

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

**CONTROLE DIGITAL DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO  
COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E TENSÃO DE SAÍDA  
REGULADA**

**REINALDO GOLMIA DANTE**

**FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1997**

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

**CONTROLE DIGITAL DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO  
COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E TENSÃO DE SAÍDA  
REGULADA**

**DISSEREAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**REINALDO GOLMIA DANTE**

**FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1997**

# CONTROLE DIGITAL DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E TENSÃO DE SAÍDA REGULADA

**Reinaldo Golmia Dante**

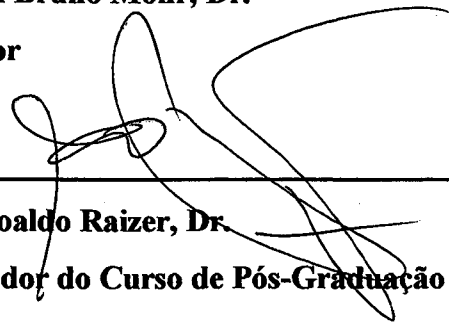
Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia, Especialidade Engenharia Elétrica** e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 22 de dezembro de 1997



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.

Orientador



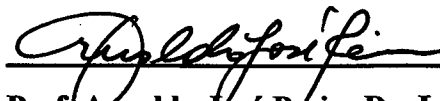
Prof. Adroaldo Raizer, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

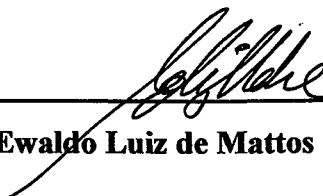
**BANCA EXAMINADORA:**



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Ewaldo Luiz de Mattos Mehl, Dr.

**À Jeová Deus,  
à Jesus Cristo,  
aos meus pais Geraldo e Huda,  
dedico todo o meu esforço na conclusão desta dissertação**

*“ Sabedoria é a coisa principal. Adquire sabedoria;  
e com tudo o que adquirires, adquire compreensão “*

**Provérbios 4:7**

## AGRADECIMENTOS

À Deus por ter amorosamente permitido minha existência e sabedoria.

Aos meus pais, pelo incentivo, compreensão e educação demonstrados ao longo da minha vida, aos quais devo eternamente.

Ao professor Hari Bruno Mohr, pela orientação, experiência transmitida e amizade indispensáveis à elaboração desta dissertação.

Ao professor Ivo Barbi, pela co-orientação e ensinamentos adquiridos durante a etapa de obtenção de créditos.

Aos professores Arnaldo José Perin (INEP-UFSC) e Ewaldo Luiz de Mattos Mehl (DEE-UFPR), pela participação na Banca Examinadora da Dissertação de Mestrado, juntamente com suas contribuições e discussões para o aperfeiçoamento desse trabalho.

Aos professores do Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina, Ênio Valmor Kassick, Alexandre Ferrari de Souza, João Carlos dos Santos Fagundes e Denizar Cruz Martins, pelos ensinamentos recebidos durante todas as etapas do Mestrado.

Ao professor Jerzy Tadeusz Sielawa do Instituto de Pesquisas Espaciais pela incentivo e ajuda prestada no fornecimento de materiais didáticos para o desenvolvimento da análise matemática desse trabalho.

Aos professores da Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Kazuo Nakashima, Carlos Augusto Ayres e Luís Eduardo Borges, pelo apoio e amizade durante todo o curso de Mestrado.

Ao professor da Universidade de Ijuí, Samir Ahmad Mussa, pela ajuda e esclarecimento na fase de experimentação.

Aos técnicos do INEP, Antônio Luís S. Pacheco e Luiz Marcellius Coelho pelo auxílio durante a fase de montagem do protótipo e pelo grande companheirismo demonstrado nas diversas ocasiões.

Aos colegas do INEP que participaram do Mestrado e Doutorado, pela amizade e sugestões no desenvolvimento do protótipo.

Ao Eng<sup>o</sup>. Luciano Bertini, pela grande amizade e companheirismo demonstrado durante a minha graduação na EFEI e o Mestrado na UFSC.

Aos demais grandes amigos em Ribeirão Preto, Itajubá e Florianópolis que de uma forma direta ou indireta, apoiaram-me na realização deste Mestrado, com todo carinho e amor dispensados.

À Universidade Federal de Santa Catarina por ter viabilizado economicamente minha estadia em Florianópolis por meio da bolsa do CNPq durante a etapa de créditos, e CAPES no período de dissertação.

Aos funcionários e bolsistas do Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina.

## SUMÁRIO

<b>SIMBOLOGIA.....</b>	<b>ix</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>xiii</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>xiv</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL.....</b>	<b>xv</b>

### CAPÍTULO I - O RETIFICADOR TRIFÁSICO

<b>1.1 - Introdução.....</b>	<b>1</b>
<b>1.2 - Retificador Trifásico Convencional.....</b>	<b>1</b>
<b>1.3 - Fator de Potência e a Qualidade de Energia.....</b>	<b>2</b>
<b>1.4 - Algumas Propostas para Elevar o Fator de Potência em Retificadores Trifásicos.....</b>	<b>7</b>
1.4.1 - Retificador Trifásico com Três Interruptores Auxiliares ligados ao Neutro.....	7
1.4.2 - Retificador Trifásico com Três Interruptores ligados ao Ponto Médio.....	8
<b>1.5 - Conclusão.....</b>	<b>10</b>

### CAPÍTULO II - ANÁLISE MATEMÁTICA

<b>2.1 - Introdução.....</b>	<b>11</b>
<b>2.2 - Considerações Gerais.....</b>	<b>11</b>
<b>2.3 - Princípio de Operação.....</b>	<b>12</b>
<b>2.4 - Análise da “Etapa Álefe”.....</b>	<b>17</b>
<b>2.5 - Análise da “Etapa Bê”.....</b>	<b>20</b>
<b>2.6 - Análise da “Etapa Tê”.....</b>	<b>27</b>
<b>2.7 - A Equação da Corrente <math>i_a(t)</math> no Intervalo entre <math>0^\circ</math> e <math>180^\circ</math>.....</b>	<b>30</b>

<b>2.8 - A Indutância Crítica.....</b>	<b>35</b>
<b>2.9 - Cálculo da Indutância Crítica.....</b>	<b>41</b>
<b>2.10 - Conclusão.....</b>	<b>46</b>

## **CAPÍTULO III - A FAMÍLIA DO MICROCONTROLADOR 8051**

<b>3.1 - Introdução.....</b>	<b>47</b>
<b>3.2 - Aspectos Gerais.....</b>	<b>47</b>
<b>3.3 - Família 8051.....</b>	<b>48</b>
3.3.1 - Introdução.....	48
3.3.2 - Características.....	50
3.3.3 - Mapa de Memória.....	52
3.3.4 - Interrupção.....	53
3.3.5 - Temporizadores e Contadores.....	55
3.3.6 - Operação Serial.....	55
<b>3.4 - Conclusão.....</b>	<b>56</b>

## **CAPÍTULO IV - O CIRCUITO DE COMANDO E SUA IMPLEMENTAÇÃO**

<b>4.1 - Introdução.....</b>	<b>57</b>
<b>4.2 - Aspecto Geral do Controle Digital.....</b>	<b>57</b>
<b>4.3 - Circuito de Comando Digital.....</b>	<b>59</b>
4.3.1 - Circuito de Sincronismo.....	59
4.3.2 - Circuito Adaptador e Isolador.....	61
4.3.3 - Circuito de Amostragem da Tensão na Carga.....	63
4.3.4 - Geração dos Pulsos de Comando dos Interruptores.....	64
4.3.5 - Circuito de Alimentação dos Interruptores (Drives).....	67
<b>4.4 - Diagrama Completo do Circuito de Comando e Controle.....</b>	<b>69</b>
<b>4.5 - Conclusão.....</b>	<b>70</b>



