elétrica CC de elevada magnitude. A alternativa tecnológica que mais tem recebido atenção no meio científico consiste de várias células de potência operando em paralelo e sendo alimentadas por um único transformador. A figura 1.1 ilustra o diagrama de blocos deste sistema de retificação o qual é chamado de retificador *chopper*.

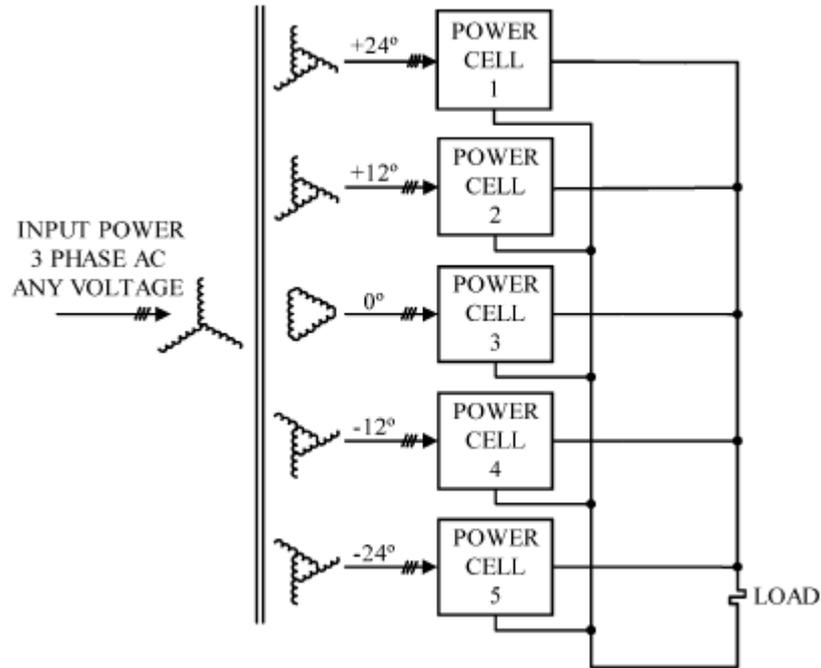


Figura 1.1 – Topologia dos retificadores choppers ([1], pág. 3).

O transformador empregado pelo retificador *chopper* possui vários enrolamentos secundários que fornecem tensões elétricas com deslocamento de fase. A alimentação das células de potência através destas tensões defasadas proporciona um cancelamento das correntes harmônicas no primário do transformador fazendo com que a corrente de linha de entrada do conversor seja praticamente senoidal e sua THD esteja na faixa de 2% a 5%. Essa topologia de retificador de corrente opera com um fator de potência superior a 0,95 [2]. A figura 1.2 mostra a topologia básica de uma célula de potência a qual opera com uma frequência de chaveamento típica de 1kHz a 2kHz .

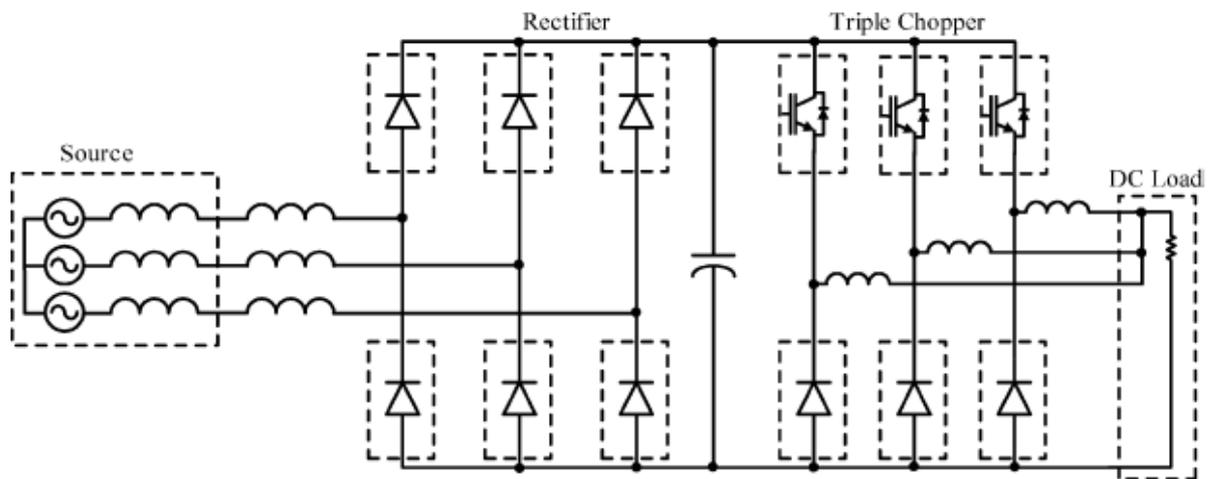


Figura 1.2 – Topologia básica de uma célula de potência ([1], pág. 4).

O retificador de corrente baseado em retificadores *choppers* apresentam como principais vantagens:

- alto fator de potência;
- baixa distorção harmônica da corrente de linha;
- alto rendimento (cerca de 95%);
- resposta dinâmica de corrente rápida.

Como desvantagens dos retificadores *chopper's* destaca-se:

- menor rendimento do que os retificadores tiristorizados quando opera-se em tensões baixas;
- alto número de componentes semicondutores;
- baixa robustez quando comparados aos retificadores tiristorizados.

Outra topologia de circuito que surgiu como alternativa tecnológica para um retificador de corrente é composta por um inversor *full bridge* alimentado em corrente por um barramento CC [3], [4]. A figura 1.3 ilustra o circuito mencionado.

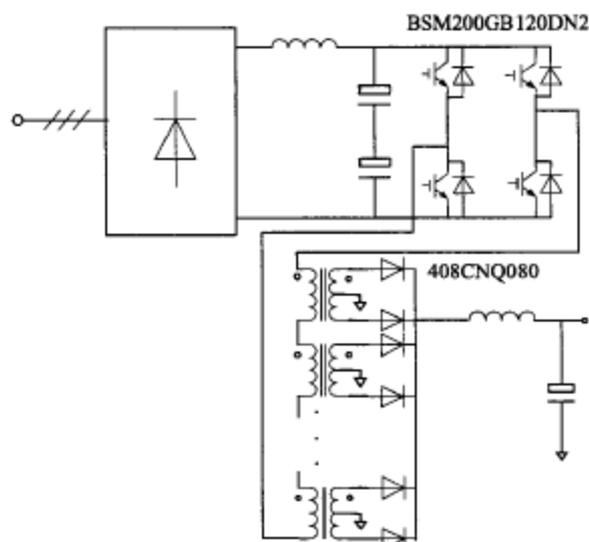


Figura 1.3 – Topologia de um retificador de corrente utilizando inversor *full bridge* ([3], pág. 21).

No barramento de tensão CC retificada por diodos em ponte, encontra-se capacitores da ordem de 10mF e um indutor da ordem de 1mH os quais têm por finalidade fornecer um tensão CC com baixo *ripple*, além de manter a distorção harmônica da corrente de linha abaixo de 40%. O inversor *full bridge* opera com comutação suave por tensão nula e uma freqüência de chaveamento tipicamente escolhida entre 20kHz e 35kHz. Os transformadores na saída do inversor fazem a isolamento galvânica da carga com a rede elétrica bem como a adaptação no nível de tensão exigido. Essa alternativa de circuito aplica-se a tensões baixas da ordem de 10V à 20V [3], [4].

Como vantagens dessa topologia de circuito pode-se destacar:

- baixo *ripple* da corrente de saída;
- resposta dinâmica de corrente rápida;
- alto rendimento (em torno de 85%).

Como desvantagens destaca-se:

- alta distorção harmônica da corrente de linha;
- alto número de componentes semicondutores;
- baixa robustez.

A tecnologia de retificação de alta corrente mais utilizada em aplicações industriais está ilustrada na figura 1.4. Por se tratar da junção de duas topologias de circuito chamadas ANSI 45 e ANSI 46, ela é conhecida como configuração ANSI 45-46 [1].

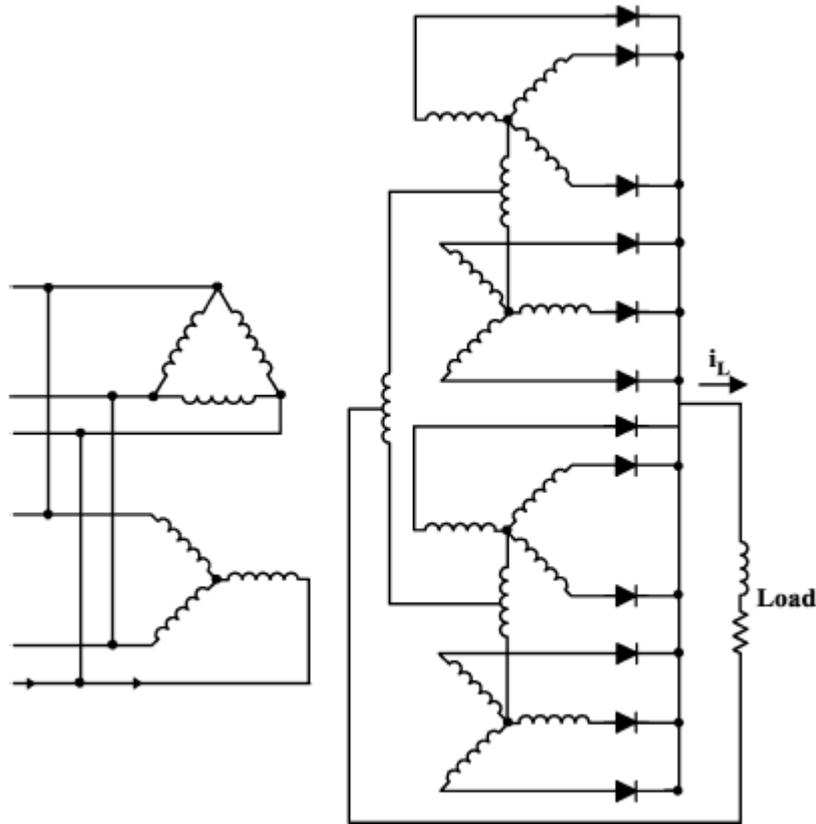


Figura 1.4 – Configuração ANSI 45-46.

Esse circuito é composto por dois sistemas de retificação de 6 pulsos conectados por um transformador de interfase que permite a operação dos dois conversores em paralelo compondo um sistema de retificação de 12 pulsos. A configuração ANSI 45 emprega um transformador com enrolamento primário ligado em delta e dois enrolamentos secundários ligados em estrela conectados por um transformador de interfase. Por sua vez, a configuração ANSI 46 utiliza um transformador com enrolamento primário ligado em estrela e dois enrolamentos secundários também ligados em estrela conectados por um transformador de interfase. Esses dois sistemas de retificação conectados em paralelo por um terceiro transformador de interfase compõem o retificador de corrente da figura 1.4. Quando necessita-se de corrente elétrica controlada na carga, os diodos do circuito são substituídos por tiristores [1], [5].

Como vantagens deste conversor destaca-se:

- custos reduzidos;

- tecnologia bem estabelecida;
- eficiência maior do que 95% quando opera-se em alta tensão;
- alta robustez.

As desvantagens desse conversor são:

- uso de filtros de potência;
- alto *ripple* de corrente;
- alta distorção harmônica de corrente.

1.1- Objetivos do Trabalho

Neste trabalho desenvolve-se o retificador de corrente utilizando-se uma configuração ANSI 45 modificada. A figura 1.5 ilustra esta configuração, a qual não utiliza o transformador de interfase entre os secundários do transformador de retificação. Com essa modificação perde-se a operação dos dois secundários do transformador em paralelo. A consequência disso é a necessidade de diodos que suportem uma maior corrente eficaz, mas em contrapartida elimina-se da topologia um elemento magnético volumoso [5].

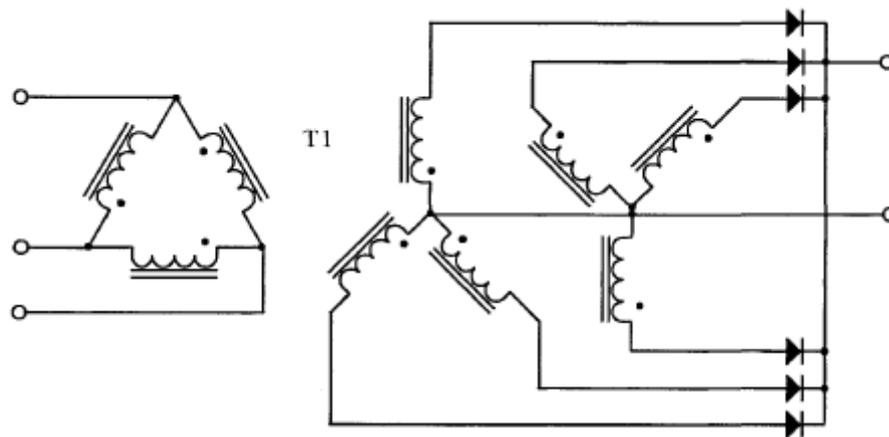


Figura 1.5 – Configuração ANSI 45 sem o transformador de interfase.

O retificador proposto tem como elemento de controle da corrente elétrica, tiristores, os quais compõem gradadores trifásicos. Esses dispositivos ficam interligados no enrolamento primário do transformador, onde as correntes elétricas são de menor

magnitude se comparadas às correntes no enrolamento secundário. Um microcontrolador faz o controle do ângulo de disparo baseado na diferença entre uma referência de valor de corrente e no valor de corrente monitorado na carga. A figura 1.6 ilustra o diagrama de blocos do retificador de corrente desenvolvido.

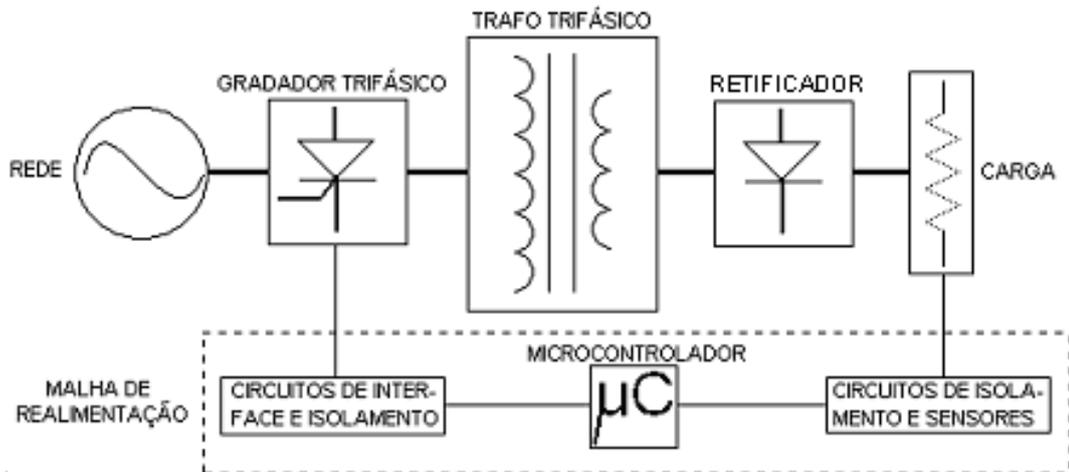


Figura 1.6 – Diagrama de blocos do retificador de corrente.

1.2- Organização do trabalho

No Capítulo 1 faz-se uma revisão das técnicas de retificação de corrente elétrica controlada de elevada magnitude, é descrito o objetivo do trabalho bem como definida a topologia do retificador de corrente a ser implementado.

O Capítulo 2 tem como conteúdo uma comparação da topologia de retificação ANSI 45 modificada, chamada daqui em diante de retificação de meia onda hexafásica, com a ponte de GRAETZ. Nessa comparação, busca-se evidenciar vantagens na utilização da retificação hexafásica sobre a retificação em ponte de GRAETZ, principalmente, em aplicações que exigem alta corrente elétrica CC.

No Capítulo 3 descreve-se a operação da retificação de meia onda hexafásica bem como o projeto dos circuitos eletrônicos utilizados pelo retificador de corrente.

O Capítulo 4 traz a modelagem do comportamento da corrente elétrica na carga em função do ângulo de disparo dos gradadores bem como a descrição das rotinas do programa de controle executado pelo microcontrolador.

O Capítulo 5 trata dos resultados experimentais. Gráficos da resposta dinâmica e de regime permanente da corrente elétrica na carga, sob diferentes condições de funcionamento do retificador, são apresentados juntamente com resultados de simulações para que haja uma comparação do modelo teórico com os resultados obtidos.

No Capítulo 6 é feita uma conclusão sobre a implementação do retificador de corrente e perspectivas para trabalhos futuros.