## **CAPÍTULO V - SOFTWARE DE CONTROLE**

<b>5.1 - Introdução.....</b>	<b>71</b>
<b>5.2 - Aspectos Gerais do Sistema de Controle.....</b>	<b>71</b>
5.2.1 - O Programa Principal.....	71
5.2.2 - Subrotina de Sincronismo ( Interrupção Externa 1 ).....	74
5.2.3 - Subrotina de Geração do Comando.....	76
5.2.4 - Subrotina de Leitura da Tensão na Carga.....	83
5.2.5 - Subrotina de Controle.....	85
<b>5.3 - Conclusão.....</b>	<b>92</b>

## **CAPÍTULO VI - IMPLEMENTAÇÃO DE UM PROTÓTIPO**

<b>6.1 - Introdução.....</b>	<b>93</b>
<b>6.2 - Projeto do Retificador Trifásico Proposto.....</b>	<b>93</b>
<b>6.3 - Resultados Experimentais.....</b>	<b>96</b>
6.3.1 - Tensão e Corrente de Fase antes da Correção do Fator de Potência.....	96
6.3.2 - Sinal de Saída da Porta P1 do Microcontrolador 8031.....	97
6.3.3 - Tensão e Corrente de Fase com Correção do Fator de Potência.....	98
6.3.4 - Tensão e Corrente em um dos MOSFETs.....	99
6.3.5 - Tempo de Resposta à Variação da Tensão de Saída.....	102
6.3.6 - Regulação da Tensão de Saída.....	104
6.3.7 - Comentários sobre o Retificador Trifásico de Alto Fator de Potência.....	108
<b>6.4 - Conclusão.....</b>	<b>112</b>

<b>CONCLUSÃO GERAL.....</b>	<b>113</b>
-----------------------------	------------

<b>APÊNDICE - Programa de Controle e Comando.....</b>	<b>116</b>
---	------------

<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>128</b>
--	------------

## SIMBOLOGIA

$\alpha$	ângulo de condução dos MOSFETs
$\beta$	ângulo de bloqueio dos MOSFETs
$\varphi$	ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente senoidal
$\varphi_1$	ângulo de deslocamento entre a tensão e a primeira componente harmônica da corrente
$\varphi_n$	ângulo de deslocamento entre a tensão e a n-ésima componente harmônica da corrente
<b>cos<math>\gamma</math></b>	fator de distorção
<b>cos<math>\varphi</math></b>	fator de potência
<b><math>\Psi(t)</math></b>	função temporal que representa a corrente numa malha do circuito
<b><math>\Psi_1(t)</math></b>	função temporal que representa a corrente numa malha do circuito
<b><math>\Psi_2(t)</math></b>	função temporal que representa a corrente numa malha do circuito
$\omega$	freqüência angular da rede de corrente alternada
$\omega_n$	freqüência angular da n-ésima componente harmônica da corrente
$\gamma$	ângulo correspondente ao intervalo de tempo entre pulsos de comando
<b>8031</b>	microcontrolador 8031 da INTEL
<b>ACC</b>	registro acumulador
<b>A/D</b>	conversor analógico-digital
<b>alfa</b>	variável de controle composta da parte mais significativa <b>halfa</b> e menos significativa <b>lalfa</b>
<b>ALU</b>	unidade lógica de aritmética
<b>beta</b>	variável de controle composta da parte mais significativa <b>hbeta</b> e menos significativa <b>lbeta</b>
<b><math>C_a</math></b>	capacitância do capacitor de entrada
<b><math>C_b</math></b>	capacitância do capacitor de entrada
<b>CA</b>	corrente alternada senoidal
<b>CC</b>	corrente contínua

<b>compla</b>	variável de controle composta da parte mais significativa <b>hcompla</b> e menos significativa <b>lcompla</b>
<b>CPU</b>	unidade central de processamento
<b>CI</b>	circuito integrado
<b>D/A</b>	conversor digital-analógico
<b>DPTR</b>	registro de 16 bits do microcontrolador
<b><math>e_k(kT)</math></b>	função erro discretizado
<b>EPROM</b>	memória somente de leitura, apagável
<b>H</b>	potência harmônica
<b><math>i(t)</math></b>	função matemática da corrente no tempo
<b><math>i_a(t)</math></b>	função temporal matemática da corrente na fase A
<b><math>i_b(t)</math></b>	função temporal matemática da corrente na fase B
<b><math>i_c(t)</math></b>	função temporal matemática da corrente na fase C
<b><math>I_{rms}</math></b>	valor eficaz da corrente de entrada
<b>I</b>	corrente contínua na carga
<b>I/O</b>	entrada / saída
<b>IP</b>	registro que define as prioridades das interrupções do microcontrolador
<b>IE</b>	registro que habilita as interrupções do microcontrolador
<b><math>I_1</math></b>	primeira componente da corrente alternada
<b><math>I_n</math></b>	n-ésima componente harmônica da corrente alternada
<b><math>I_{max(S)}</math></b>	valor máximo da corrente em um dos MOSFETs
<b><math>I_{max(D)}</math></b>	valor máximo da corrente em um dos diodos da chave bidirecional
<b><math>I_{med(S)}</math></b>	valor médio da corrente em um dos MOSFETs
<b><math>I_{med(D)}</math></b>	valor médio da corrente em um dos diodos da chave bidirecional
<b><math>I_{max}</math></b>	valor de pico da corrente alternada senoidal de entrada
<b><math>I_{med}</math></b>	valor médio da corrente na carga
<b>INT0</b>	interrupção externa 0
<b>INT1</b>	interrupção externa 1
<b>L</b>	indutância crítica dos indutores de entrada
<b>LATCH</b>	registradores de armazenamento de dados
<b>MOSFET</b>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<b>P</b>	potência média em corrente contínua; potência eficaz em corrente

	alternada
<b>P1</b>	porta 1 do microcontrolador
<b>P2</b>	porta 2 do microcontrolador
<b>P3</b>	porta 3 do microcontrolador
<b>PC</b>	registro contador de programa
<b>P<sub>out</sub></b>	potência de saída
<b>PSW</b>	registro de flags do microcontrolador
<b>Q</b>	potência reativa
<b>R</b>	resistência
<b>RAM</b>	memória dinâmica de escrita e leitura, volátil
<b>ROM</b>	memória estática somente de leitura, não apagável
<b>S</b>	potência aparente
<b>SCON</b>	registro que permite trabalhar com a porta de comunicação serial
<b>S<sub>a</sub></b>	interruptor na fase A
<b>S<sub>b</sub></b>	interruptor na fase B
<b>S<sub>c</sub></b>	interruptor na fase C
<b>supla</b>	variável de controle composta da parte mais significativa <b>hsupla</b> e menos significativa <b>lsupla</b>
<b>t</b>	tempo
<b>T</b>	período de amostragem da leitura de valores discretos no tempo
<b>T0</b>	temporizador / contador 0
<b>T1</b>	temporizador / contador 1
<b>TCON</b>	registro de controle dos temporizadores / contadores
<b>TH0</b>	registro de 8 bits do temporizador / contador 0
<b>TL0</b>	registro de 8 bits do temporizador / contador 0
<b>TH1</b>	registro de 8 bits do temporizador / contador 1
<b>TL1</b>	registro de 8 bits do temporizador / contador 1
<b>TMOD</b>	registro que define o modo de operação dos temporizadores / contadores
<b>TDH</b>	taxa de distorção harmônica
<b>TIMER 0</b>	temporizador / contador 0
<b>v(t)</b>	função matemática da tensão no tempo
<b>V<sub>max</sub></b>	valor de pico da tensão alternada senoidal da fonte de alimentação

$V_{rms}$	valor eficaz da tensão de alimentação senoidal
$V_i$	valor eficaz da tensão fase-fase da rede trifásica em corrente alternada
$V_o$	tensão média sobre a carga em corrente contínua
$V_{ref}$	tensão de referência na carga
$V_{ad}$	tensão amostrada na carga
<b>maxalfa</b>	valor máximo do ângulo $\alpha$ composto da parte mais significativa <b>maxah</b> e menos significativa <b>maxal</b>
<b>minalfa</b>	valor mínimo do ângulo $\alpha$ composto da parte mais significativa <b>minah</b> e menos significativa <b>minal</b>

## RESUMO

Este trabalho apresenta a proposta de uma nova estratégia de comando e controle digital de um conversor CA-CC baseado no microcontrolador 8031, com objetivo de maximizar o fator de potência, regular a tensão CC de saída e prover viabilidade econômica deste equipamento.

Outras vantagens do controle digital são maiores versatilidade e confiabilidade ao sistema, facilidade de implementação, além do seu custo ser menor comparado ao controle analógico.

Os papéis desempenhados pelo microcontrolador 8031 são calcular o ângulo de condução e gerar os pulsos de comando dos três interruptores semicondutores auxiliares bidirecionais em corrente a fim de que os resultados obtidos sejam conforme descritos anteriormente.

Verifica-se que o conversor CA-CC mantém sua tensão regulada na carga e um alto fator de potência em uma ampla faixa de excursão da potência de saída.

## **ABSTRACT**

This work proposes a new strategy of digital control system using 8031 Microcontroller, which goals are maximizing the power factor, stabilizing the output voltage and decreasing the cost to apply it industrially.

Futhermore, the digital controller provides more versatility and trust to the system, easier implementation and is cheaper than an analog controller.

The 8031 Microcontroller plays two functions: determines the conducting angle and generates the pulses of control (drives) three solid state bi-directional current switches in order to confirm the results mentioned before.

One can verift digital control system applied to an AC-DC converter, achieves stabilized output voltage and high power factor within a significant range of the output power.

## INTRODUÇÃO GERAL

Na primeira metade do século XVIII durante a Revolução Industrial na Inglaterra, com o advento das máquinas a vapor aplicadas nas indústrias de tecelagem, bélicas e marítimas, a humanidade sofreu profundas transformações nos aspectos sociais, políticos e econômicos.

A partir de 1830 até 1900, a revolução difundiu-se pela Europa e América: Bélgica, França, Alemanha, Itália e Estados Unidos. Neste período, surgiram novas formas de energia, como, por exemplo, os novos combustíveis - ressalta-se aqui, a gasolina - e a utilização da energia elétrica comercialmente para iluminações pública e doméstica em 1882 por Thomas Alva Edison na cidade de Nova York em substituição ao gás. Em 1891 na cidade de Frankfurt, Alemanha, Werner von Siemens mostrou que era possível associar a geração hidráulica de energia elétrica em sistemas funcionando com corrente alternada.

A Eletrônica surgiu na *era dos tubos a vácuo* [1], cujo período é de 1900 a 1950, com o desenvolvimento dos primeiros rádios, estendendo-se aos televisores, todos empregando válvulas de raios catódicos.

A era da **Eletrônica de Potência** iniciou em 1948 quando houve a primeira revolução dos componentes eletrônicos com as invenções do diodo e do transistor de silício por Bardeen, Brattain e Schockley nos laboratórios da Bell Telephone. Em 1956, a Bell Laboratories inventou os primeiros transistores PNP com gatilho, chamados de tiristores ou SCR (Silicon-Controlled Rectifier).

A segunda revolução iniciou em 1958 com o desenvolvimento do tiristores comerciais, triacs, GTOs (Gate Turn Off Thyristor) pela General Electric Company. Com o passar dos anos foram desenvolvidos outros semicondutores, como - por exemplo, o Power MOSFET em 1976, o MCT (MOS-Controlled Thyristor) e IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) - que estão provocando mudanças radicais em diversos setores de produção industrial.

Nos últimos anos, a rede elétrica tem sofrido sérios problemas, devido à grande quantidade de equipamentos industriais das mais variadas funcionalidades, utilizando estes semicondutores em alta frequência com ausência de filtros de proteção contra interferência eletromagnética acoplados nas entradas destes, conectados à rede. Deparando-se com este cenário, [2] desenvolveu um conversor CA-



CC trifásico com alto fator de potência e baixa frequência de comutação dos seus semicondutores, utilizando um controle analógico de baixo custo.

A Eletrônica Digital está sendo largamente aplicada em conversores estáticos porque ela responde de uma forma segura e confiável às necessidades de comandos complexos exigidos por estas estruturas de potência.

Novos microcontroladores dedicados têm surgido no mercado para simplificar tarefas que seriam complexas com componentes analógicos. Destaca-se, por exemplo, algumas vantagens dos microcontroladores sobre os componentes analógicos:

- i. Estes são facilmente reprogramados para adaptar as mudanças de controle quando necessárias, com isso sua versatilidade aumenta;
- ii. Sua implementação é simples e a precisão nos cálculos de variáveis para o controle da estrutura é indiscutível, gerando maior confiabilidade ao sistema e ao usuário.
- iii. Pode-se programar rotinas de diagnósticos e monitoração para informar as condições de funcionamento do sistema, e ainda, prever e detectar possíveis falhas para segurança do usuário e de outros equipamentos ligados à rede elétrica;

Confiante numa possível contribuição à comunidade científica-tecnológica, propõe-se o estudo e implementação de uma nova estratégia de controle do retificador trifásico a diodo [2] com alto fator de potência, regulação da tensão de saída e de baixo custo, utilizando um microcontrolador 8031 para fazer o controle deste conversor.

O capítulo I deste trabalho apresenta as vantagens e desvantagens do retificador trifásico proposto em relação ao convencional. São discutidos também, os conceitos sobre fator de deslocamento, taxa de distorção harmônica e fator de potência.

O capítulo II é dedicado à análise matemática do retificador trifásico proposto, ressaltando uma metodologia de projeto dos seus componentes.

O capítulo III descreve as principais características da família do microcontrolador 8051, destacando a arquitetura do 8031 e ainda, a funcionalidade dos seus elementos internos, como por exemplo, temporizadores, contadores e registros de controle das interrupções e da comunicação serial I/O.

O capítulo IV discute a implementação dos circuitos responsáveis pela estrutura de comando e controle do retificador trifásico proposto. São eles: Circuito de Sincronismo, Circuito de Comando dos Interruptores (*Drives*), Circuito de Amostragem da Tensão de Saída do Conversor, além do Circuito Digital com o microcontrolador 8031.

O capítulo V descreve com detalhes o software de controle desenvolvido em linguagem Assembly, destacando as subrotinas: Sincronismo, Geração e Comando dos Pulsos de Comando dos MOSFETs, Leitura da Tensão na Carga, Controle e Cálculo dos Ângulos responsáveis pela condução e bloqueio dos MOSFETs.

O capítulo VI é dedicado à implementação de um protótipo realizado nos laboratórios do Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, da Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, ressaltando seus resultados experimentais e comprovando a eficiência do controle digital proposto neste trabalho.

# CAPÍTULO I

## RETIFICADOR TRIFÁSICO

### 1.1 - Introdução

Este capítulo descreve um conversor CA - CC amplamente usado no meio industrial com sua topologia e características de funcionamento, além de apresentar conceitos fundamentais como fator de potência, taxa de distorção harmônica e outros, para melhor compreensão deste.