Capítulo 2 - Avaliação das topologias de retificação trifásicas

2.1 - Introdução

Neste capítulo é apresentado o resultado da simulação de três topologias de conversores que são passíveis de escolha no projeto do retificador de corrente. Grandezas como corrente de linha, corrente de fase e corrente nos diodos foram traçadas em gráficos para que houvesse uma comparação de parâmetros entre as topologias, bem como para permitir o dimensionamento de tiristores e diodos. Determinou-se a THD da corrente de linha e o fator de potência de cada retificador candidato para que a influência destes sobre a rede elétrica fosse avaliada. Os três circuitos foram simulados no *software* PSIM versão 6.0 da Powersim Inc.

2.2 – Requisitos e características dos conversores

A topologia do retificador de corrente a ser escolhida neste capítulo deverá fornecer uma potência na carga de 6kW e uma tensão média de saída retificada de 20V. As características da tensão de alimentação na entrada da fonte são: 220V; 60Hz.

Em vista de minimizar o tamanho do transformador e a quantidade de distorção harmônica introduzida na rede elétrica, optou-se por um transformador trifásico com o enrolamento primário ligado em delta. Para se ter um baixo *ripple* de tensão, menor que 5%, na saída do retificador de corrente deve-se ter um sistema de retificação de pelo menos 6 pulsos, o que resulta em um total de 6 diodos [5], [6], [7]. Atendendo a esses requisitos pode-se ter três possíveis topologias para o retificador de corrente:

- Topologia 1, figura 2.1, secundário em delta com ponte de Graetz;
- Topologia 2, figura 2.2, secundário em estrela com ponte de Graetz;

- Topologia 3, figura 2.3, secundário em duplo estrela, ou hexafásico, com retificação de meia onda.

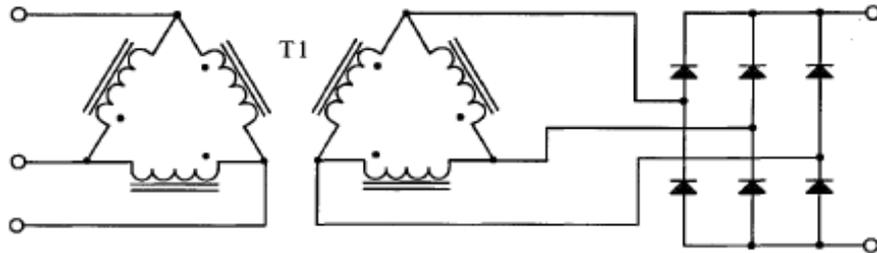


Figura 2.1 - Topologia 1 com o secundário em delta e retificação em ponte de Graetz.

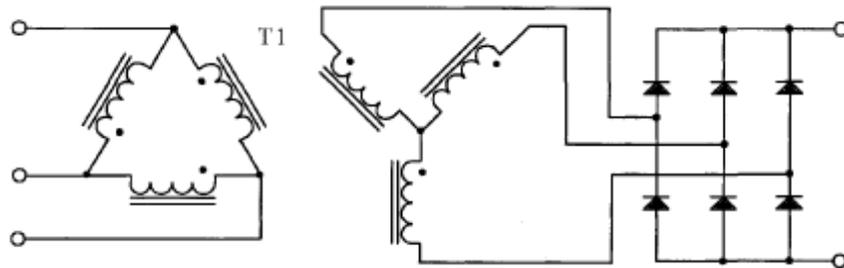


Figura 2.2 - Topologia 2 com o secundário em estrela e retificação em ponte de Graetz.

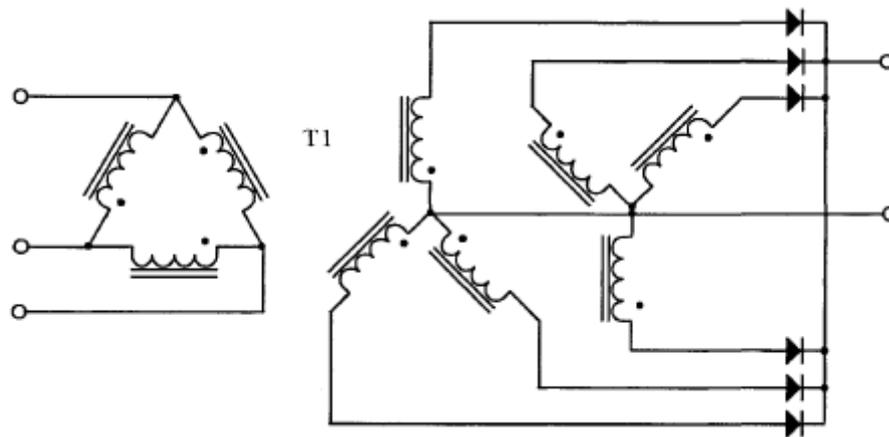


Figura 2.3 – Topologia 3 com o secundário em duplo estrela, ou hexafásico, com retificação de meia onda.

Nessas três topologias simuladas optou-se pelo primário do transformador ligado em delta pelo fato desta ligação cancelar os harmônicos múltiplos de 3 na corrente de linha de entrada do retificador de corrente. O controle do nível da tensão CC na saída será obtido com o uso de gradadores no primário do transformador, mais

especificamente dentro da ligação delta, onde os tiristores conduzirão a corrente de fase que é bem menor do que a de linha [5].

2.3 – Simulações das topologias

Para a simulação da topologia 1 que apresenta o secundário do transformador ligado em delta, utilizou-se no *software* de simulação os seguintes parâmetros:

- Queda de tensão de 2V nos diodos em condução;
- Impedância da rede elétrica igual a zero;
- Tiristores ideais com ângulo de disparo ajustado em zero grau;
- Transformador ideal considerando apenas as resistências elétricas dos enrolamentos primário e secundário, sendo seus valores de $1,10\Omega$ e $7,4m\Omega$ respectivamente;
- Retificador alimentando carga resistiva pura de $66m\Omega$.

Os parâmetros que foram utilizados para o transformador nas simulações constam na tabela 2.1 seção 2.6 deste Capítulo, a qual trata do projeto dos transformadores.

Na figura 2.4 observa-se os resultados da simulação da primeira topologia. Nos gráficos constam a corrente de linha, a corrente de fase e a corrente em um dos diodos da ponte retificadora.

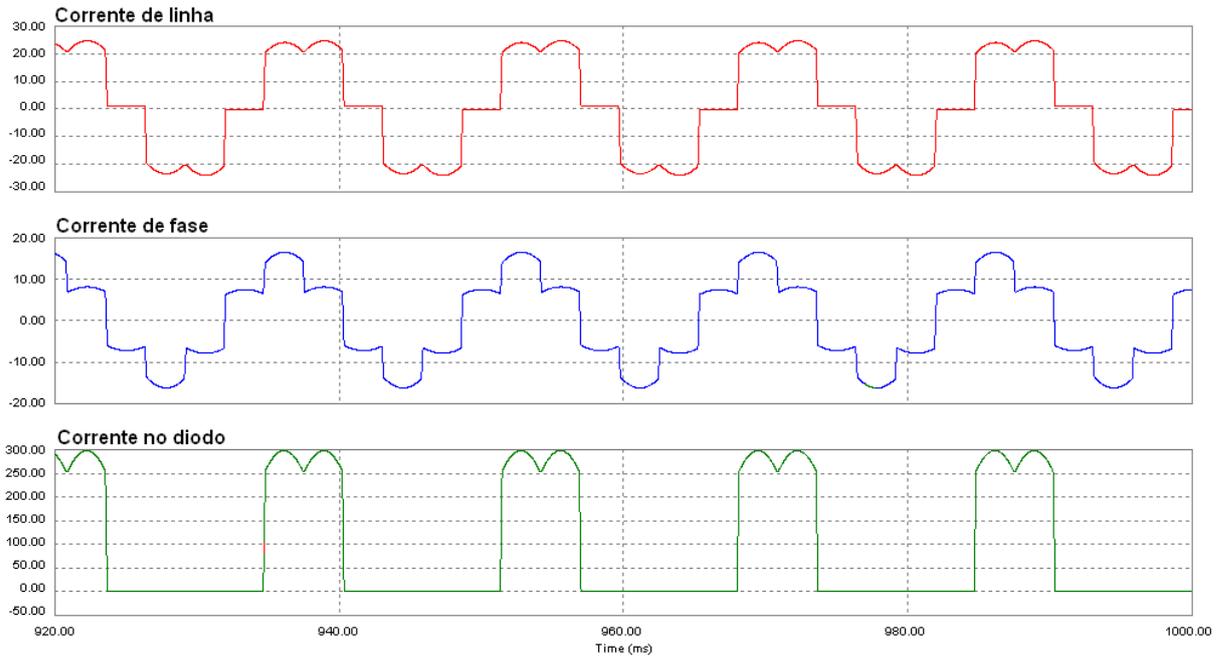


Figura 2.4 – Resultados da simulação da topologia 1.

A THD da corrente de linha é 29% e o fator de potência é 0,96 atrasado. A corrente média no diodo é 91A e a corrente eficaz é 160A. Os tiristores dentro do delta do primário do transformador conduzirão a corrente de fase. O valor médio e eficaz da corrente conduzida pelos tiristores são 4,8A e 7,4A respectivamente.

Para a simulação da topologia 2 foram utilizados os mesmos parâmetros de simulação da topologia 1 com exceção dos parâmetros do transformador que foram:

- Resistência elétrica do enrolamento primário de $1,10\Omega$ e resistência elétrica do enrolamento secundário de $2,5m\Omega$.

A figura 2.5 ilustra o resultado da simulação da topologia 2, a qual apresenta o secundário do transformador ligado na configuração estrela.

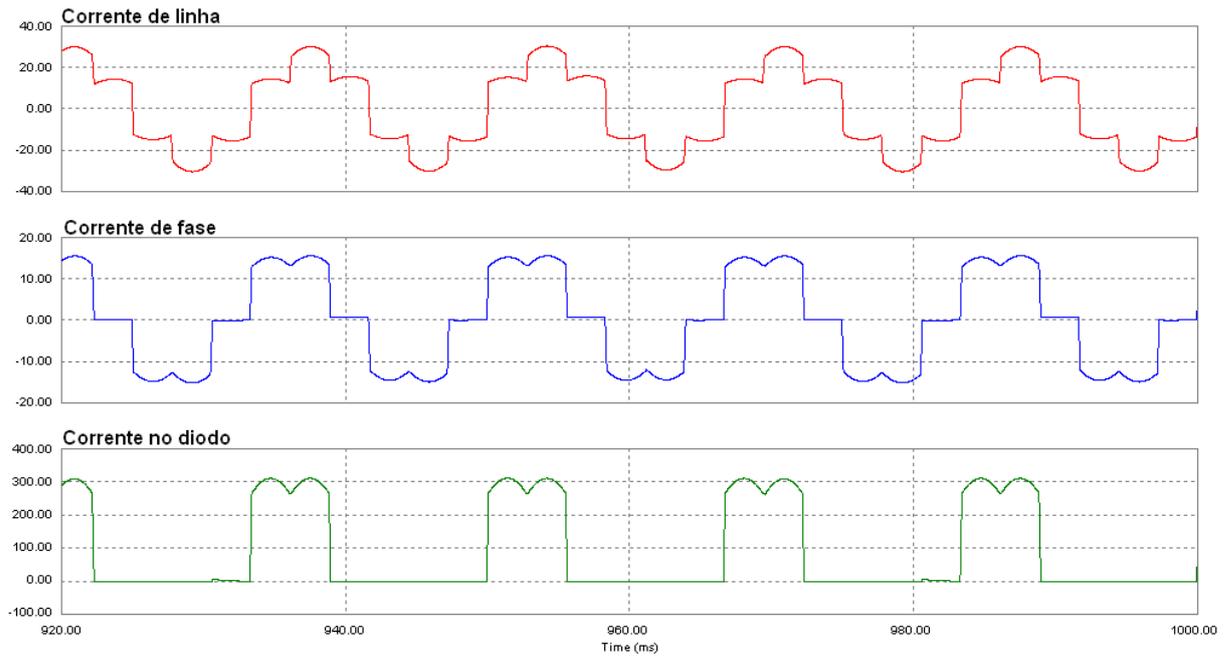


Figura 2.5 – Resultados da simulação da topologia 2.

A THD da corrente de linha na topologia 2 também é 29% e o fator de potência é 0,96 atrasado. A corrente média no diodo é 90A e a corrente eficaz de 162A. Os tiristores conduzirão uma corrente de valor médio igual a 4,5A e de valor eficaz de 8,1A.

Para a simulação da topologia 3, a qual utiliza a configuração em dupla estrela (ou hexafásica) no secundário do transformador, foram utilizados os seguintes parâmetros:

- Resistência elétrica do enrolamento primário de $0,33\Omega$ e resistência elétrica do enrolamento secundário de $3,7m\Omega$.

Os resultados da simulação estão representados nos gráficos da figura 2.6.

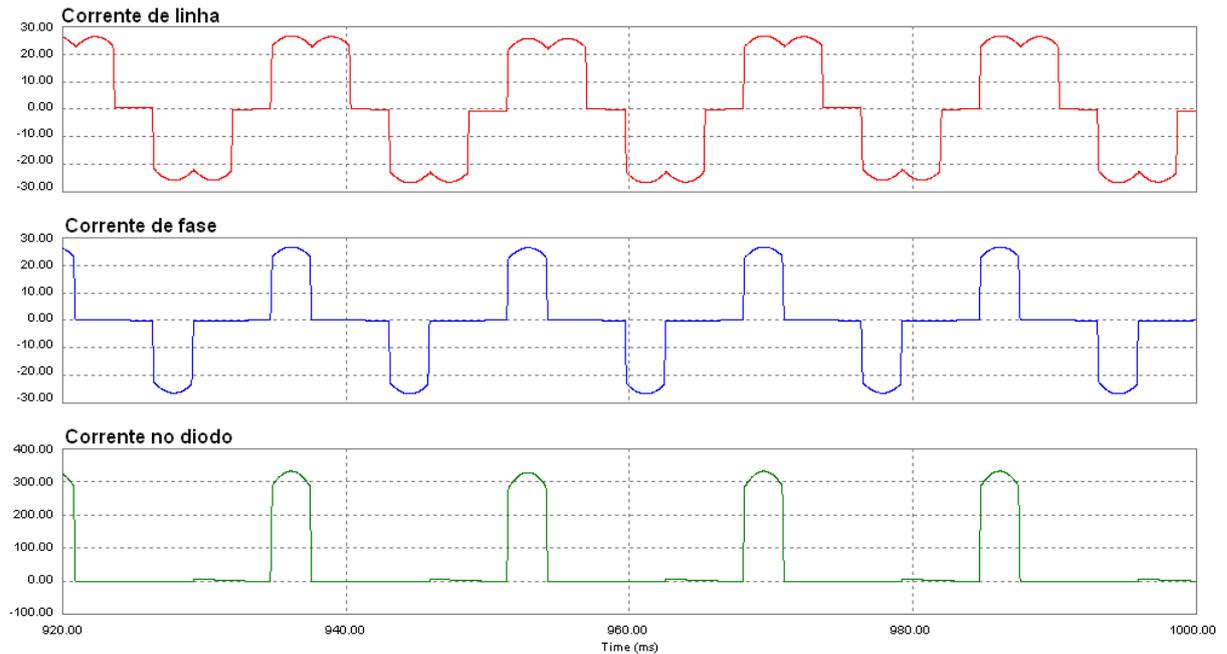


Figura 2.6 – Resultados das simulações da topologia 3.

A THD da corrente de linha na topologia 3, assim como nas topologias 1 e 2, é 29% e o fator de potência é 0,96 atrasado. A corrente média no diodo é 48A e a corrente eficaz de 121A. Os tiristores conduzirão uma corrente de valor médio igual a 3,8A e de valor eficaz de 9,7A.

2.4 - Conclusões acerca dos resultados das simulações

Nos resultados das simulações é observado que a configuração dupla estrela (ou hexafásica) exibe um menor nível de corrente média e eficaz nos diodos de retificação do que as outras duas configurações. Já para os gradadores o valor eficaz de corrente é ligeiramente maior, na configuração dupla estrela (ou hexafásica) do que nas outras configurações, devido ao valor de pico mais elevado da corrente de fase.

2.5 - Avaliação do rendimento da retificação das topologias

Define-se como sendo eficiência de uma retificação a seguinte razão:

$$\eta_{ret} = \frac{PL}{PL + P_{ret}} \quad (2.1)$$

Sendo PL a potência entregue à carga pela retificação e $Pret$ a potência elétrica consumida pelos elementos da retificação. Em um sistema retificador de 6 pulsos a diodos a perda de potência nos elementos retificadores em condução é dada por:

$$Pret = 6(Vto.Id + Rd.Irms^2) \quad (2.2)$$

Onde Vto é a queda de tensão de um diodo em condução e Rd a resistência elétrica parasita do diodo. Além disso, Id e $Irms$ são respectivamente a corrente média e a corrente eficaz no diodo.

Em um sistema de retificação com baixo *ripple*, a potência na carga é determinada por:

$$PL = VL.IL \quad (2.3)$$

Onde VL e IL são, respectivamente, tensão média e corrente média na carga.