### 1.2 - Retificador Trifásico Convencional

O retificador trifásico de onda completa convencional com seis diodos conectados em “ponte de Graetz”, figura 1-1, é encontrado como o estágio de entrada em muitos equipamentos eletrônicos de alta potência, devido a sua simplicidade e baixo custo.

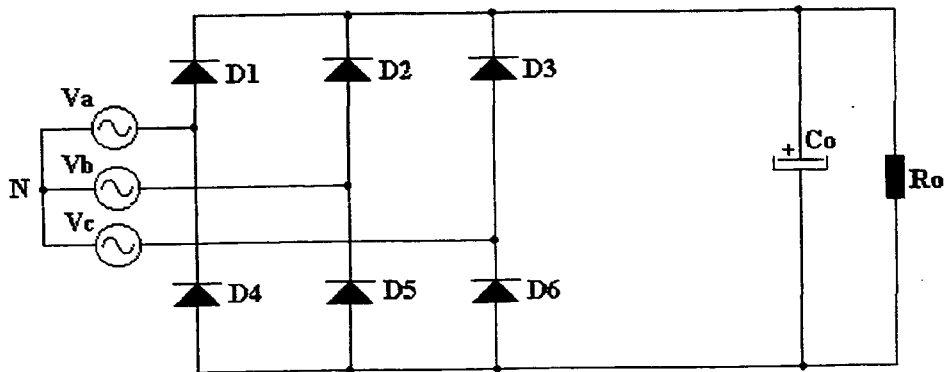


Figura 1-1 : Retificador Trifásico Convencional.

Na figura 1-1,  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  representam as tensões fase-neutro da rede elétrica ;  $D_1, \dots, D_6$  são os diodos retificadores,  $C_o$  é um capacitor eletrolítico com um valor elevado de capacitância - cuja finalidade é reduzir a ondulação da tensão de saída - e  $R_o$ , a carga. O circuito, observado pela rede elétrica, é equivalente a uma carga não linear, onde os diodos ficam bloqueados no intervalo  $0^\circ$  a  $30^\circ$  e  $150^\circ$  a  $180^\circ$ , ou melhor, conduzem apenas durante  $120^\circ$ , e as formas de onda da tensão e corrente estão representadas na figura 1-2.

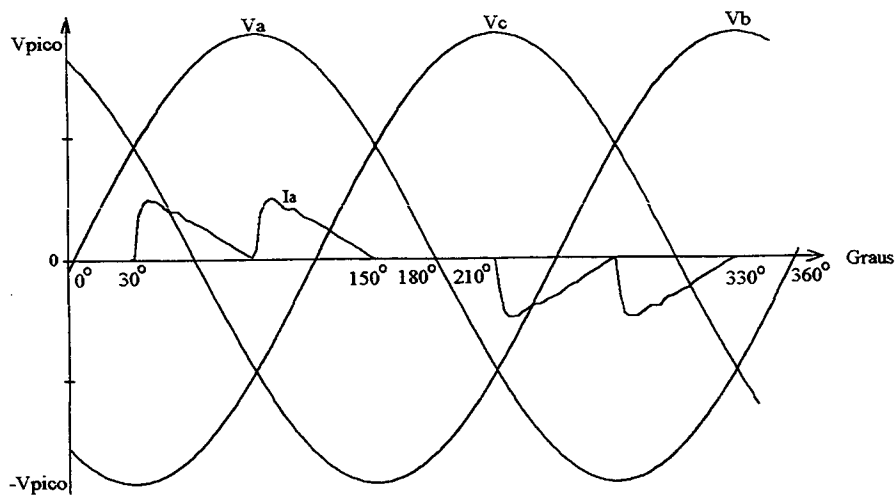


Figura 1-2: Tensão e Corrente de fase em um Retificador Trifásico Convencional.

De acordo com a figura 1-2, nota-se que a corrente no retificador não é senoidal, o que implica num baixo desempenho da estrutura em termos de qualidade de energia. Os conceitos inerentes a qualidade de energia elétrica serão detalhados a seguir.

### 1.3 - Fator de Potência e a Qualidade de Energia :

Considere uma fonte de tensão senoidal, por exemplo a rede elétrica, a qual obedece, em regime permanente, a Equação 1-1:

$$v(t) = V_{\max} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad \text{Eq. 1-1}$$

Caso uma carga linear qualquer seja alimentada pela rede, a forma de onda da corrente será senoidal e dada pela Equação 1-2:

$$i(t) = I_{\max} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) \quad \text{Eq. 1-2}$$

A figura 1-3 abaixo mostra a corrente e a tensão de alimentação em uma carga linear.

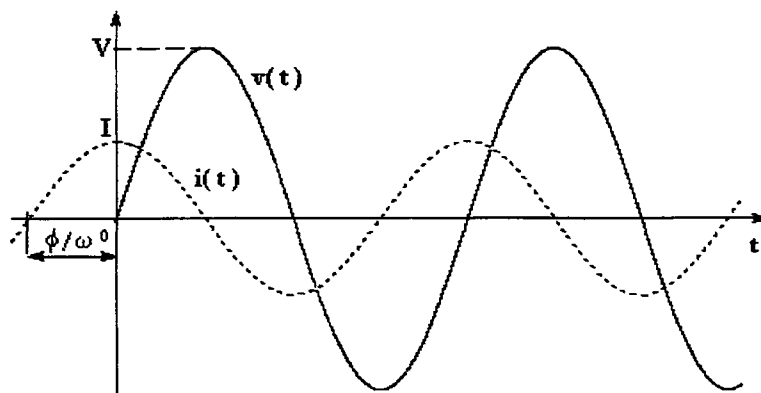


Figura 1-3: Tensão de alimentação e corrente para uma carga linear.

Nota-se na figura 1-3 que a corrente está *adiantada* em relação a tensão quando ela atinge, seu valor máximo antes desta. Neste caso, a impedância do circuito é *capacitiva*. Caso contrário, tem-se a corrente *atrasada* e a impedância do circuito fica caracterizada como sendo *indutiva* [1].

Define-se *valor eficaz* da tensão pela Equação 1-3:

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [v(t)]^2 dt} \quad \text{Eq. 1-3}$$

Assim, o valor eficaz da tensão de alimentação senoidal e a corrente numa carga linear são, respectivamente, dadas pela Equação 1-4:

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad I_{\text{rms}} = \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad \text{Eq. 1-4}$$

A *Potência Ativa*, expressa em watts [W], dissipada por um elemento linear alimentado por uma tensão senoidal é dada pela Equação 1-5:

$$P = V_{\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}} \cdot \cos(\varphi) \quad \text{Eq. 1-5}$$

A *Potência Reativa*, expressa em volt-ampères reativos [VA<sub>R</sub>], é definida por:

$$Q = V_{\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}} \cdot \sin(\varphi) \quad \text{Eq. 1-6}$$

A *Potência Aparente*, expressa em volt-ampères [VA], é a soma fasorial das potências ativa e reativa mostrada na figura 1-4:

$$S = V_{\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}} \quad \text{Eq. 1-7}$$

ou ainda,

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad \text{Eq. 1-8}$$

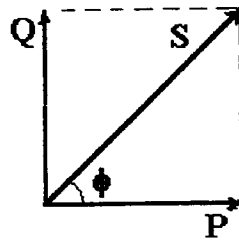


Figura 1-4: Triângulo de Potências.