Para um sistema de retificação de meia onda hexafásico, a corrente média no diodo é dada por:

$$Id_{6\phi} = \frac{IL}{6} \quad (2.4)$$

E a corrente eficaz no diodo dada por:

$$Irms_{6\phi} = \frac{IL}{\sqrt{6}} \quad (2.5)$$

Substituindo as equações (2.2), (2.3), (2.4) e (2.5) na equação (2.1), obtém-se a eficiência da retificação de um sistema de meia onda hexafásico, que é dada por:

$$\eta_{ret_{6\phi}} = \frac{VL.IL}{VL.IL + 6 \left(Vto.\frac{IL}{6} + Rd.\left(\frac{IL}{\sqrt{6}}\right)^2 \right)}$$

A qual pode ser simplificada, resultando na seguinte equação:

$$\eta_{ret_{6\phi}} = \frac{V_L}{V_L + (V_{to} + R_d \cdot I_L)} \quad (2.6)$$

O mesmo procedimento pode ser aplicado no caso de um sistema de retificação de 6 pulsos trifásico de onda completa. Nesse caso teremos que a corrente média e a corrente eficaz em um diodo serão dados, respectivamente por:

$$I_{d_{3\phi}} = \frac{I_L}{3} \quad (2.7)$$

$$I_{rms_{3\phi}} = \frac{I_L}{\sqrt{3}} \quad (2.8)$$

Substituindo as equações (2.7) e (2.8) novamente nas equações (2.1) e (2.2), resulta em:

$$\eta_{ret_{3\phi}} = \frac{V_L \cdot I_L}{V_L \cdot I_L + 6 \left(V_{to} \cdot \frac{I_L}{3} + R_d \cdot \left(\frac{I_L}{\sqrt{3}} \right)^2 \right)} \quad (2.9)$$

Simplificando a equação (2.9), resulta na equação (2.10) do rendimento da retificação de um sistema trifásico de onda completa, dada por:

$$\eta_{ret_{3\phi}} = \frac{V_L}{V_L + 2(V_{to} + R_d \cdot I_L)} \quad (2.10)$$

Investigando a eficiência das retificações de onda completa trifásica e de meia onda hexafásica dadas pelas equações (2.6) e (2.10), para o caso de se aplicar o diodo da Semikron modelo SKN 100 [8], cujos parâmetros são $R_d = 1,8\text{m}\Omega$ e $V_{to} = 0,85\text{V}$, tem-se que:

$$\eta_{ret_{6\phi}} = \frac{20}{20 + (0,85 + 1,8\text{m} \cdot 300)} = 0,94$$

$$\eta_{ret_{3\phi}} = \frac{20}{20 + 2(0,85 + 1,8\text{m} \cdot 300)} = 0,88$$

Como a eficiência da retificação afeta a eficiência global do retificador de corrente, que deve ser a mais elevada possível, fica evidenciado a preferência pelo sistema de retificação hexafásica de meia onda.

2.6 – Projeto e avaliação dos transformadores utilizados pelas topologias

Os transformadores das três topologias de conversores, candidatos a compor o retificador de corrente, foram projetados utilizando-se o método da constante K_g . Nesse método obtém-se uma constante K_g' mínima a partir dos requisitos de projeto do transformador. Em seguida escolhe-se um núcleo magnético para o transformador que tenha uma constante K_g igual ou maior à constante K_g' previamente calculada. Com o modelo do núcleo definido procede-se com o projeto do transformador[9].

De posse dos parâmetros dos diodos da retificação e dos requisitos de projeto dos transformadores que seguem abaixo, procede-se com a aplicação do método da constante K_g para o projeto do transformador da topologia de retificação hexafásica.

Requisitos de projeto:	$V_{pr} = 220V$
$P_L = 6000 W$	$V_L = 20V$
$P_{ret} = 417 W$	$V_{ret} = 1,5V$
$P_o = P_L + P_{ret} = 6417 W$	$B_m = 1,4T$
α (regulação) = 5%	$K_u = 0,4$
$\eta_t = 95\%$	$f = 60Hz$

Passo 1: Cálculo da potência aparente total do transformador:

$$P_t = 6417 \cdot \left(\frac{1.28}{0.95} + 1.81 \right) = 20261 VA$$

Passo 2: Cálculo da constante de condição elétrica K_e :

$$K_e = \frac{2,86 \cdot B_m^2 \cdot F^2}{10000} = \frac{2,86 \cdot (1,4)^2 \cdot 60^2}{10000} = 2,02$$

Passo 3: Cálculo da constante geométrica requerida:

$$K_g' = \frac{P_t}{2 \cdot K_e \cdot \alpha} = \frac{20261}{2 \cdot (2,02) \cdot 5} = 1003 \text{ cm}^5$$

Passo 4: Escolha de um núcleo magnético cujos parâmetros atendam à constante K_g' requerida [10]:

Fabricante do núcleo: Thessin

Modelo do núcleo: 6HS-600 TFE

Parâmetros do núcleo: $W_a = 108 \text{ cm}^2$, $MLT = 34,29 \text{ cm}$, $A_c = 36 \text{ cm}^2$

Constante K_g do núcleo escolhido: 2449 cm^5

Passo 5: Cálculo do número de espiras do enrolamento primário:

$$N_p = \frac{10000 \cdot V_{pr}}{4,0 \cdot B_m \cdot A_c \cdot F} = \frac{10000 \cdot 220}{(4,0) \cdot (1,4) \cdot 36 \cdot 60} = 182 \text{ espiras}$$

Passo 7: Cálculo da área da seção do fio do enrolamento primário e estimativa da sua resistência:

$$A_p \phi = \frac{K_u \cdot W_a}{8 \cdot N_p} = \frac{0,4 \cdot 108}{8 \cdot 182} = 30 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \rightarrow \text{Bitola AWG 12} \rightarrow \rho_{\substack{100^\circ\text{C} \\ \text{AWG12}}} = 52,1 \mu\Omega / \text{cm}$$

$$R_p = \rho \times N_p \times MLT = 52,1 \times 10^{-6} \times 182 \times 34,29 = 0,33 \Omega$$

Passo 8: Cálculo do número de espiras do enrolamento secundário:

$$V_s = 0,74(V_L + V_{ret}) = 0,74(20 + 1,5) = 16V$$

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_s}{V_p} \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) = \frac{182 \cdot 16}{220} \left(1 + \frac{5}{100}\right) = 14 \text{ espiras}$$

Passo 9: Cálculo da área da seção do fio do enrolamento secundário e estimativa de sua resistência:

$$As\phi = \frac{Ku.Wa}{16.Ns} = \frac{0,4.108}{16.14} = 192,9 * 10^{-3} \text{ cm}^2 \rightarrow \rho_{100^{\circ}\text{C}} = 8,28 \mu\Omega / \text{cm}$$

$$Rs = \rho \times Ns \times MLT = 8,28 \times 10^{-6} \times 14 \times 34,29 = 0,0040 \Omega$$

A tabela 2.1 reúne dados de projeto dos transformadores das três topologias. Esses dados são resultados da aplicação do método da constante Kg, o qual foi demonstrado nos passos anteriores apenas para a configuração hexafásica.

	Configuração Hexafásica	Configuração Delta	Configuração Estrela
Constante Kg' requerida	1003 cm ⁵	729 cm ⁵	729 cm ⁵
Modelo do núcleo que atende ao projeto	Fabricante: Thessin Modelo: 6HS-600 TFE	Fabricante: Thessin Modelo: 6HS-500 TFE	Fabricante: Thessin Modelo: 6HS-500 TFE
Constante Kg do núcleo	2449 cm ⁵	888,4 cm ⁵	888,4 cm ⁵
Número de espiras do enrolamento primário	182	276	276
Bitola do fio do enrolamento primário	Awg 12	Awg 15	Awg 15
Resistência elétrica do enrolamento primário	0,33Ω	1,10Ω	1,10Ω
Número de espiras do enrolamento secundário	14	22	13
Bitola do fio do enrolamento secundário	19,3mm ²	17,0mm ²	28,9mm ²
Resistência elétrica do enrolamento secundário	4,0mΩ	7,8mΩ	2,8mΩ

Tabela 2.1 – Dados dos projetos dos três transformadores das topologias.

O transformador da configuração hexafásica requer uma constante do núcleo Kg' maior do que as constantes dos transformadores das configurações delta e estrela.

De fato o transformador empregado na retificação hexafásica manipula uma potência aparente maior do que os transformadores da configuração delta e estrela. Pela tabela 2.1 constata-se que o núcleo selecionado para o transformador da configuração hexafásica tem uma constante K_g de 2449cm^5 , enquanto para os outros dois transformadores foram selecionados núcleos com constante K_g de $888,4\text{cm}^5$. Esta diferença numérica grande entre as constantes não indica que a configuração hexafásica exija um transformador de dimensões muito maiores do que os transformadores das outras configurações. A discrepância numérica deve-se a escolha de diferentes modelos de núcleos para cada configuração. O modelo de núcleo 6HS-500 tem uma constante K_g de $888,4\text{cm}^5$ que, por pouco, não atendeu as especificações do transformador da retificação hexafásica e por isso procedeu-se com a escolha do modelo de núcleo imediatamente maior, o 6HS-600, cuja constante K_g é de 2449cm^5 . Se a regulação do transformador do retificador de corrente fosse igual ou maior que 6%, por exemplo, a constante K_g' requerida seria menor que $888,4\text{cm}^5$ e o modelo de núcleo 6HS-500 atenderia igualmente ao projeto dos transformadores das três topologias de retificação.

2.7 – Definição da topologia de retificação

Considerando a escolha dos semicondutores no projeto do conversor proposto neste trabalho, as simulações apresentadas na seção 2.3 apontam a topologia com retificação dupla estrela (ou hexafásica) como mais vantajosa, visto que ela apresenta menores níveis de corrente média e eficaz nos diodos.

A eficiência da retificação hexafásica de meia onda é maior do que a eficiência da retificação trifásica de onda completa como demonstrado na seção 2.5.

Quanto ao transformador das topologias, apesar das exigências elétricas em termos de potência serem ligeiramente maiores para o transformador da retificação hexafásica, esta configuração é a preferida, pois a corrente elétrica da carga é distribuída entre as seis fases do enrolamento secundário cuja área equivalente de cobre pode ser menor do que das configurações delta e estrela [11], [12].

Capítulo 3 – Análise do conversor e projeto do retificador de corrente.

3.1 – Introdução

Neste Capítulo foram desenvolvidos a análise e o projeto do conversor baseados na topologia de retificação de meia onda hexafásica, a qual foi simulada e os resultados discutidos no Capítulo 2. São apresentados os circuitos auxiliares de amostragem, amplificação, disparo e filtragem, necessários ao controle de corrente realizado pelo microcontrolador.

3.2 - Operação do retificador de corrente

O retificador de corrente deve operar com uma corrente constante na carga, a qual é regulada por tiristores que ficam no primário do transformador. Para isso, devem-se agregar alguns circuitos funcionais à topologia hexafásica, de tal forma que um microcontrolador possa efetuar o controle do ângulo de disparo dos tiristores. O diagrama de blocos mostrado na figura 3.1 apresenta as funções que devem ser desempenhadas pelos diversos circuitos funcionais. Além disso, pode-se ter uma visão geral do retificador de corrente implementado [13].

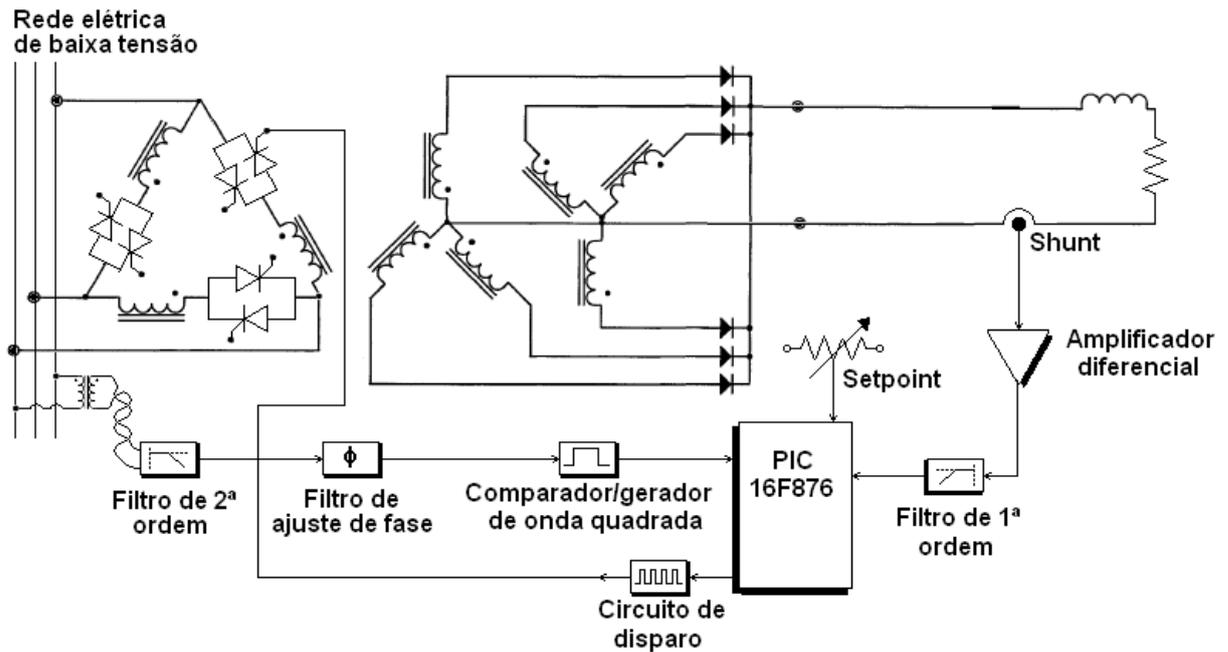


Figura 3.1 – Visão geral dos blocos funcionais do retificador de corrente.

O conjunto de pares de tiristores ligados em antiparalelo e localizados no primário do transformador compõe um variador de tensão CA trifásico, também chamado de gradador. O gradador tem a função de variar a tensão eficaz da rede elétrica no primário do transformador. Essa variação de tensão provoca na saída do retificador a diodos, que estão no secundário do transformador, uma variação da tensão média CC. Com isso, tem-se uma dependência da tensão média CC na saída do retificador a diodos com o ângulo de disparo do gradador. Na saída do retificador a diodos foi inserido um indutor em série com a carga, o qual faz com que o *ripple* da corrente seja reduzido, e o retificador de corrente tenha a característica de fonte de corrente CC.

O ângulo de disparo do gradador é determinado por um algoritmo de controle executado por um microcontrolador da Microchip, o PIC16F876. O ângulo é calculado e definido pela estratégia de controle com base na referência de corrente imposta por um potenciômetro, bem como pelo valor da corrente de carga, fornecido ao microcontrolador [14].

3.3 – Circuitos de interface

As variáveis elétricas manipuladas pelo microcontrolador são obtidas e controladas com o auxílio de três circuitos auxiliares, os quais fazem a interface do microcontrolador com o gradador, a tensão da rede elétrica, e a corrente de saída no resistor de carga.

A figura 3.3 apresenta os componentes do circuito de sincronização de uma das fases da rede elétrica. O circuito de sincronização é composto pelas seguintes etapas: filtro de 2ª ordem, filtro de ajuste de fase e comparador/gerador de onda quadrada. Este circuito de interface fornece o sinal de sincronização da rede elétrica para que o microcontrolador possa enviar corretamente o sinal de disparo dos tiristores do gradador. O ângulo de disparo dos tiristores é determinado a partir do cruzamento por zero da tensão da rede elétrica. A cada ocorrência deste evento, um sinal de interrupção é enviado ao microcontrolador. Para a rede elétrica trifásica, as interrupções são compostas por três sinais S1, S2 e S3 independentes, correspondentes a cada fase. A figura 3.2 ilustra a tensão da rede elétrica e os sinais de interrupção gerados pelo circuito de sincronização [15].

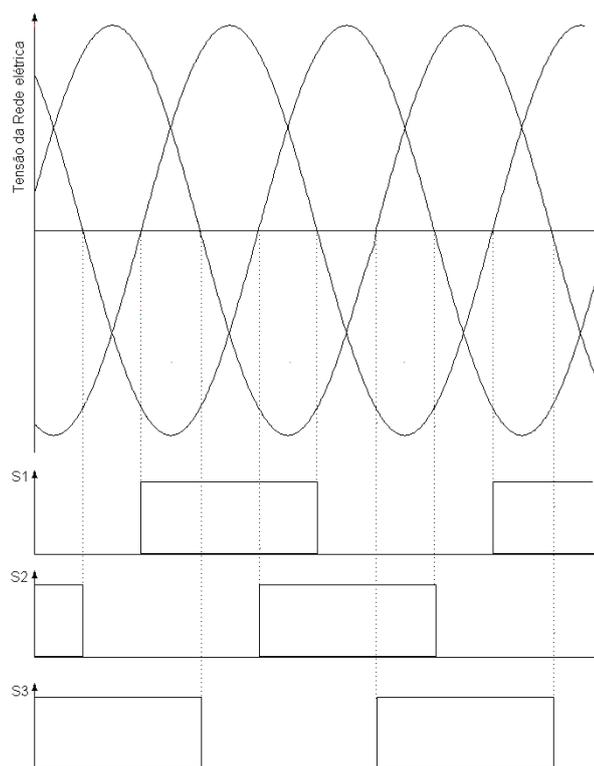


Figura 3.2 – Sinais de interrupção S1, S2 e S3 gerados pelo circuito da figura 3.3.