Assim, define-se o *fator de potência* (f.p.) como sendo a razão entre a potência consumida pela carga (potência ativa) e aquela fornecida pela fonte (potência aparente).

$$\text{f. p.} = \frac{P}{S} = \cos(\varphi) \quad \text{Eq. 1-9}$$

onde,

$\varphi$  : é o *ângulo de deslocamento* ;

$\cos(\varphi)$  : é o *fator de deslocamento* ;

Conclui-se que para uma carga linear, o fator de potência é igual ao fator de deslocamento.

Uma carga não linear alimentada por uma fonte de tensão senoidal, produz uma corrente não senoidal, ou melhor, composta de uma fundamental adicionada a harmônicos de acordo com a Equação 1-10, expressa em Série de Fourier [12]:

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(\omega_n \cdot t + \varphi_n) \quad \text{Eq. 1-10}$$

onde,

$I_1$  : representa a *primeira* componente da série harmônica (fundamental) ;

$I_n$  : representa as demais componentes (harmônicos) para  $n > 1$  ;

Desta forma, obtém-se a *potência ativa* como sendo o produto do valor eficaz da tensão pelo valor eficaz da corrente fundamental, pois esta componente tem a mesma frequência da fonte de tensão senoidal, mostrada na Equação 1-11:

$$P = V_{\text{rms}} \cdot I_{1\text{rms}} \cdot \cos(\varphi_1) \quad \text{Eq. 1-11}$$

O fator de potência é dado pela Equação 1-12 [1] :

$$f.p. = \frac{V_{rms} \cdot I_{1rms} \cdot \cos(\varphi_1)}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad \text{Eq. 1-12}$$

Após algumas manipulações matemáticas, substituindo as Equações 1-3, 1-10 em 1-12, resulta a Equação 1-13:

$$f.p. = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad \text{Eq. 1-13}$$

onde,

TDH : é a Taxa de Distorção Harmônica, definida como sendo

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n\ rms}^2}}{I_{1\ rms}} \quad \text{Eq. 1-14}$$

Introduz-se, no triângulo de potências, uma nova componente de potência denominada *potência harmônica* (H), a qual é expressa pela Equação 1-15 [10]:

$$H = V_{rms} \cdot I_{1rms} \cdot TDH \quad \text{Eq. 1-15}$$

Com isso, forma-se um Tetraedro de Potências, mostrado na figura 1-5 [10][12]:

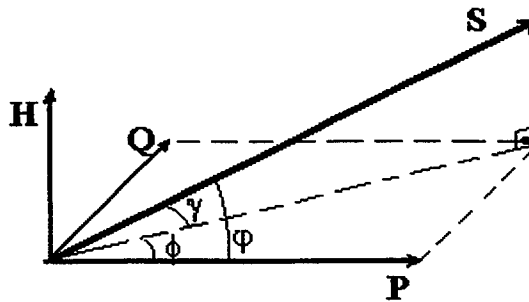


Figura 1-5 : Tetraedro de Potências.

Ao examinar a figura 1.5, após algumas manipulações matemáticas, conclui-se que o *fator de distorção* ( $\cos\gamma$ ) é dado por:

$$\cos(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad \text{Eq. 1-16}$$

A *potência aparente*,

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + H^2} \quad \text{Eq. 1-17}$$

E por fim, o *fator de potência* ( $\cos\phi$ )

$$\text{f.p.} = \cos\phi_1 \cdot \cos\gamma \quad \text{Eq. 1-18}$$

Ao observar comparativamente ambos os tipos de cargas mencionadas anteriormente conectadas ao sistema elétrico, nota-se que, na prática, o método mais comum para “corrigir” o fator de potência é agregar - paralelamente ao equipamento elétrico - bancos de reativos para que o fator de deslocamento se aproxime de *um*. Um exemplo disto são indústrias, que possuem muitos elementos indutivos em seu sistema elétrico caracterizados por motores, transformadores e outros de mesma natureza, e utilizam bancos de capacitores para tal objetivo como método.

O problema surge quando neste mesmo sistema, encontram-se equipamentos eletrônicos em alta frequência como fontes chaveadas (cargas não-lineares) - as quais têm aumentado em quantidade nos últimos anos- pois os bancos de capacitores já não são suficientes para fazer a correção do fator de potência.

Para agravar ainda mais o problema que se tem observado na rede elétrica, sob o ponto de vista da concessionária, esta é obrigada a transmitir pelos seus cabos elevada corrente eficaz, com consideráveis perdas nas linhas de transmissão, para alimentar cargas que podem ou não provocar defasamento [2]. Isto porque as cargas exigem uma determinada **potência ativa** ao passo que para tal, a concessionária deverá fornecer uma **potência aparente** no mínimo igual à primeira, sob a condição do fator de potência ser **unitário**. Por isso, há necessidade do fator de potência ser cada vez mais próximo da unidade para que os custos no investimento de geração e transmissão de energia sejam o mínimo possível (“*power quality*”) [3][13].

O método convencional mencionado acima é falho, pois “corrige” - numa forma passiva - apenas o fator de deslocamento sem mesmo preocupar-se com o fator de distorção no caso de cargas não-lineares, comumente encontradas no meio industrial.



## 1.4 - Algumas Propostas para Elevar o Fator de Potência em Retificadores Trifásicos

### 1.4.1 - Retificador Trifásico com Três Interruptores Auxiliares ligados ao Neutro

O circuito da figura 1-6 foi proposto em [11] utilizando três interruptores auxiliares  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  bidirecionais em corrente, ligados entre os indutores de entrada  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  e o ponto neutro da rede trifásica. Os interruptores auxiliares são comandados a conduzir no instante em que os diodos retificadores ainda não atingiram a etapa de condução, criando assim um caminho para a corrente em cada fase durante um intervalo periódico no qual essa corrente seria normalmente nula. O resultado desta estratégia de comando permitiu que a corrente não tivesse intervalos nulos característicos do retificador trifásico convencional.

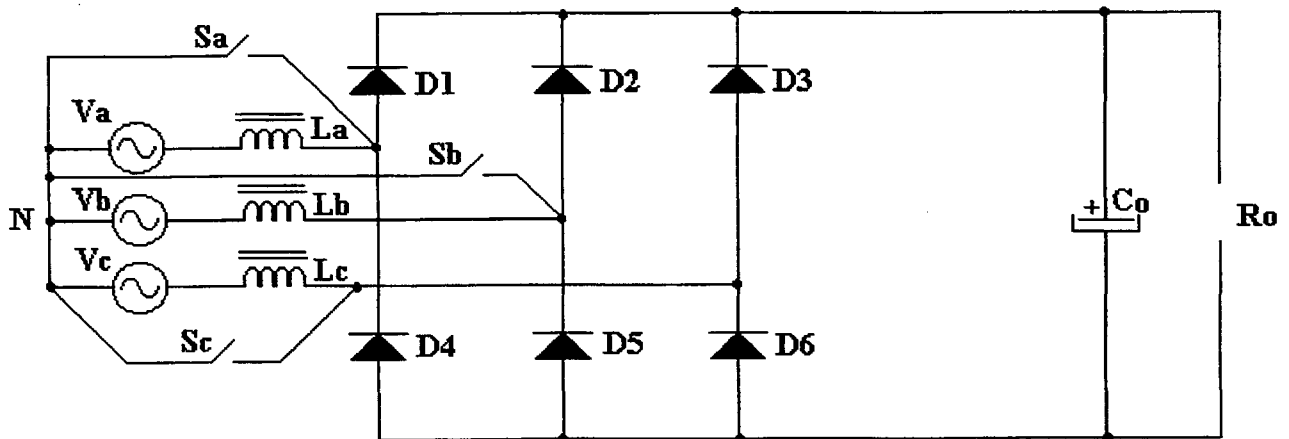


Figura 1-6: Retificador Trifásico com Três Interruptores Auxiliares conectados ao Ponto Neutro da Rede.