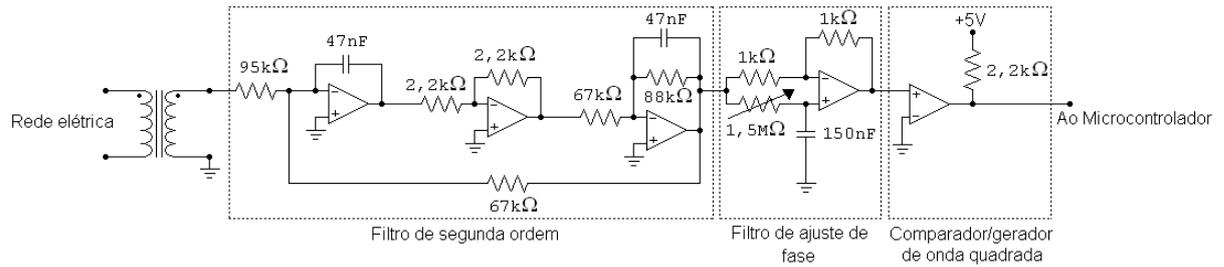


Figura 3.3 – Circuito eletrônico que filtra, conforma e atrasa a tensão da rede elétrica gerando o sinal de interrupção.

O sinal de corrente de carga é obtido através de um resistor *shunt*. Este sinal é amplificado e filtrado antes de ser direcionado ao microcontrolador, o qual o digitaliza e o utiliza no algoritmo de controle. A figura 3.4 mostra o circuito de amostragem da corrente de carga.

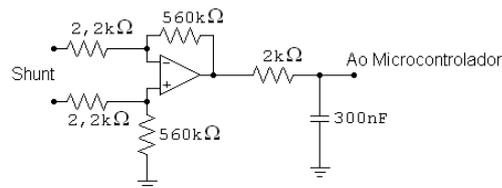


Figura 3.4 – Circuito de amplificação e filtragem do sinal de corrente na carga.

O circuito de disparo dos tiristores do gradador é mostrado na figura 3.5. Este circuito proporciona o nível adequado de corrente, ao sinal proveniente do microcontrolador, para o disparo dos tiristores. Além disso, o circuito provê a isolação elétrica ao microcontrolador, além de proporcionar pulsos na frequência de 20kHz para assegurar o disparo dos tiristores [16].

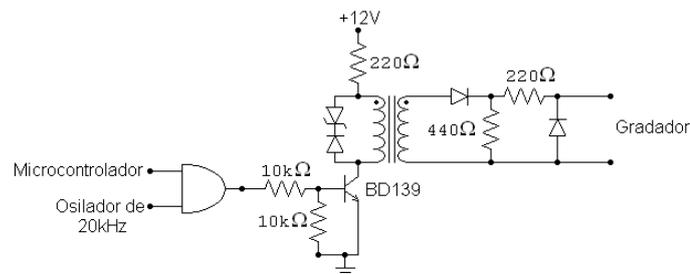


Figura 3.5 – Circuito de disparo que amplifica o sinal de corrente e isola o microcontrolador do circuito de potência.

3.4 – Análise da operação do conversor

O transformador do conversor com retificação de meia onda hexafásica é composto por nove bobinas enroladas em um núcleo trifásico de três colunas [5]. Em cada coluna estão alojadas três bobinas das quais duas compõem o secundário e uma o primário do transformador como pode ser observado na figura 3.6.

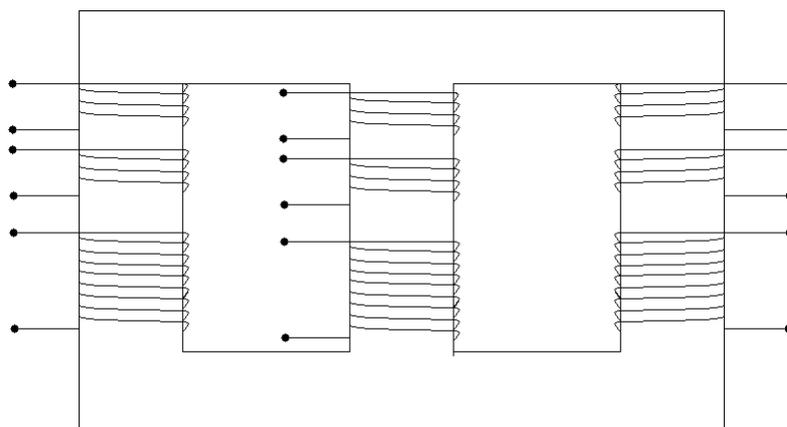


Figura 3.6 – Disposição dos enrolamentos primário e secundário no núcleo magnético de três colunas do transformador da retificação hexafásica.

Na composição do conversor cada bobina do enrolamento primário está em série com um gradador e cada bobina do enrolamento secundário está em série com um diodo. Quando um dos tiristores do gradador, o qual está ligado em um enrolamento primário, é disparado, é colocado em condução de corrente um dos diodos que está ligado nas bobinas do secundário (aquela que está enrolada sobre a mesma coluna do núcleo que o enrolamento primário). Quando o outro tiristor do mesmo gradador é disparado, o outro diodo, o qual está no mesmo enrolamento secundário, é colocado em condução de corrente.

Como apenas um tiristor, dos seis que compõem o retificador de corrente, é disparado por vez em um ciclo da rede elétrica, apenas um diodo de cada vez conduzirá a corrente da carga. A figura 3.7 ilustra a seqüência de disparo dos tiristores e a condução de corrente da carga pelos diodos nas seis etapas de funcionamento do conversor em um ciclo da rede elétrica.

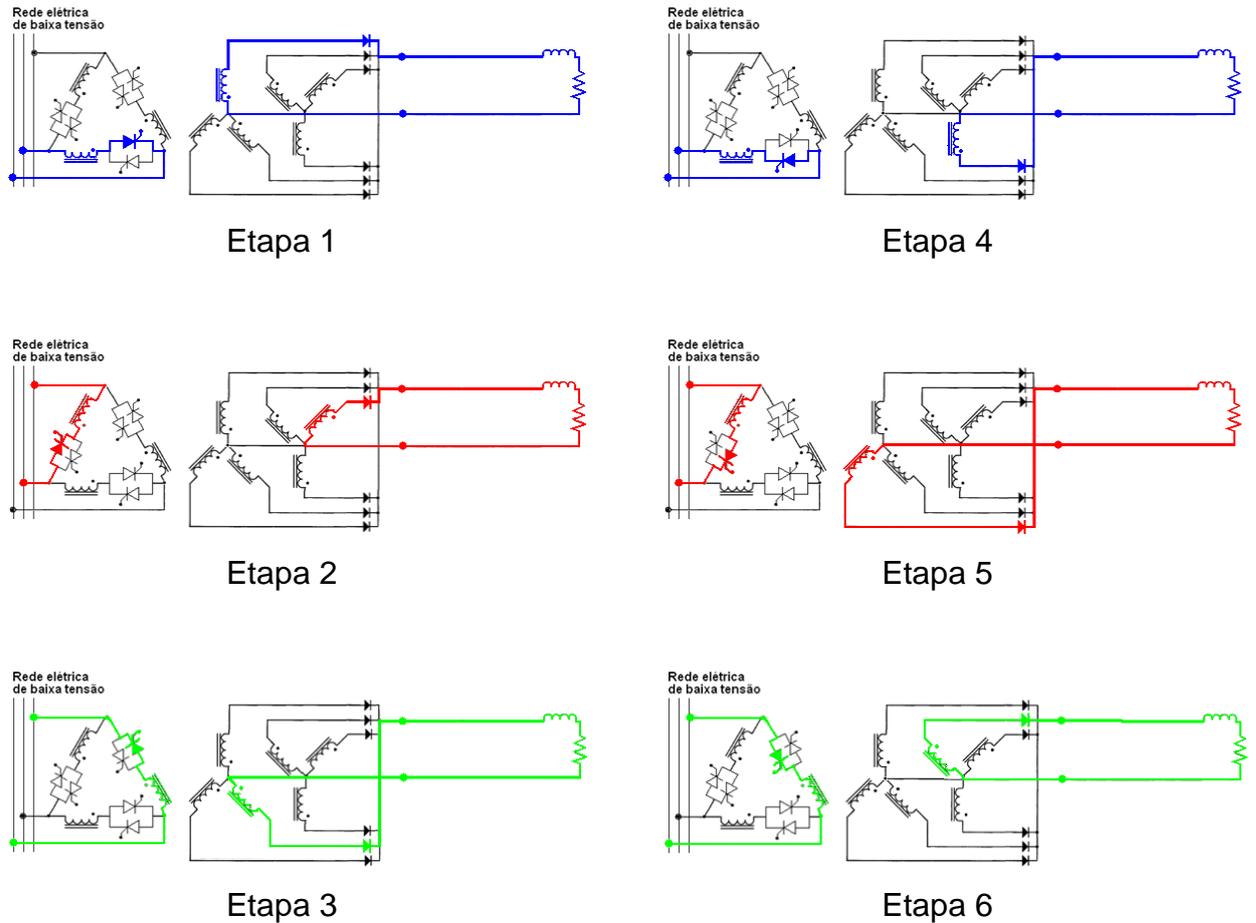


Figura 3.7 – Operação do conversor em um ciclo da rede elétrica.

As etapas de funcionamento do conversor ilustram que toda vez que um tiristor é disparado, um diodo é posto em condução. Como apenas um diodo conduz de cada vez a corrente de carga, o disparo de um tiristor não apenas implica em um diodo entrar em condução, mas também em um bloqueio de outro diodo que estava em condução. De fato quando um diodo é colocado em condução pelo disparo do seu tiristor correspondente, a tensão que polariza diretamente o diodo deve ser maior que a tensão que polariza o diodo concorrente que já está em condução. Caso contrário, o diodo posto a conduzir pelo tiristor não entrará efetivamente em operação. Essa situação é evitada disparando-se sempre o tiristor que está submetido à maior tensão instantânea entre as três fases. Isso implica em um ângulo de disparo dos tiristores que esteja no intervalo entre 60° a 180° .

A partir da simulação do conversor no *software* Simulink, constata-se que a tensão na saída dos retificadores a diodos tem a forma de onda da figura 3.8, para um ângulo de disparo entre 60° e 120° .

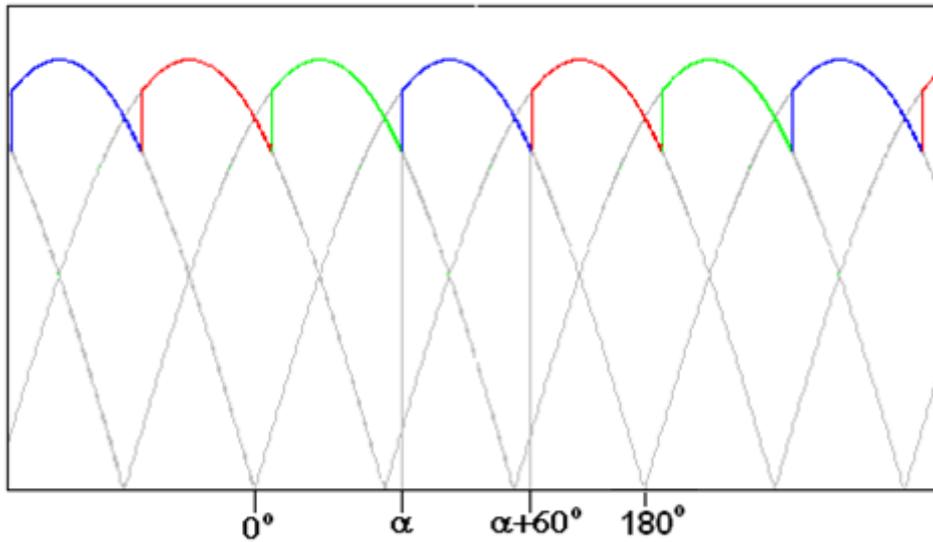


Figura 3.8 – Tensão instantânea na saída do retificador a diodos.

As partes da figura 3.8 em azul, verde e vermelho, correspondem a tensão na saída dos retificadores e cada cor está associada a atuação de um tiristor dos três gradadores.

A tensão média na saída dos retificadores em função do ângulo de disparo, $\overline{VL}(\alpha)$, é descrita pela seguinte integral definida:

$$\overline{VL}(\alpha) = \frac{6}{T} \int_{\alpha}^{\alpha+60^{\circ}} Vp \sin \theta \, d\theta \quad (3.1)$$

Aplicando-se o teorema fundamental do cálculo:

$$\overline{VL}(\alpha) = \frac{-6Vp}{T} \left[\frac{T}{2\pi} \cos \theta \right]_{\alpha}^{\alpha+60^{\circ}} \quad (3.2)$$

O qual resulta na seguinte relação:

$$\overline{VL}(\alpha) = \frac{3Vp}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + 60^{\circ})] \quad (3.3)$$

realizando manipulações trigonométricas chega-se a

$$\overline{VL}(\alpha) = \frac{3V_p}{\pi} \cos(\alpha - 60^\circ) \quad (3.4)$$

A equação (3.4) prevê a tensão média na saída dos retificadores a diodos com os tiristores dos gradadores operando com um ângulo de disparo na faixa de 60° a 120° .

O conversor possui um segundo modo de operação. Ele acontece quando os tiristores do gradadores operam com um ângulo de disparo na faixa de 120° a 180° . Na figura 3.9 tem-se a tensão instantânea na saída dos retificadores para o ângulo de disparo entre 120° e 180° .

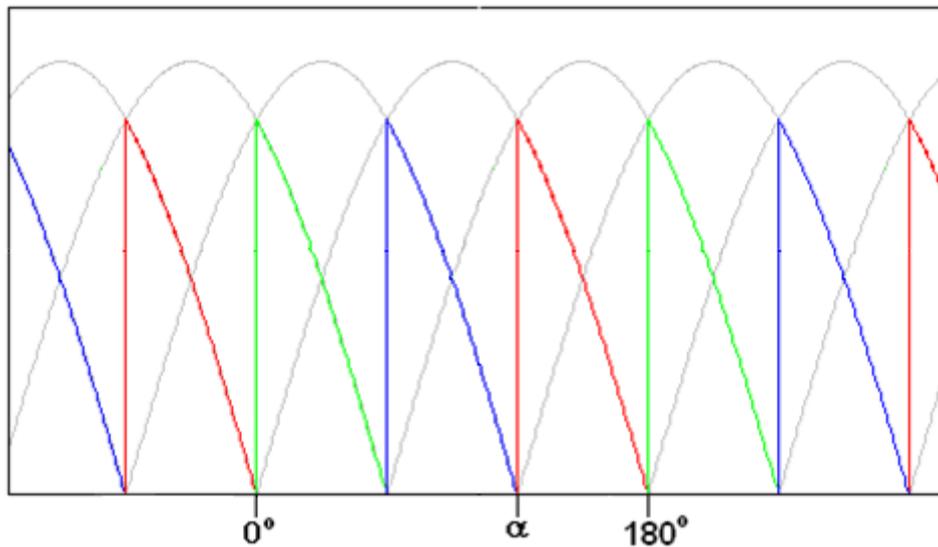


Figura 3.9 – Tensão de saída dos retificadores para um ângulo de disparo entre 120° e 180° .

A tensão média de saída dos retificadores para o ângulo de disparo entre 120° e 180° é descrita pela seguinte integral:

$$\overline{VL}(\alpha) = \frac{6}{T} \int_{\alpha}^{180^\circ} V_p \sin \theta \, d\theta \quad (3.5)$$

Aplicando-se o teorema fundamental do cálculo chega-se à equação (3.6).

$$\overline{VL}(\alpha) = \frac{-6V_p}{T} \left[\frac{T}{2\pi} \cos \theta \right]_{\alpha}^{180^\circ} \quad (3.6)$$

Após algumas manipulações trigonométricas tem-se a equação (3.7) como resultado.

$$\overline{VL}(\alpha) = \frac{3V_p}{\pi} [\cos \alpha + 1] \quad (3.7)$$

Pelo fato do conversor exibir dois modos de operação, um quando o ângulo de disparo está entre 60° e 120° e o outro quando o ângulo está entre 120° e 180° , a tensão média de saída retificada do conversor será regida por duas equações, a (3.7) e a (3.4). No gráfico da figura 3.10 está apresentada a função que relaciona a dependência da tensão média na saída dos retificadores a diodos com o ângulo de disparo dos tiristores. Como a tensão média de saída também é função da tensão de pico V_p no secundário do transformador, define-se a seguinte relação $\frac{\overline{VL}(\alpha)}{\frac{3V_p}{\pi}}$ no eixo das ordenadas que representa a variação da tensão média de saída de 0 a 1 ou 0 a 100% quando o ângulo de disparo varia entre 60° e 180° .

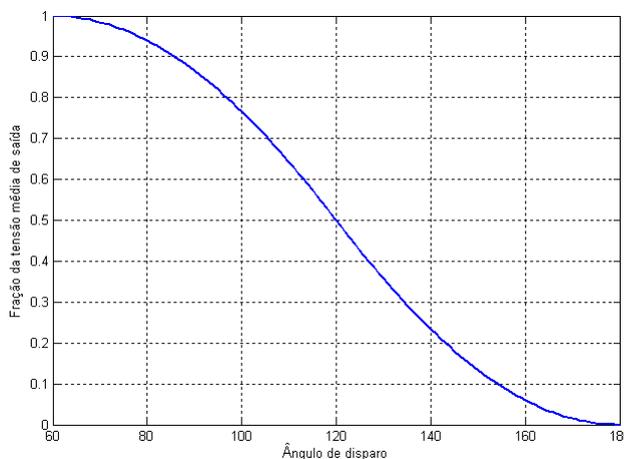


Figura 3.10 – Fração da tensão média de saída em função do ângulo de disparo.

3.5 – O microcontrolador

O microcontrolador utilizado para o controle do conversor foi o PIC16F876A da Microchip. A escolha levou em conta o fato de haver um vasto material didático e de desenvolvimento de programas, disponibilizado pelo fabricante, bem como de periféricos adequados para a implementação e execução do programa de controle. O PIC16f876A escolhido é um microcontrolador de 8 bits que possui 3

temporizadores, 1 conversor A/D de 10 bits que realiza conversões através de até 8 canais analógicos de entrada, 256 bytes de memória EEPROM, 3 portas de entrada e saída sendo: porta A, porta B e porta C que compõem 14 terminais de entrada e saída compartilhados com outras funções, 356 bytes de memória de dados, 8 Kbytes de memória de programa, dentre outros periféricos. Os recursos do microcontrolador empregados pelo programa de controle são 3 temporizadores, 8 terminais de entrada e saída digitais, 2 canais de conversão A/D, 256 bytes de memória EEPROM, 66 bytes de memória de dados e 1115 bytes de memória de programa [17].

Os 3 temporizadores são utilizados pelo programa de controle para proporcionar temporização ao sinal de disparo para os tiristores. Um dos temporizadores habilita o sinal de disparo quando decorre o tempo que corresponde ao ângulo de disparo dos tiristores, ou seja, o momento do disparo é determinado pelo valor binário carregado neste temporizador. Quando o disparo é acionado, o segundo temporizador é também acionado, de forma que o sinal de controle se mantenha ativo até este segundo temporizador desabilitá-lo. O terceiro temporizador é empregado para gerar um atraso entre as conversões analógica para digital dos sinais de referência e da realimentação. Esse atraso se faz necessário pois as conversões se realizam em canais diferentes e a mudança de um canal para outro requer uma espera de 20 μ s para a estabilização do sinal [18].

Os sinais de disparo dos tiristores são direcionados a 3 terminais de saída digitais da porta C do microcontrolador. Esses sinais acionam três circuitos que disparam os tiristores do gradador, sendo que um deles está ilustrado na figura 3.5.

O sinal de interrupção gerado pelo circuito ilustrado na figura 3.3 é levado ao microcontrolador pelos terminais da porta B. Três terminais dessa porta são configurados para serem entradas digitais e gerarem uma interrupção de *hardware* no microcontrolador, toda vez que o nível de tensão nos terminais mudar de nível alto para nível baixo, ou de nível baixo para nível alto. Desta forma, o microcontrolador recebe 6 interrupções durante a execução do programa principal em um ciclo da rede elétrica, já que cada sinal de interrupção muda de nível duas vezes por ciclo como ilustrado na figura 3.2.

Os outros 2 terminais de entrada e saída, utilizados pelo microcontrolador, são destinados a acionar 2 LED's que indicam o estado do funcionamento do retificador de corrente. Um dos LED's, o vermelho, é acionado quando o sinal de controle está saturado ou quando o programa do retificador de corrente detecta a falta de uma das fases da rede elétrica. O LED verde é acionado quando o retificador de corrente está em operação.

O dois canais de conversão A/D utilizados pelo programa do retificador de corrente destinam-se a converter o sinal analógico que representa a amplitude da corrente elétrica no resistor de carga, e o sinal de referência de corrente definido por um potenciômetro. O sinal de corrente na carga (sinal de saída do circuito da figura 3.4) é convertido por um dos canais de conversão A/D. A figura 3.11 ilustra as ligações do microcontrolador com os circuitos de interface.

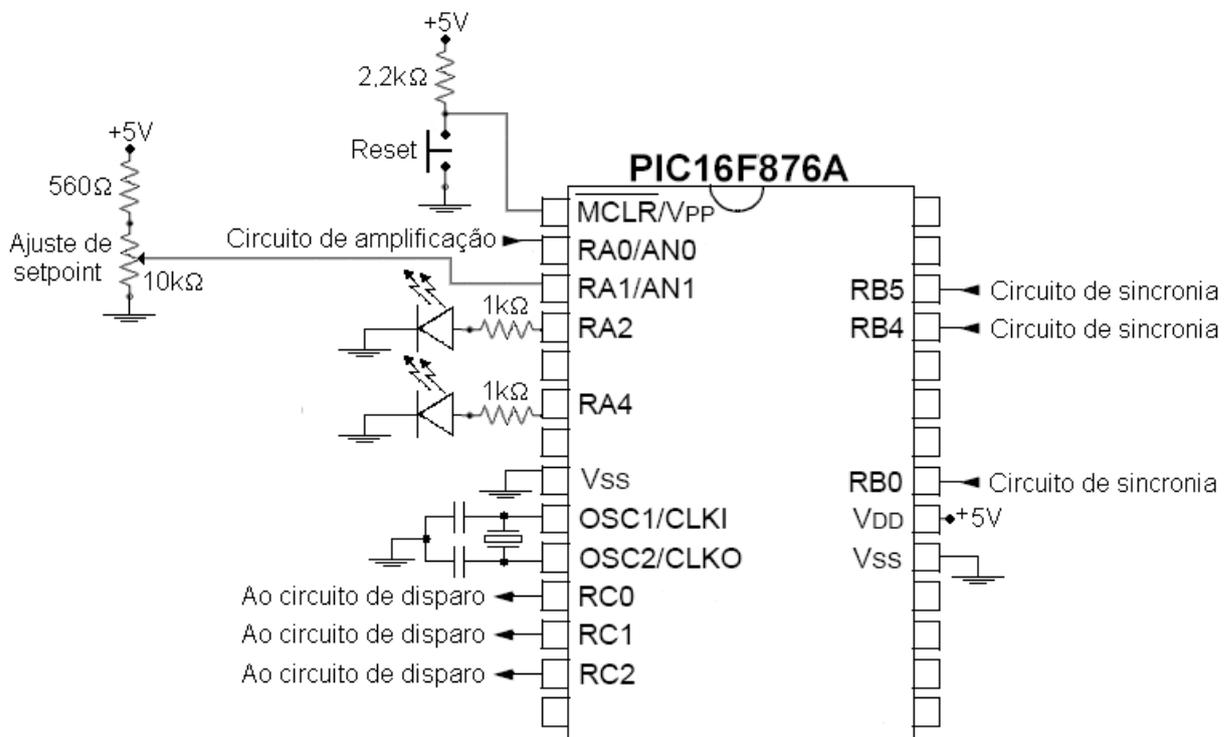


Figura 3.11 – Microcontrolador e suas ligações com os circuitos de interface.

Capítulo 4 - Modelagem e projeto do sistema de controle

4.1 – Introdução

Neste capítulo descreve-se a modelagem do sistema de controle, a sintonia dos parâmetros do controlador e o funcionamento do algoritmo de controle.

4.2 – Modelo matemático do retificador de corrente

A configuração do retificador de corrente com gradador no primário do transformador e com retificação a diodos no secundário apresenta forma de onda na carga similar àquela que seria obtida se o conversor fosse composto apenas por tiristores, com controle do ângulo de disparo, no secundário do transformador. Por isso, utiliza-se o modelo apresentado em [19], no qual a retificação a tiristores é modelada por um amostrador de ordem zero e um ganho variável que depende do ângulo de disparo dos tiristores. O diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada é apresentado na figura 4.1.

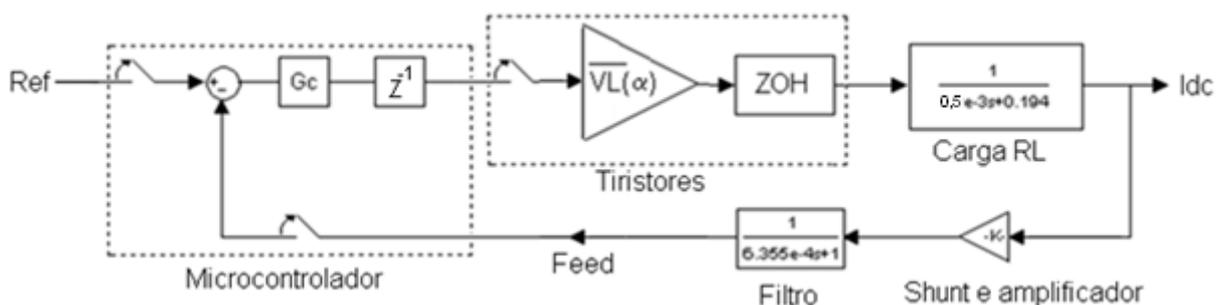


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada.

A equação em malha aberta que representa o comportamento da corrente média na carga I_{dc} discretizada no tempo é determinada pela seguinte equação:

$$I_{dc}(z) = \overline{VL}(\alpha) \cdot Z \left\{ \frac{1}{0,5 \cdot 10^{-3}s + 0,194} \right\} \quad (4.1)$$

Onde $Z\{ \}$ em (4.1) denota transformada z da equação entre as chaves [21].

Foi desenvolvida no Capítulo 3, seção 3.4, expressões matemáticas que relacionam a tensão média de saída dos retificadores com o ângulo de disparo α dos tiristores. Essas expressões exibem um comportamento não linear da tensão média com o ângulo de disparo que são da forma:

$$\overline{VL}(\alpha) = \frac{3.Vp}{\pi} \cdot \cos\alpha \quad (4.2)$$

Sendo α o sinal de controle, este deve ser linearizado antes de ser enviado aos tiristores pelo microcontrolador. A linearização é feita através de uma tabela de arco cosseno armazenada em memória EEPROM do microcontrolador [20]. O sinal de controle SC linearizado obedece à seguinte equação:

$$SC = \cos^{-1}(\alpha) \quad (4.3)$$

O sinal de controle linearizado vai fazer com que a tensão média de saída dependa apenas de α e não mais de um termo $\cos(\alpha)$. A corrente média na carga I_{dc} em malha aberta com o sinal de controle linearizado é então dada por:

$$I_{dc}(z) = \frac{3.Vp}{\pi} \cdot SC(z) \cdot Z\left\{\frac{1}{0,5 \cdot 10^{-3}s + 0,194}\right\} \quad (4.4)$$

A equação em malha fechada discretizada no tempo do sinal de controle $SC(z)$ se relaciona com os sinais de realimentação, $Feed$, e referência, Ref , pela seguinte equação:

$$SC(z) = z^{-1} \cdot Gc(z) \cdot [Ref(z) - Feed(z)] \quad (4.5)$$

Por sua vez o sinal de realimentação é dado por:

$$Feed(z) = Z\{I_{dc}(s)\} \cdot Z\left\{\left(\frac{0,04}{6,355 \cdot 10^{-4}s + 1}\right)\right\} \quad (4.6)$$

Substituindo as equações (4.4) e (4.6) na equação (4.5) resulta na equação (4.7) que é a função de transferência discreta no tempo do sistema de controle em malha fechada.

$$\frac{Idc(z)}{Ref(z)} = \frac{\frac{3.Vp}{\pi}.z^{-1}.Gc(z).Z\left\{\left(\frac{1}{0,5.10^{-3}s+0,194}\right)\right\}}{1+\frac{3.Vp}{\pi}.z^{-1}.Gc(z).Z\left\{\left[\left(\frac{1}{0,5.10^{-3}s+0,194}\right).\left(\frac{0,04}{6,355.10^{-4}s+1}\right)\right]\right\}} \quad (4.7)$$

Os parâmetros do controlador PI, proporcional e integral, implementado pelo microcontrolador, foram sintonizados utilizando o método do lugar das raízes e do diagrama de Bode. A equação do controlador no domínio do tempo contínuo (4.8) foi discretizada utilizando a aproximação *backward* Euler o que resultou em (4.9) [21].

$$Gc(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (4.8)$$

$$Gc(z) = \frac{TKi}{z-1} + Kp \quad (4.9)$$

A saída do controlador SC(z) é o sinal de controle linearizado e processado pelo microcontrolador utilizando-se como entrada o sinal de erro, Erro(z). A equação (4.10) mostra a relação entre entrada e saída do controlador.

$$Gc(z) = \frac{SC(z)}{Erro(z)} \quad (4.10)$$

Substituindo a equação (4.9) em (4.10) e realizando algumas manipulações algébricas resulta na equação do sinal de controle que deve ser implementada pelo algoritmo do microcontrolador para a execução do controle PI [22].

$$SC(z) = SC(z).z^{-1} + Kp.Erro(z) + (TKi - Kp).Erro(z).z^{-1} \quad (4.11)$$

4.3 – O programa de controle

Existem três conjuntos de rotinas que compõem o programa de controle. O conjunto de rotinas do programa principal, o conjunto de rotinas que identificam os eventos

que geram interrupção na execução do programa principal e o conjunto de rotinas que tratam os eventos que geraram interrupção.

As rotinas do programa principal têm por funções inicializar os periféricos do microcontrolador, detectar se a seqüência de fases é positiva ou negativa, processar o sinal de controle, detectar e sinalizar os eventos que possam causar funcionamento inadequado do retificador de corrente como a saturação do sinal de controle. O fluxograma da figura 4.2 ilustra a ordem na qual as funções são executadas, bem como os testes feitos pelas rotinas.

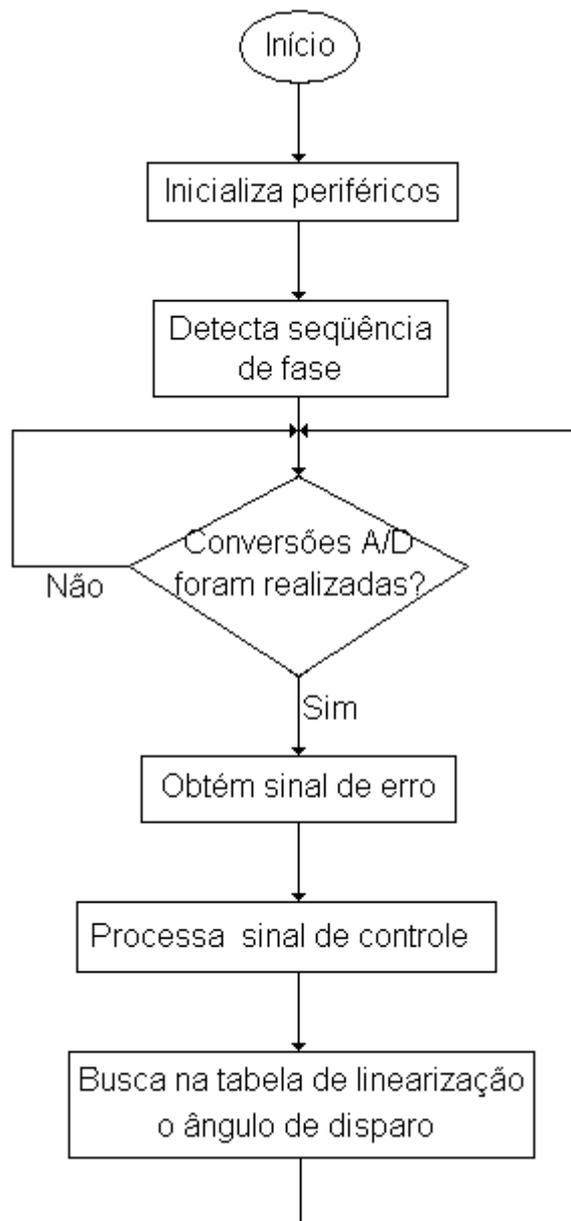


Figura 4.2 – Fluxograma das funções que compõem o programa principal.

Durante a execução do programa principal ocorrem eventos como estouro na contagem de temporizadores, finalização de conversões A/D e mudança de níveis de tensão que geram interrupções na execução do programa principal. O fluxograma da figura 4.3 descreve o procedimento da rotina de interrupção que identifica os eventos que geram interrupção. Quando uma interrupção, na execução do programa principal, é gerada, a rotina de interrupção realiza testes lógicos em *bits* de determinados registradores do microcontrolador com o intuito de identificar o evento que gerou a interrupção. Quando o evento é então identificado, a rotina de interrupção executa o conjunto de rotinas que trata o evento identificado.