Um protótipo com potência de saída de 6 kW e tensão de entrada em 220 V foi desenvolvido no Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina e seus resultados experimentais mostraram um fator de potência superior a 0,97 e uma taxa de distorção harmônica em torno de 20% para carga nominal.[11]

As principais vantagens desse conversor CA-CC são sua simplicidade e, por operar em baixas frequências, pode-se usar núcleos de aço-silício comum de baixo custo para fabricar os indutores de

entrada. O maior problema encontrado em [11] foi a sobretensão nos interruptores auxiliares quando estes bloqueavam, pois existia uma corrente circulando nos indutores de entrada, as quais sofriam uma súbita variação. Este problema foi contornado através da utilização de circuitos “grampeadores” conectados em paralelo com cada um destes interruptores.

### 1.4.2 - Retificador Trifásico com Três Interruptores ligados ao Ponto Médio

O circuito da figura 1-7 foi proposto em [9], utilizando três interruptores auxiliares  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  bidirecionais em corrente, ligados entre os indutores de entrada  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  e o ponto médio dos capacitores de entrada do conversor CA-CC.

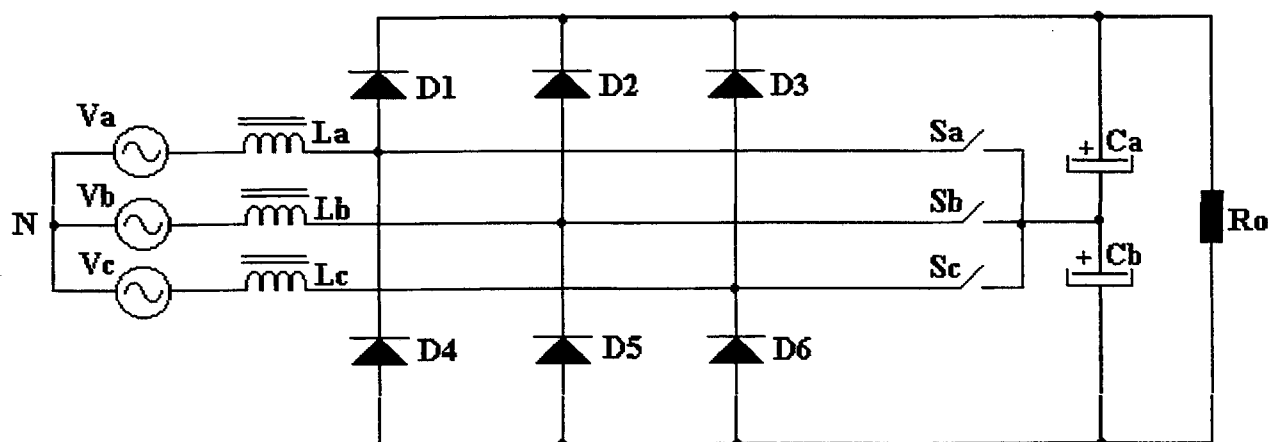


Figura 1-7: Retificador Trifásico com Três Interruptores ligados ao Ponto Médio.

Os interruptores auxiliares  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  operam em alta frequência de comutação e a técnica utilizada para o controle do conversor CA-CC é conhecida como Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*). Os resultados de simulações digitais em [9] apresentam a corrente de entrada em cada fase como sendo praticamente senoidal e em fase com a respectiva tensão e um fator de potência praticamente unitário, com uma taxa de distorção harmônica muito baixa. As desvantagens deste conversor CA-CC residem na geração de interferência eletromagnética e na relativa complexidade do circuito de geração e comando dos interruptores auxiliares, contudo este circuito apresenta algumas vantagens como baixo valor da indutância de entrada, eliminação de sobretensão nos interruptores auxiliares e a eliminação da terceira componente harmônica da corrente de entrada.

Este mesmo circuito foi proposto por [2] e [8] com uma estratégia de controle diferente de [9]. Neste caso, o controle consiste em disparar os interruptores auxiliares no momento que a tensão de entrada do conversor CA-CC, na respectiva fase em que se encontra o interruptor, passa por zero. A largura máxima do pulso de comando dos interruptores é  $30^\circ$ , supondo o período da rede igual a  $360^\circ$ . Portanto, cada MOSFET recebe dois pulsos de comando por ciclo da rede elétrica.

Um protótipo de 12,6 kW foi desenvolvido no Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina e seus resultados experimentais apresentaram um fator de potência acima de 0,99 com uma taxa de distorção em torno de 10% [2].

As principais vantagens deste conversor são alto fator de potência, eliminação da emissão de rádio-interferência, pois a frequência de comutação dos interruptores auxiliares é 120 Hz, o circuito de geração e comando dos MOSFETs é simples, e de baixo custo.

Em compensação, suas desvantagens são elevados valores de indutância dos indutores de entrada, ruído audível e o controle da tensão de saída é limitado por uma largura do pulso de comando dos MOSFETs em  $30^\circ$ . Em [2] não há regulação da tensão de saída, o que limita de certa forma sua aplicabilidade.

Assim, este trabalho propõe uma nova estratégia de controle a fim de maximizar e corrigir - dinamicamente - o fator de potência levando em conta tanto o fator de deslocamento como o fator de distorção num retificador trifásico com controle digital implementado num microcontrolador da família 8051 da Intel, visando realizar um sistema de baixo custo, conforme ilustra a figura 1-8:

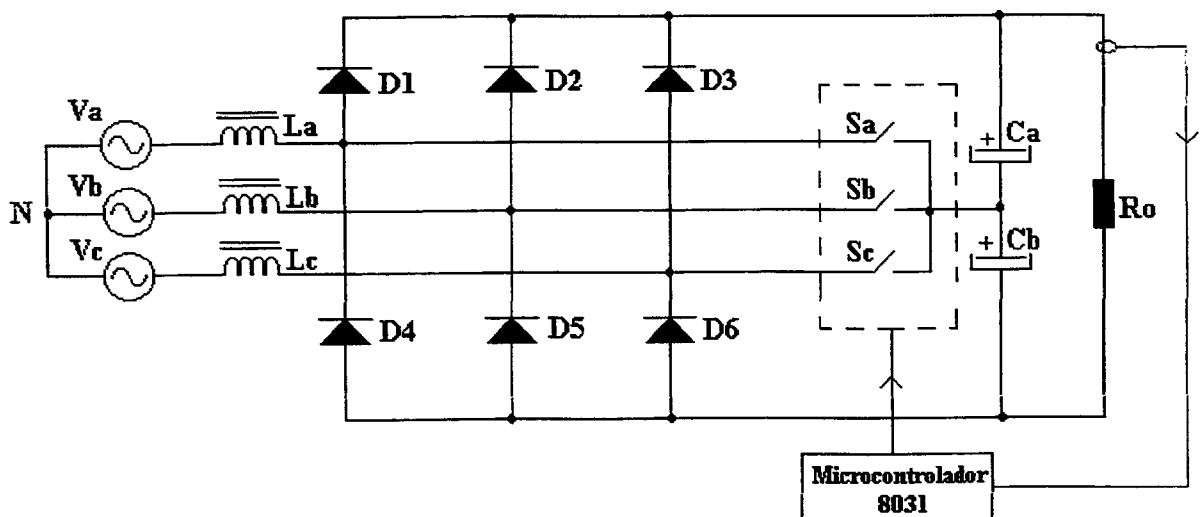


Figura 1-8: Retificador Trifásico com Alto Fator de Potência.