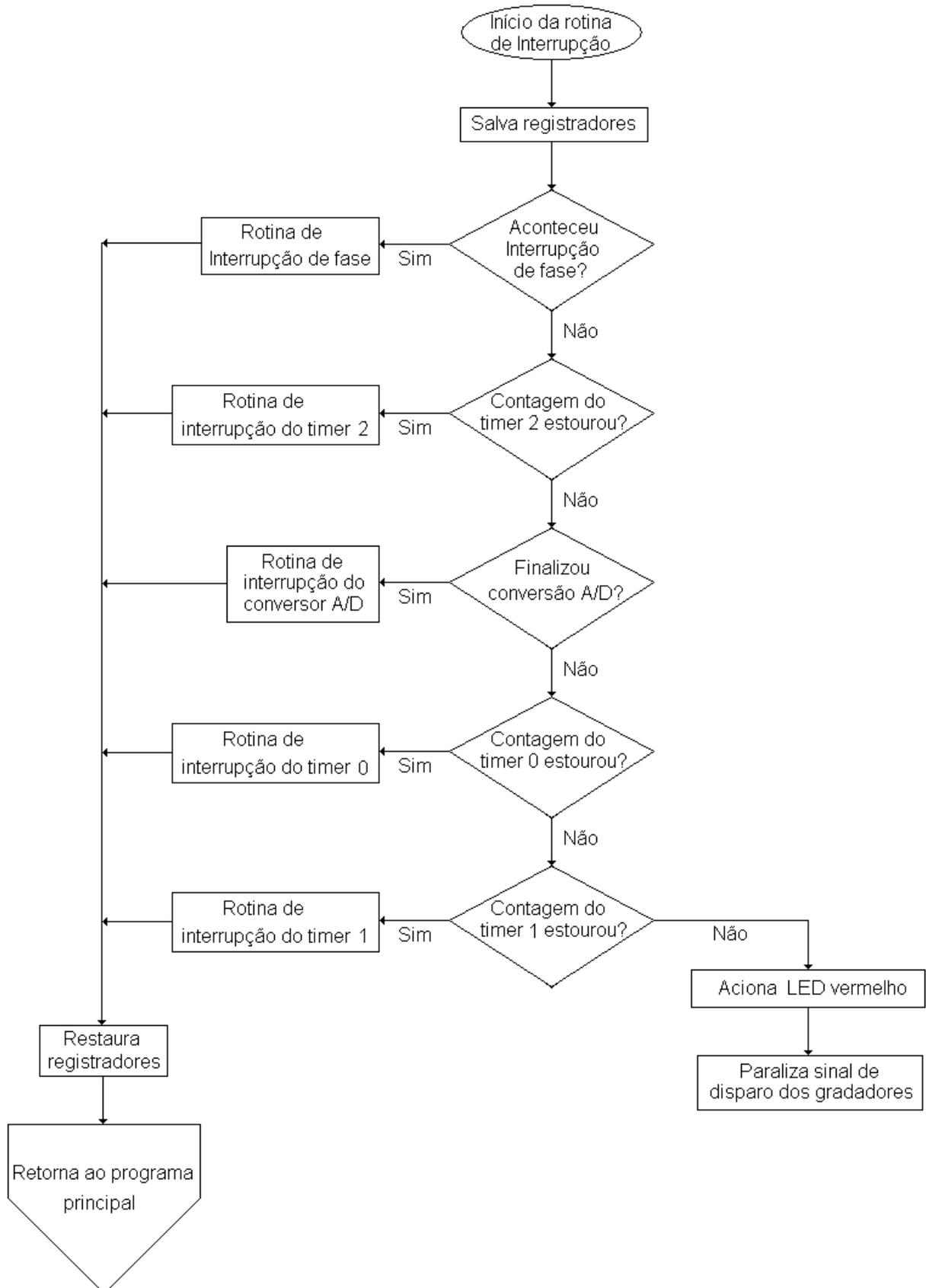


Figura 4.3 – Fluxograma da rotina que identifica o evento que gerou interrupção.

O primeiro teste realizado pela rotina de interrupção é se houve interrupção de fase. A interrupção de fase, como descrito na sessão 3.3 do Capítulo 3, ocorre quando a polaridade da tensão sobre um gradador se inverte. Sendo assim tem-se uma interrupção de fase a cada 1/6 do período da rede elétrica, o que resulta em uma frequência de interrupções de fase de 360Hz. Esta frequência no evento de interrupção de fase é utilizada como base para desencadear outros eventos como: conversão A/D dos sinais de realimentação de corrente e de referência. Essa frequência é, portanto, a frequência de amostragem do sistema digital, o qual deve respeitar o teorema de Nyquist para não haver o fenômeno de *aliasing* [25].

Quando ocorre uma interrupção de fase as funções contidas no fluxograma da figura 4.4 são executadas. A rotina de interrupção de fase obtém, a partir da tabela 4.1 de disparo de tiristores, qual o tiristor a ser disparado. Em seguida carrega no registrador do temporizador 2 um valor binário, que corresponderá ao ângulo de disparo do tiristor. Tal valor binário foi obtido na execução do programa principal, quando foi processado o sinal de controle. Adicionalmente a rotina de interrupção de fase inicia a conversão A/D da referência de corrente (*setpoint*).

Intervalo do ângulo de disparo	Tiristor 1	Tiristor 2	Tiristor 3	Tiristor 4	Tiristor 5	Tiristor 6
$60^\circ < \alpha \leq 120^\circ$	0	1	0	0	0	0
	0	0	1	0	0	0
	0	0	0	1	0	0
	0	0	0	0	1	0
	0	0	0	0	0	1
	1	0	0	0	0	0
$120^\circ < \alpha \leq 180^\circ$	0	0	1	0	0	0
	0	0	0	1	0	0
	0	0	0	0	1	0
	0	0	0	0	0	1
	1	0	0	0	0	0
	0	1	0	0	0	0

Tabela 4.1 – Tabela com a seqüência de disparo dos tiristores.



Figura 4.4 – Fluxograma da rotina que trata o evento que causou interrupção de fase.

O fluxograma da figura 4.5 ilustra as funções realizadas pela rotina *Interrupção do timer 2*, a qual trata a interrupção na execução do programa principal causada pelo estouro na contagem do temporizador 2. O início deste evento de interrupção indica que o tiristor deve ser disparado, já que no registrador do temporizador 2 foi carregado um valor binário que corresponde ao ângulo de disparo de um tiristor (identificado na rotina de interrupção de fase). Além de disparar o tiristor correto com o ângulo de disparo especificado, a rotina *Interrupção do timer 2* estabelece o intervalo de duração do sinal de disparo em 10° . A duração do sinal de disparo é um valor binário carregado no registrador do temporizador 1, o qual no final da contagem o desabilita. O tratamento deste evento de interrupção está ilustrado no fluxograma da figura 4.6.

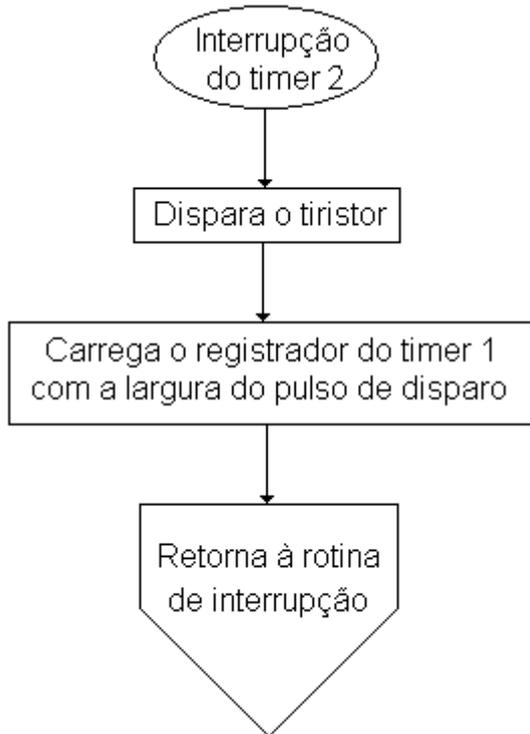


Figura 4.5 – Fluxograma da rotina que trata interrupção do temporizador timer 2.

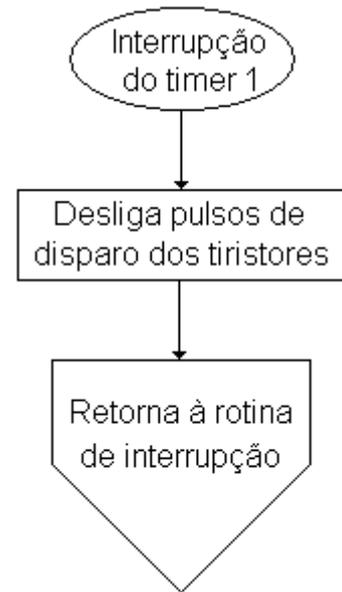


Figura 4.6 – Fluxograma da rotina que trata a interrupção gerada pelo temporizador timer 1.

A conversão A/D da referência de corrente (*setpoint*), iniciada pela rotina de interrupção de fase é tratada pelas rotinas contidas no fluxograma da figura 4.7. Quando uma conversão A/D termina, a rotina de interrupção do conversor A/D realiza um teste com o intuito de verificar se a conversão realizada foi da referência de corrente (*setpoint*) ou foi do sinal de realimentação (*feedback*). No caso da conversão ter sido da referência de corrente, a rotina de interrupção do conversor A/D irá configurar o temporizador timer 0 para gerar uma interrupção em 20 μ s. Quando o temporizador timer 0 gerar a interrupção, ele também iniciará uma nova conversão A/D que é a do sinal de realimentação. Esse atraso de 20 μ s entre as conversões dos sinais de realimentação e da referência de corrente é necessário, pois o canal pelo qual a conversão A/D é realizado foi alterado do canal da referência de corrente para o canal da realimentação. Toda vez que essa alteração de canal ocorre, um atraso de 20 μ s deve ser introduzido entre as conversões para evitar transitórios de tensão [18]. As funções realizadas pela rotina de tratamento de interrupção do temporizador timer 0 estão ilustradas no fluxograma da figura 4.8.

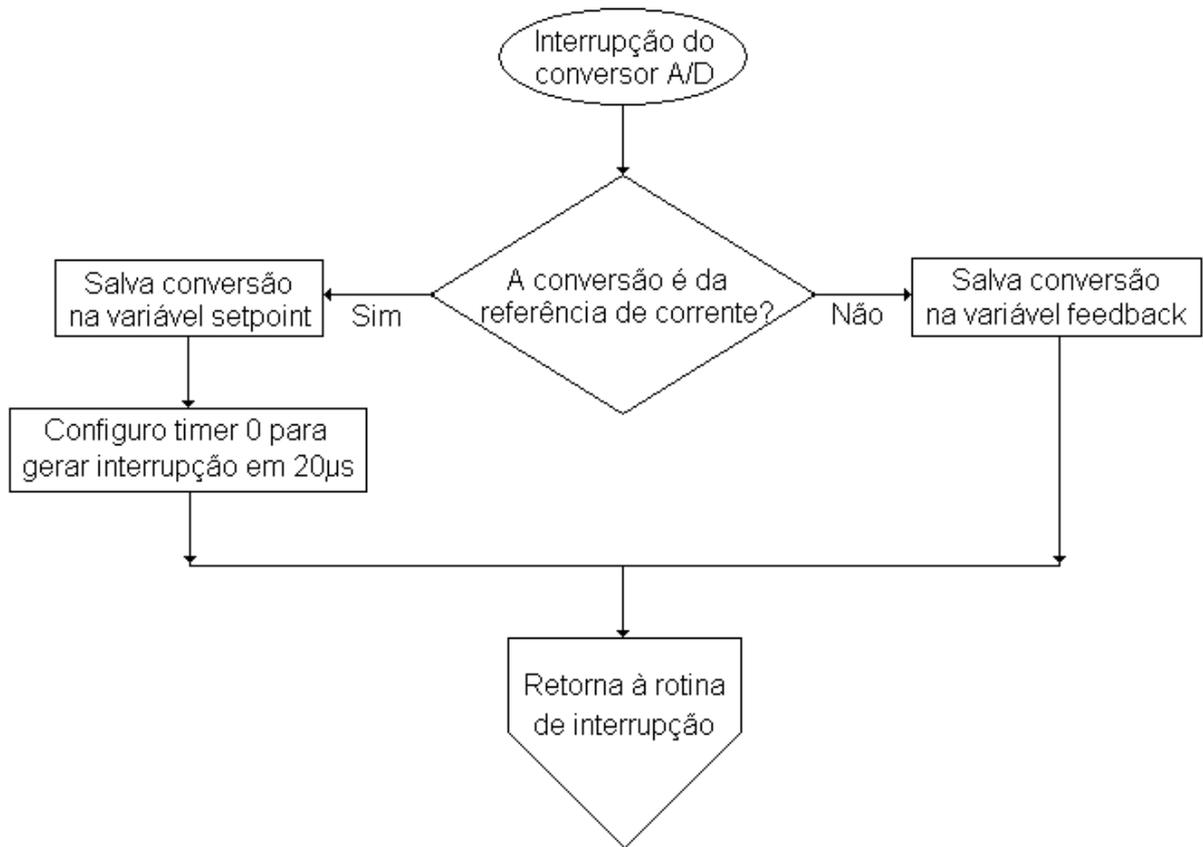


Figura 4.7 – Fluxograma da rotina que trata a interrupção do término de uma conversão A/D.

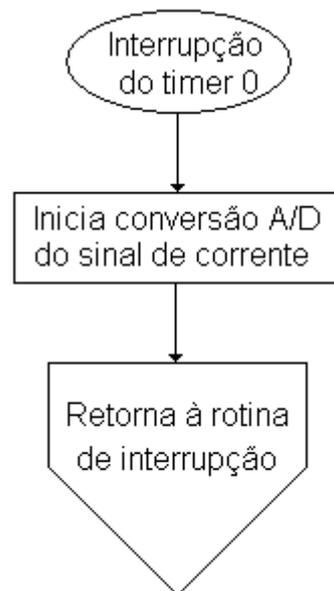


Figura 4.8 – Fluxograma da rotina que trata a interrupção gerada pelo temporizador timer 0.

Capítulo 5 – Resultados experimentais

5.1 – Introdução

Neste trabalho foi projetado e implementado um protótipo do retificador de corrente com as seguintes especificações:

- tensão eficaz de entrada: 220V
- corrente eficaz máxima de entrada: 20A
- frequência da rede de alimentação: 60Hz
- tensão média de saída retificada: de 1V à 20V
- corrente de saída máxima: 300A
- potência de saída: 6kW
- faixa de carga: de $66\text{m}\Omega$ a $0,20\Omega$

O protótipo implementado utilizou os seguintes componentes:

- tiristores: Semikron modelo SKT 10/06D 600V/30A
- diodos: Semikron modelo SKN 100/04 400V/200A
- transformador trifásico de 10kVA com núcleo magnético de três colunas com primário em delta e secundário em duplo estrela
- indutor de saída: 0,5mH
- resistor *shunt*: 45mV/300A
- microcontrolador: PIC16F876A

Neste capítulo estão apresentados os resultados experimentais da resposta dinâmica e de regime permanente obtidos do protótipo de retificador de corrente. Os resultados experimentais foram comparados com os resultados obtidos por simulação, a qual foi realizada no *software* Matlab 7.0 da *MathWorks*.

5.2 – Resposta dinâmica

Foram realizados cinco experimentos para ilustrar a resposta dinâmica do retificador de corrente:

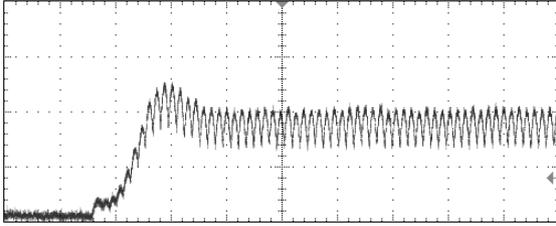
- resposta a um degrau de corrente de 0 a 35A;
- mudança de referência de corrente de 55A para 90A;
- mudança de referência de corrente de 90A para 55A;
- comutação de carga de $0,17\Omega$ para $0,26\Omega$ sob corrente fixa de 55A;
- comutação de carga de $0,26\Omega$ para $0,17\Omega$ sob corrente fixa de 55A.

Foram testadas quatro sintonias diferentes do controlador PI para cada experimento realizado com o intuito de se escolher a melhor sintonia para o controlador do retificador de corrente. Os parâmetros das sintonias foram:

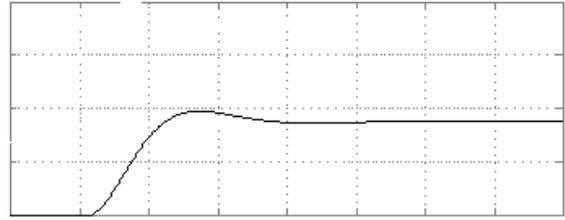
- Sintonia 1 com ganho $K_p=15/128$ e $K_i=495/8$;
- Sintonia 2 com ganho $K_p=27/64$ e $K_i=1215/16$;
- Sintonia 3 com ganho $K_p=1/4$ e $K_i=135/2$;
- Sintonia 4 com ganho $K_p=5/32$ e $K_i=405/8$.

Nos gráficos da figura 5.1 estão ilustradas as respostas da corrente de carga do retificador de corrente para as quatro sintonias realizadas no controlador. Os gráficos estão organizados de forma que à esquerda encontram-se os resultados experimentais e à direita os gráficos obtidos por simulação, utilizando o modelo matemático para a sintonia ensaiada. Esses gráficos apresentam a resposta do retificador de corrente para uma mudança da referência de corrente de 0 para 35A.

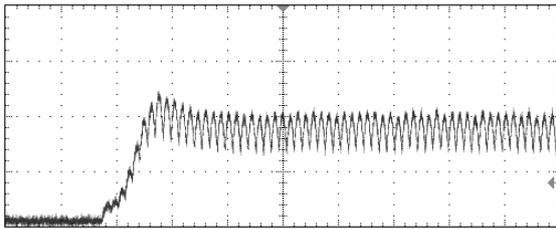
Sintonia 1



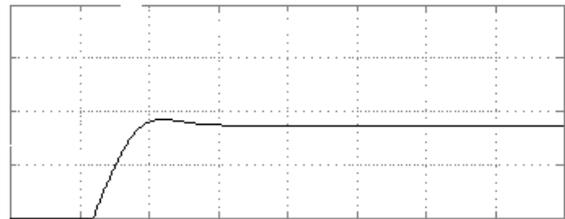
Simulação



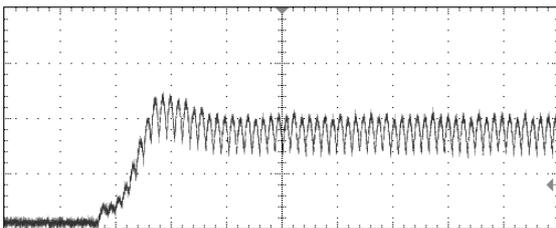
Sintonia 2



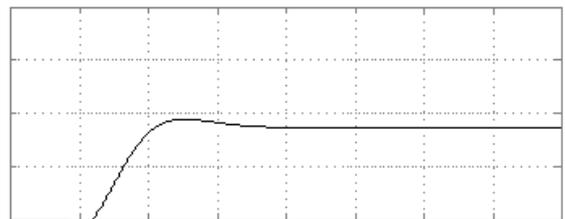
Simulação



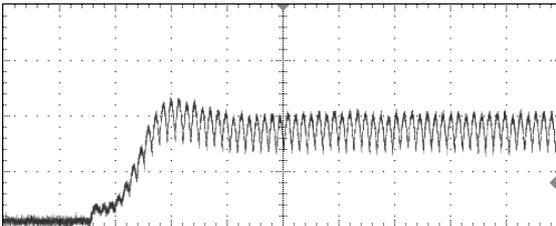
Sintonia 3



Simulação



Sintonia 4



Simulação

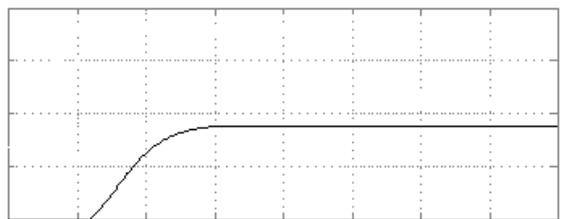
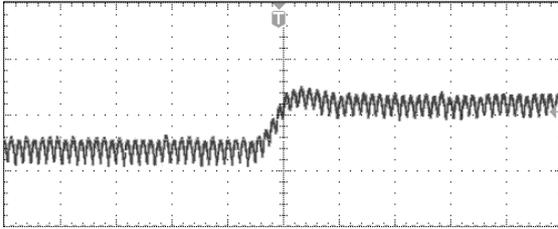


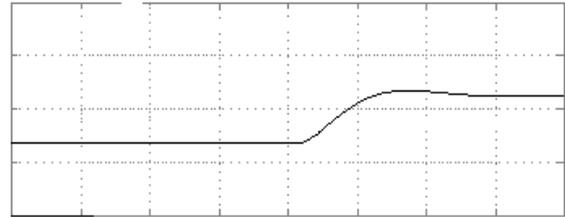
Figura 5.1 – Resposta dinâmica do retificador de corrente para uma mudança de 0 para 35A na referência de corrente. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 20A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 20A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita.

A figura 5.2 apresenta as respostas do retificador de corrente para uma mudança na referência de corrente de 55A para 90A.

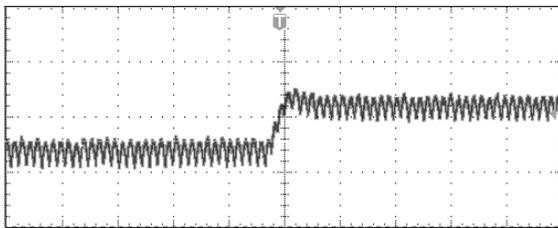
Sintonia 1



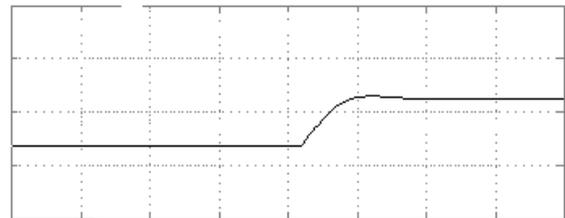
Simulação



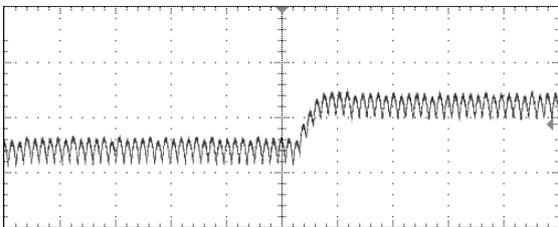
Sintonia 2



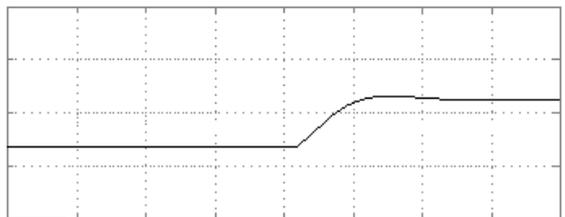
Simulação



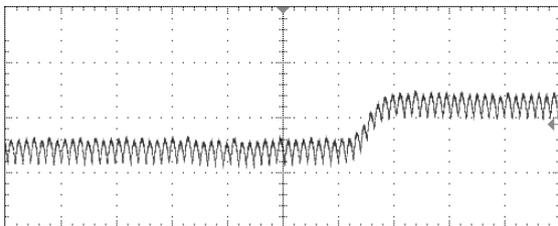
Sintonia 3



Simulação



Sintonia 4



Simulação

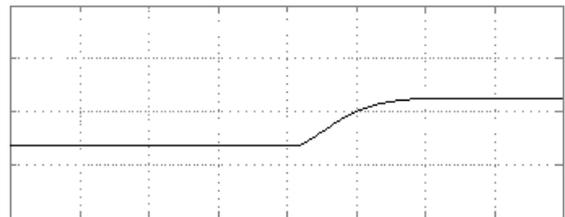
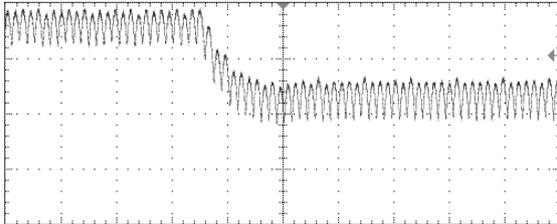


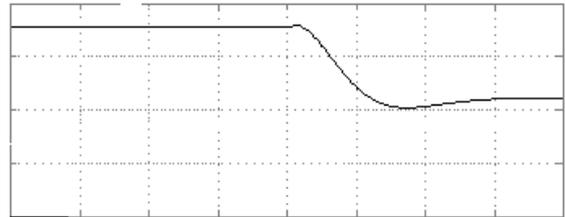
Figura 5.2 – Resposta do retificador de corrente para uma mudança de 55A para 90A na referência de corrente. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 40A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 40A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita.

A figura 5.3 apresenta as respostas dinâmicas da corrente de carga do retificador de corrente para uma mudança na referência de corrente de 90A para 55A.

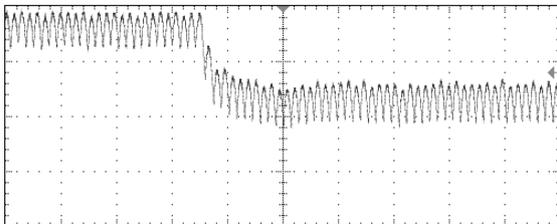
Sintonia 1



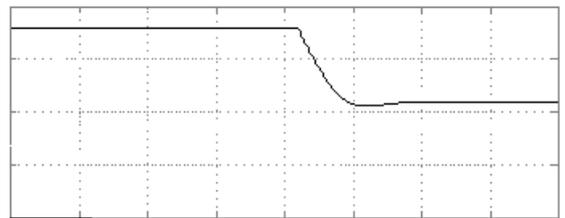
Simulação



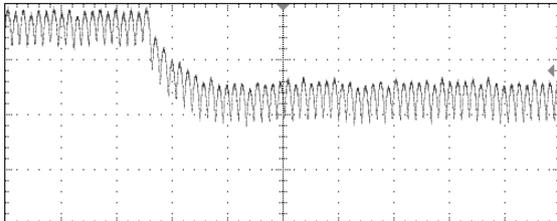
Sintonia 2



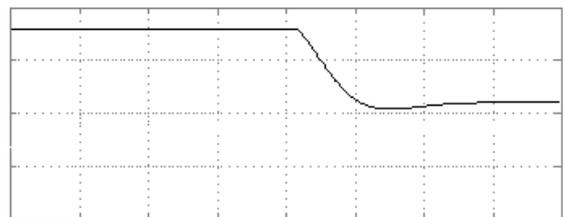
Simulação



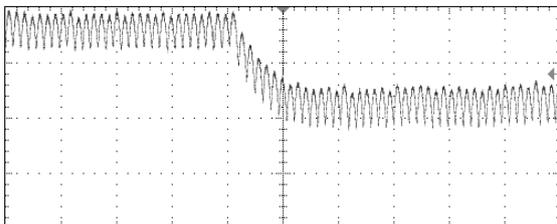
Sintonia 3



Simulação



Sintonia 4



Simulação

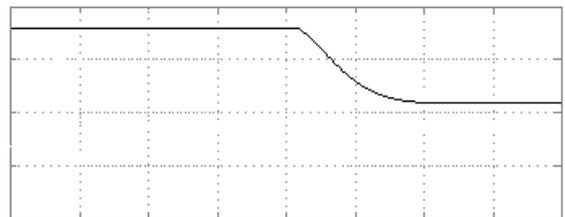
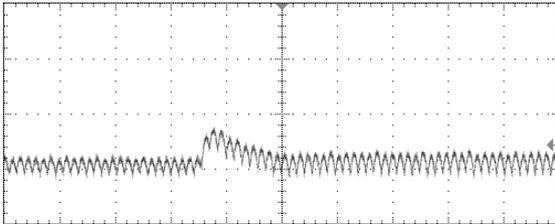


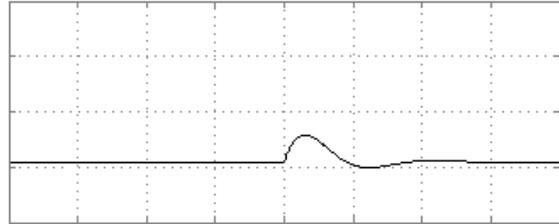
Figura 5.3 – Resposta dinâmica do retificador de corrente para uma mudança de 90A para 55A na referência de corrente. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 25A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 25A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita.

A figura 5.4 mostra o resultado experimental que tem como objetivo observar a regulação da corrente de carga do retificador de corrente para uma variação de carga. A partir da figura 5.4 pode-se perceber a reação do retificador de corrente sob comutação da carga de $0,29\Omega$ para $0,19\Omega$ com corrente fixa de 55A.

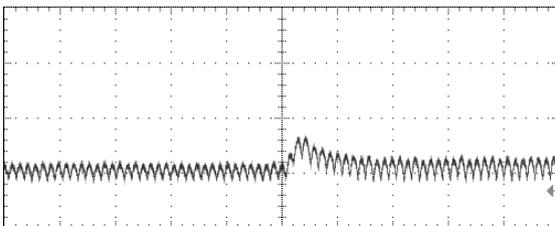
Sintonia 1



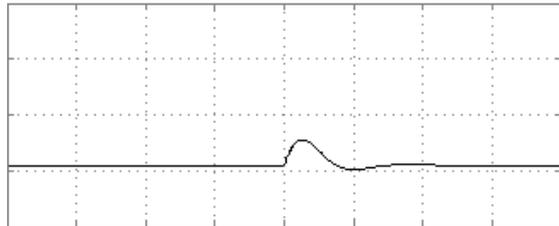
Simulação



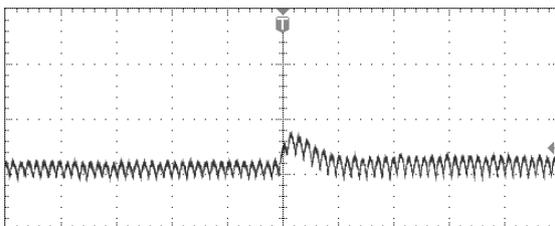
Sintonia 2



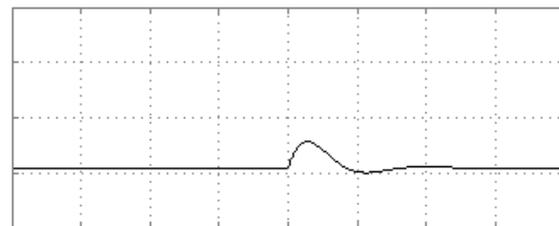
Simulação



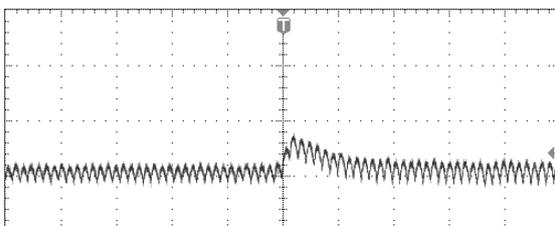
Sintonia 3



Simulação



Sintonia 4



Simulação

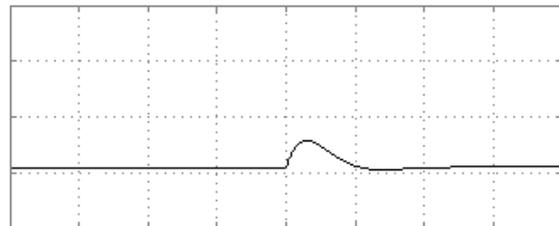
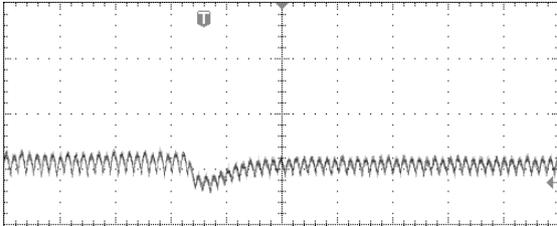


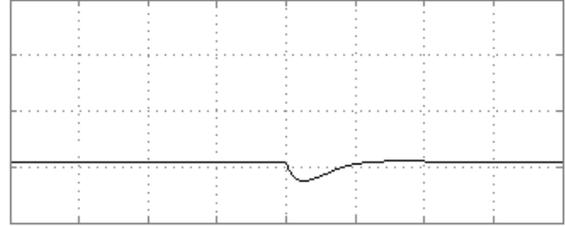
Figura 5.4 – Reação do retificador de corrente à comutação de carga de $0,29\Omega$ para $0,19\Omega$ sob corrente fixa de 55A. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita.

A figura 5.5 apresenta os resultados da comutação de carga de $0,19\Omega$ para $0,29\Omega$ também sob corrente fixa de 55A.