## 1.5 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o retificador trifásico convencional, apontando suas vantagens como simplicidade e baixo custo; e desvantagens, no que se refere a alta taxa de distorção harmônica e baixo rendimento da estrutura. Em seguida, mostrou-se como calcular a taxa de distorção harmônica e o fator de potência para cargas lineares e não-lineares, as quais são mais comumente encontradas hoje em dia. Finalmente, realizou-se um levantamento histórico das estruturas pré-reguladoras, e o retificador trifásico com alto fator de potência controlado digitalmente por um microcontrolador foi proposto como sendo uma forma viável de fornecer tensão contínua regulada para a carga, além de outras vantagens a serem estudadas nos próximos capítulos.

## CAPÍTULO II

### ANÁLISE MATEMÁTICA

#### 2.1 - Introdução

Neste capítulo é descrita a análise matemática do retificador trifásico proposto, com o objetivo de estabelecer uma relação mais precisa entre a tensão de saída em corrente contínua e a tensão alternada da rede elétrica. Outra finalidade desta análise consiste em determinar a corrente nos componentes do circuito bem como o valor da indutância nos indutores de entrada para que o conversor CA-CC tenha um alto fator de potência.

#### 2.2 - Considerações Gerais

Na análise deste circuito, faz-se algumas suposições iniciais a fim de que permitam simplificar substancialmente o equacionamento da corrente de entrada do retificador trifásico, sem mesmo perder os detalhes das equações.

As considerações são:

1. O conversor está operando em regime permanente e em condições nominais;
2. As resistências dos semicondutores quando em estado de condução são desprezíveis ao passo que em estado de bloqueio são infinitas;
3. O interruptor bidirecional encontra-se em estado de bloqueio quando a tensão de fase-neutro passa por zero;
4. O intervalo máximo de condução dos interruptores bidirecionais é  $\frac{1}{12}$  do período da rede elétrica, ou melhor, este equivale a  $30^\circ$ .

5. As tensões fase-neutro nas três fases evoluem na seqüência inversa, isto é,  $V_a$ ,  $V_c$ ,  $V_b$  enquanto que os interruptores bidirecionais são disparados na seqüência  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ .
6. Em todas as etapas de funcionamento é considerada a carga como uma fonte de corrente contínua ideal;
7. A capacitância dos capacitores de entrada tende ao infinito, em vista que na prática, seus valores são elevados, próximos a  $1000\mu\text{F}$ , o que torna a resposta do circuito lenta, devido a sua grande constante de tempo;

### 2.3 - Princípio de Operação

A análise do retificador trifásico proposto baseia-se num período máximo de condução dos interruptores bidirecionais correspondente a  $30^\circ$ . A partir desta condição, divide-se este mesmo intervalo em dois etapas:  $\beta$  representa o bloqueio e  $\alpha$ , a condução destes interruptores, nesta seqüência cronológica.

Este conversor AC-DC é ilustrado novamente na figura 2-1 bem como a seqüência de disparo dos interruptores  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$ , supondo como referência, a tensão fase-neutro da fase A.

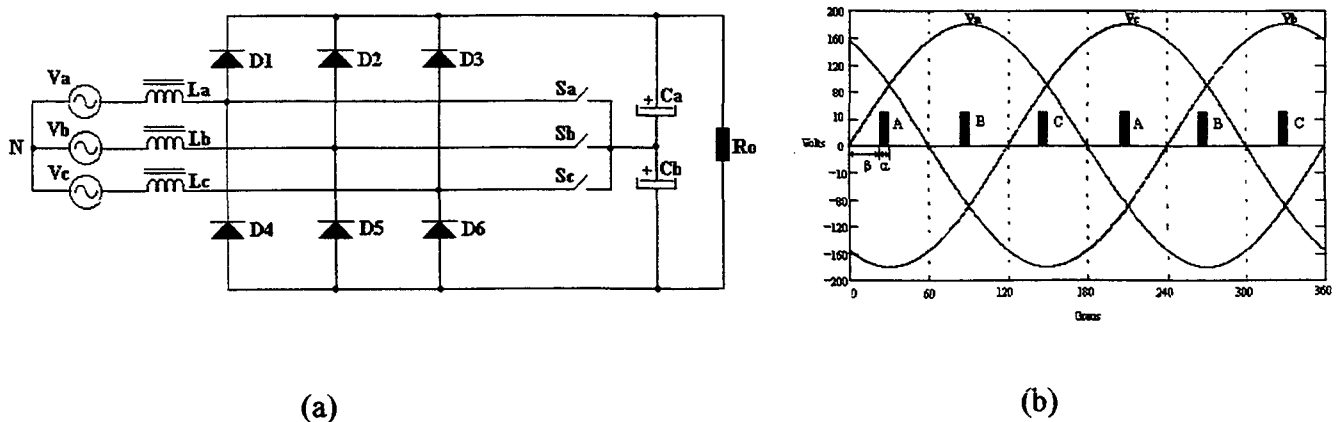
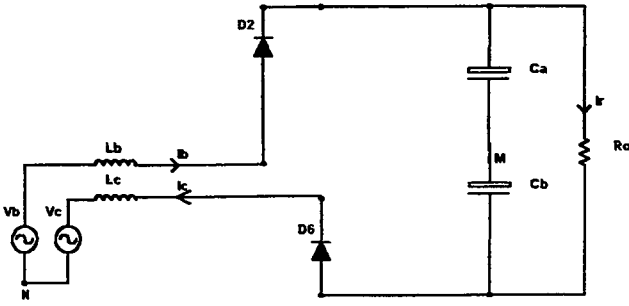


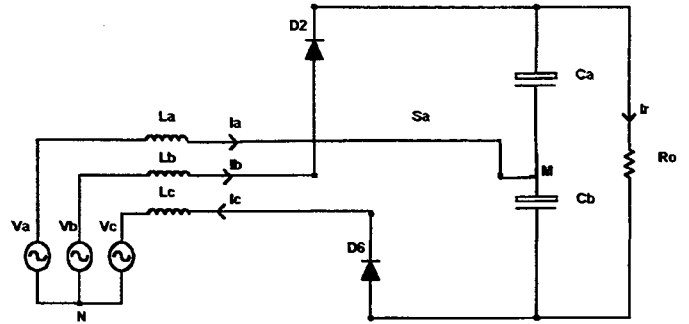
Figura 2-1: Retificador Trifásico Propostos e Comando de Disparo dos Interruptores Bidirecionais.

Com a ajuda do programa de simulação PSPICE, obtém-se nove estados topológicos num semi-período da rede elétrica, ilustrados na figura 2-2 e estudados a seguir. Encontram-se nestes estados topológicos apenas os elementos do circuito que estão conduzindo.

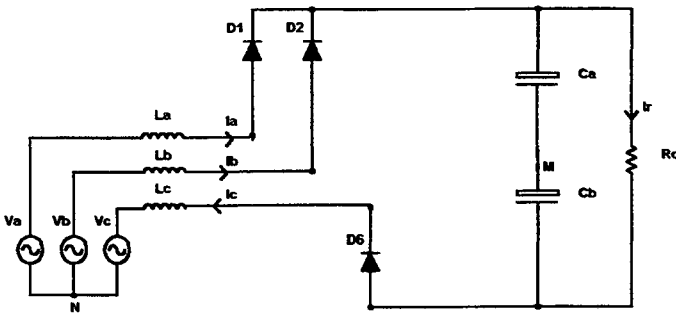
Intervalo:  $0^\circ$  a  $30^\circ - \alpha$