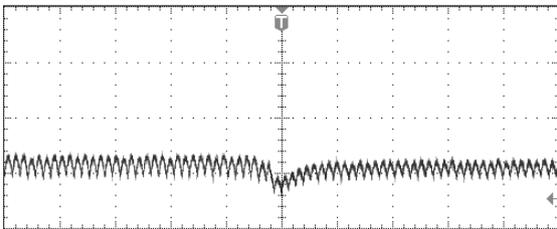
Sintonia 1



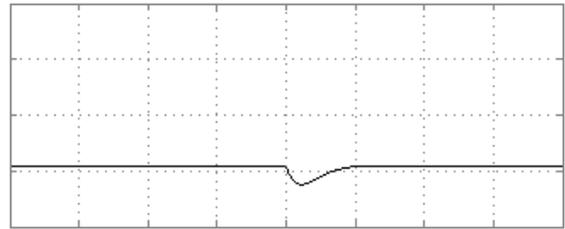
Simulação



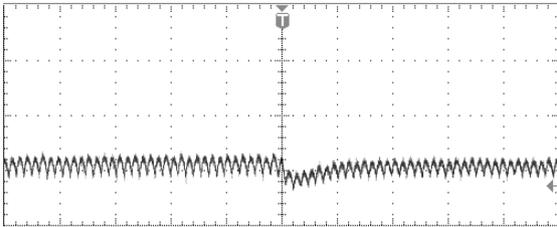
Sintonia 2



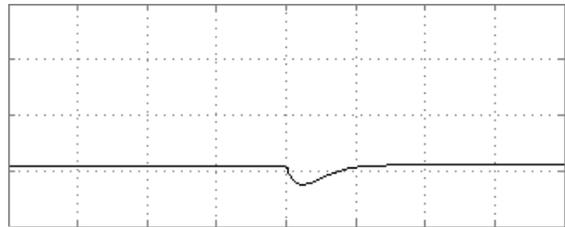
Simulação



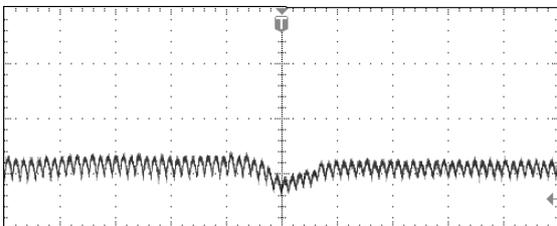
Sintonia 3



Simulação



Sintonia 4



Simulação

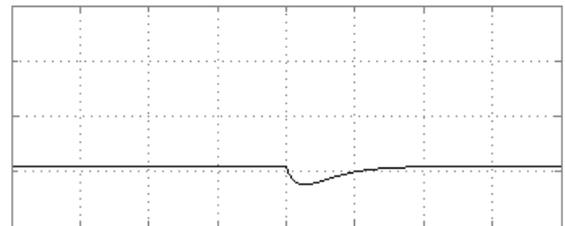


Figura 5.5 – Reação do retificador de corrente à comutação de carga de $0,19\Omega$ para $0,29\Omega$ sob corrente fixa de 55A. Escala de 20ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à esquerda. Escala de 25ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas para os gráficos à direita.

5.3 – Resposta em regime permanente

Os resultados experimentais foram obtidos com o protótipo do retificador de corrente operando com uma referência de corrente de 100A, utilizando um banco de resistores de $0,19\Omega$ em série com um indutor de $0,5\text{mH}$. O protótipo foi ensaiado com um terço da corrente máxima que é de 300A, uma vez que não havia carga disponível que proporcionasse o valor máximo de corrente.

As figuras 5.6 e 5.7 mostram a corrente e a tensão sobre um dos diodos de retificação. Além disso, as figuras 5.8 e 5.9 também apresentam a corrente e tensão sobre um tiristor do gradador. Pode-se observar que ambos semicondutores, diodo e tiristor, estão operando abaixo dos limites máximos de corrente e tensão para os quais foram dimensionados.

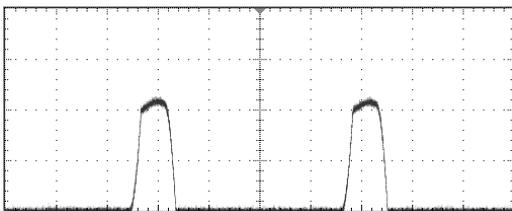


Figura 5.6 - Corrente em um diodo da retificação. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 50A/div no eixo das ordenadas.

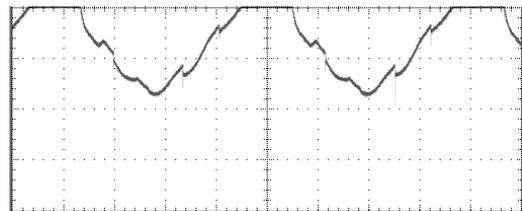


Figura 5.7 - Tensão em um diodo da retificação. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 25V/div no eixo das ordenadas.

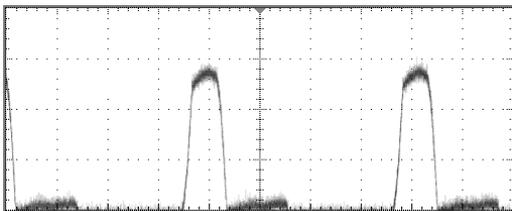


Figura 5.8 - Corrente em um tiristor do gradador. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 5A/div no eixo das ordenadas.

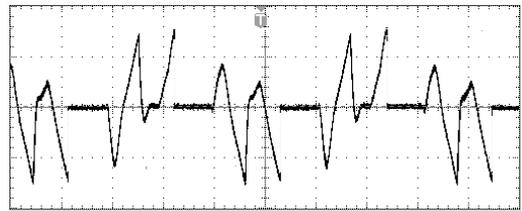


Figura 5.9 - Tensão em um tiristor do gradador. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 100V/div no eixo das ordenadas.

As figuras 5.10 e 5.11 mostram o formato da corrente de fase e da corrente de linha na entrada do retificador de corrente. Observa-se que o formato da corrente de

entrada, mesmo com o retificador operando com um pequeno ângulo de disparo, não é senoidal e por isso contém um grande conteúdo harmônico [23], [24]. Apesar disso na figura 5.12 observa-se que o fator de potência é próximo de 0,95, mas apenas quando o retificador de corrente opera com um ângulo de disparo reduzido.

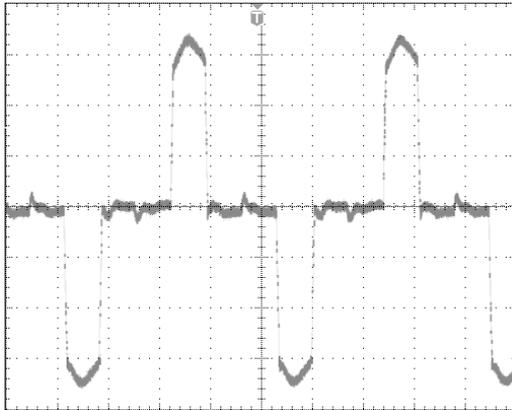


Figura 5.10 – Corrente de fase no primário do transformador. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 4A/div no eixo das ordenadas.

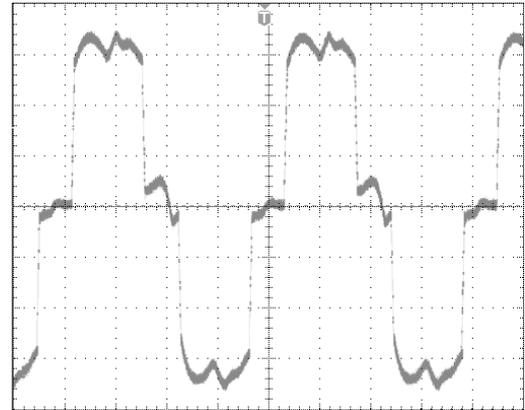


Figura 5.11 – Corrente de linha no primário do transformador. Escala de 4ms/div no eixo das abscissas e de 4A/div no eixo das ordenadas.

Observa-se também, ainda na figura 5.12, que o rendimento do retificador de corrente reduz quando este opera com baixos valores de corrente de carga. Isto implica em uma dependência do rendimento com o ângulo de disparo dos tiristores. Esses resultados são coerentes com os dados apresentados em [7], os quais mostram que o rendimento de retificadores de corrente tiristorizados diminuem à medida que a tensão média de saída retificada diminui.

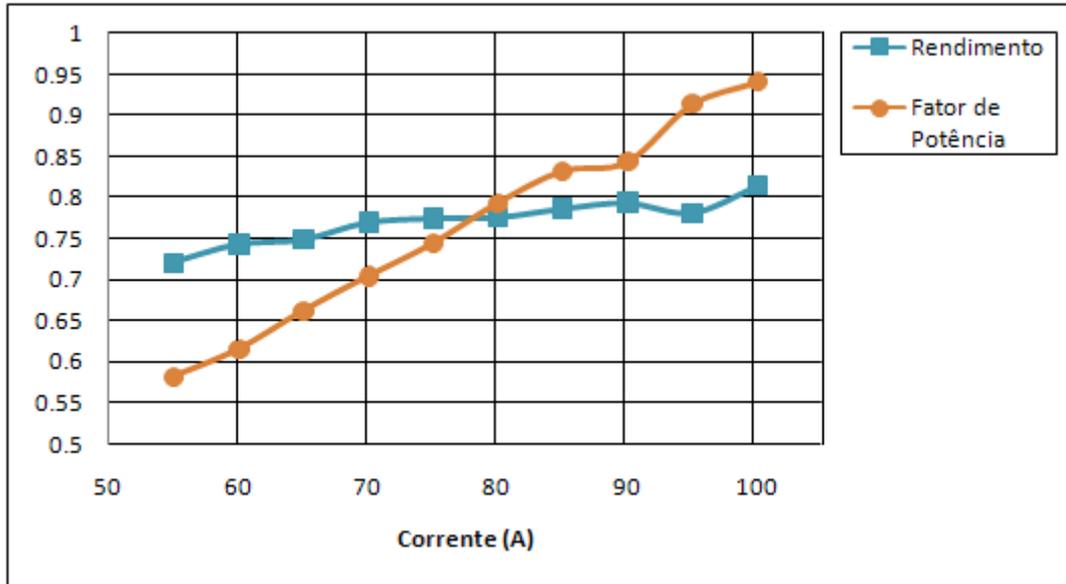


Figura 5.12 – Gráfico do rendimento e fator de potência do retificador de corrente em função da corrente de carga.

Capítulo 6 – Conclusão

6.1 Contribuições

Neste trabalho foi desenvolvido e implementado um retificador de corrente controlada por um microcontrolador, a partir de uma revisão sobre as configurações de circuitos que produzem corrente elétrica CC de grande magnitude. A configuração ANSI 45 sem transformador de interfase, ou retificação hexafásica de meia onda, foi escolhida como o conversor CA-CC do retificador de corrente.

Foram realizadas simulações do retificador hexafásico de meia onda e de retificadores com ponte de GRAETZ com o intuito de investigar e comparar características destes conversores para aplicação na geração de alta corrente CC.

O transformador, bem como os circuitos eletrônicos de interface ao microcontrolador, foram projetados e implementados. Um programa de controle foi desenvolvido em linguagem de montagem (*Assembler*), o qual realiza o controle PI do retificador de corrente.

A sintonia do controlador PI foi realizada a partir de um modelo matemático de retificadores tiristorizados [19]. Tal modelo previu mudanças no comportamento dinâmico do retificador de corrente, frente a diferentes sintonias do controlador PI, de forma satisfatória como demonstrado pelos resultados experimentais obtidos.

O retificador de corrente implementado tem fator de potência elevado, maior que 0,95, quando opera com um ângulo de disparo em torno de 60° . A distorção harmônica da corrente elétrica de entrada está em torno de 27%, quando o conversor opera com um ângulo de disparo na ordem de 60° . Os valores de distorção harmônica e de fator de potência variam em função do ângulo de disparo. O rendimento do conversor também não é constante, ou seja, é função do ângulo de disparo dos tiristores.

6.2 Perspectivas

Esforços futuros podem ser empregados no desenvolvimento de retificadores que forneçam alta corrente elétrica CC com um alto fator de potência, baixa distorção harmônica de corrente e com um alto rendimento sem que esses parâmetros variem com o ponto de operação do retificador. Soluções chaveadas estudadas e desenvolvidas já estão sendo aplicadas na geração de alta corrente CC [1], no entanto seu uso é restrito às aplicações que requeiram tensões da ordem de centenas de volts, pois o rendimento de retificadores chaveados em baixa tensão é menor do que o rendimento dos retificadores tiristorizados.

O retificador a tiristor é uma tecnologia bem estabelecida, e sua grande robustez faz com que ele seja a escolha preferida nas plantas industriais [1], [2]. Este fato tornou o desenvolvimento de métodos de filtragem de correntes harmônicas e de compensadores estáticos de energia reativa importantes temas merecedores de esforços em pesquisa e desenvolvimento [26].

REFERÊNCIAS

- [1] - Rodríguez, J. R. at AL, “*Industrial Applications of High Current Chopper Rectifiers: State of The Art*”, ISBN: 90-75815-07, EPE – Toulouse, pp.1 – 8, 2003.
- [2] - Rodríguez, J. R. at AL, “*Large Current Rectifiers: State of the Art and Future Trends*”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 52, no.3, pp.738 – 745, jun. 2005.
- [3] - Pei, Y. at AL, “*Development of High Current Power Supply for Electroplating*”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp.21 – 23, aug. 2002.
- [4] - Dede, E. J. at AL, “*On the Design of a High Current Power Supply for Superconducting Magnet*”, in PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1996, pp. 894.
- [5] - Lander, C. W., “*Eletrônica Industrial: teoria e aplicações*”, Makron Books, 2ª Ed., São Paulo, 1996.
- [6] - Eaton, N.; Murison, G.; Speer B. “*Specifying Rectifiers for Electrochemical Applications*”, IEEE paper No. PCIC-97-21, pp.199 – 203, jun. 1997.
- [7] - Maniscalco, P. S.; Scaini, V.; Veerkamp, W. E. “*Specifying DC Chopper Systems for Electrochemical Applications*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.37, no.3, pp.941 – 948, may 2001.
- [8] - SEMIKRON. *Stud diode: SKN 100 rectifier diode datasheet*. USA: Semikron, 2004.
- [9] - MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. Third Edition, Idyllwild, California, U.S.A., 2004.
- [10] - TESSIN. *Catálogo de formato e dimensões de lâminas do tipo E-I para transformadores e reatores*. Brasil: Tessin, 2007.

- [11] - Kennedy, S. P., "*Design and Application of Semiconductor Rectifier Transformers*", IEEE Paper No. PCIC-2001-15, pp.153 – 160, jun. 2001.
- [12] - Crepaz, S., "*Eddy-Current Losses in Rectifier Transformers*", IEEE Transactions on power apparatus and systems, vol.89, no.7, pp.1651 – 1656, sep. 1970.
- [13] - Santana, E., "*Análise e projeto de um gradador tiristorizado, trifásico para processos de galvanoplastia*", Projeto de Graduação - Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2006.
- [14] - VIEIRA, J. L. F., VENTURINI, A., TRARBACH, E., SIMONETTI D. S. L., "*Carregador de Baterias Microcontrolado Baseado em Conversor Chaveado*", Congresso Brasileiro de Automática, Gramado, CBA 2004.
- [15] - Tang, P. C. at AL, "*Microprocessor-Based Design of a Firing Circuit for Three-Phase Full-Wave Thyristor Dual Converter*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IF-29, no. 1, pp.67 – 73, feb. 1982.
- [16] - Olivier, G.; Stefanovic, V. R.; Jamil, M. A. "*Digitally Controlled Thyristor Current Source*", IEEE Trans. Ind. Electronics and Control Instrumentation, vol.IECI-26, no.3, pp.185-191, aug. 1979.
- [17] - MICROCHIP. *16F87XA Data Sheet*. USA: Microchip, 2003.
- [18] - MICROCHIP. *PICmicro: Mid-Range MCU family reference manual*. USA: Microchip, 2001.
- [19] - Millan, R. H.; Sucena-Paiva, J. P.; Freris, L. L. "*Modelling of controlled Rectifiers in Feedback Systems*", IEEE Transaction on Power Applications, vol.PAS-93, no.1, pp167 – 175, jul. 1974.

- [20] - Hill, R. J.; Luo, F. L., "*Current Source Optimization in AC-DC GTO Thyristor Converters*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-34, no. 4, pp.475 – 482, nov. 1987.
- [21] – Dorf, R. C.; Bishop, R. H., "*Modern Control Systems*", Addison-Wesley, 8^a Ed., California-USA, 1998.
- [22] - Olivier, G.; Stefanovic, V. R. "*Thyristor Current Source with an Improved Power Factor*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.IE-29, no.4, pp.299 – 307, nov. 1982.
- [23] - Prasad, A. R.; Ziogas, P. D.; Manias, S. "*Passive input current waveshaping method for three-phase diode rectifiers*", IEEE Proceedings-B, vol.139, no.6, pp.512 – 520, nov. 1992.
- [24] - Kolar, J. W.; Ertl, H. "*Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains*", IEEE 21st INTELEC, Copenhagen, Denmark, pp.1 – 14, jun. 1999.
- [25] - Ball, S. R. "*Analog Interfacing to Embedded Microprocessors: Real World Design*", Elsevier, 2^a Ed. USA, 2001.
- [26] - Dixon, J. at AL, "*Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review*", Proceedings of the IEEE, vol. 93, Issue: 12, pp.2144 - 2164, dec. 2005.