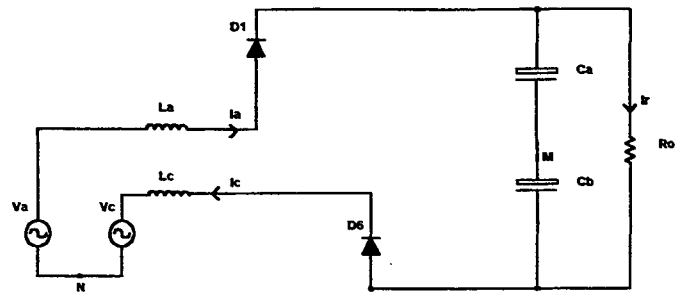
Intervalo:  $30^\circ - \alpha$  a  $30^\circ$



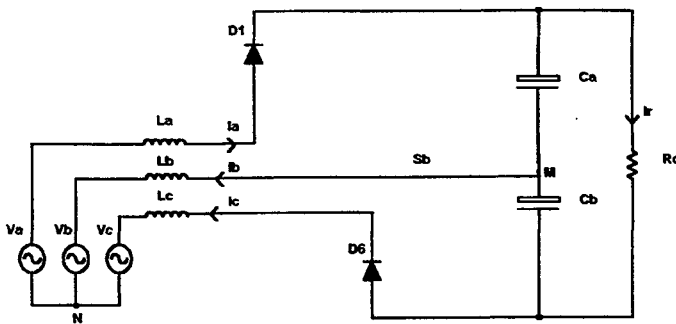
Intervalo:  $30^\circ$  a  $60^\circ$



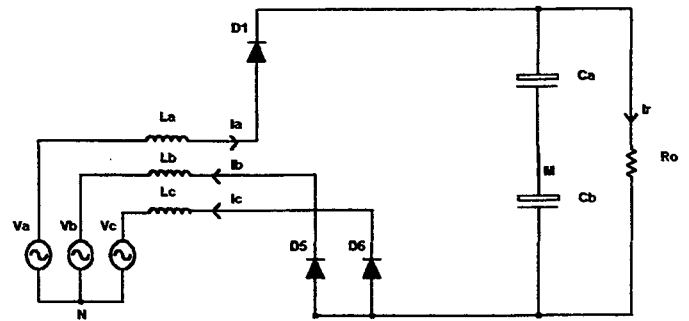
Intervalo:  $60^\circ$  a  $90^\circ - \alpha$



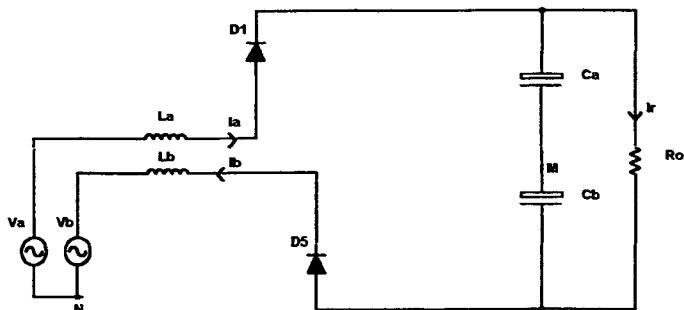
Intervalo:  $90^\circ - \alpha$  a  $90^\circ$



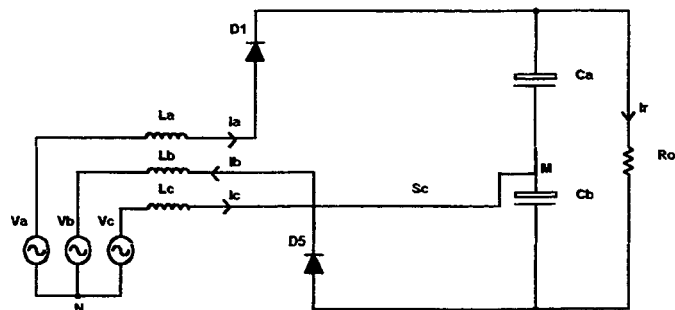
Intervalo:  $90^\circ$  a  $120^\circ$



Intervalo:  $120^\circ$  a  $150^\circ - \alpha$



Intervalo:  $150^\circ - \alpha$  a  $150^\circ$



Intervalo:  $150^\circ$  a  $180^\circ$

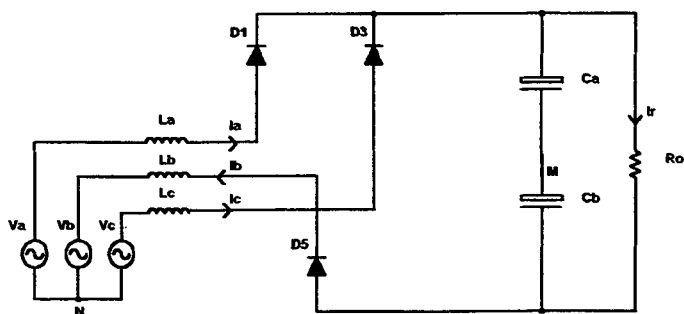


Figura 2-2: Etapas de Funcionamento do Retificador Trifásico para um Semi-Período da Rede Elétrica.



As etapas de funcionamento do retificador trifásico estão descritas abaixo.

**i. Intervalo:  $0^\circ$  a  $(30^\circ - \alpha)$**

Neste etapa, a tensão de fase-neutro  $V_a$  é positiva passando por zero no instante  $0^\circ$ , contudo ainda a tensão  $V_b$  é maior que na fase A. Desta forma, tem-se o diodo  $D_2$  conduzindo e também na fase C, o diodo  $D_6$ , em vista que a tensão  $V_c$  é mais negativa que as demais. É importante salientar que  $\beta = 30^\circ - \alpha$  e corresponde ao estado de bloqueio dos interruptores bidirecionais  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$ . Como  $S_a$  não foi comandado a conduzir, a corrente  $i_a$  é nula durante todo este intervalo.

**ii. Intervalo:  $(30^\circ - \alpha)$  a  $30^\circ$**

No ângulo igual a  $(30^\circ - \alpha)$ , o interruptor  $S_a$  entra em condução fazendo com que flua a corrente  $i_a$  por ele e pelo indutor  $L_a$  em direção à carga  $R_o$ . Quanto aos diodos  $D_2$  e  $D_6$ , estes continuam conduzindo, pois a tensão  $V_b$  ainda é maior que  $V_a$  e  $V_c$ , a mais negativa dentre elas.

**iii. Intervalo:  $30^\circ$  a  $60^\circ$**

A partir de  $30^\circ$ , a tensão  $V_a$  atinge amplitudes maiores que  $V_b$ , impondo a condução do diodo  $D_1$ . O interruptor  $S_a$  é bloqueado, fazendo com que o conversor CA-CC opere como retificador trifásico convencional.

**iv. Intervalo:  $60^\circ$  a  $(90^\circ - \alpha)$**

No ângulo igual a  $60^\circ$  tensão  $V_b$  passa pelo zero e fica negativa. A corrente através do diodo  $D_2$  se anula, bloqueando-o. Como o interruptor  $S_b$  está bloqueado, a corrente  $i_b$  permanece nula durante toda esta etapa. Os diodos  $D_1$  e  $D_6$  continuam conduzindo, tornando o funcionamento do conversor similar a um retificador trifásico convencional.

**v. Intervalo:  $(90^\circ - \alpha)$  a  $90^\circ$**

Esta etapa é similar a (ii) com a diferença que, agora, o interruptor  $S_b$  é comandado à condução e a corrente  $i_b$  flui da carga para a rede elétrica passando pelo indutor  $L_b$ . Os diodos  $D_1$  e  $D_6$  permanecem em condução durante todo este intervalo.

**vi. Intervalo:  $90^\circ$  a  $120^\circ$**

Para  $\omega t=90^\circ$ , o interruptor  $S_b$  é bloqueado e, como a tensão  $V_b$  passa a ser mais negativa que  $V_c$ , então o diodo  $D_5$  entra em condução, mantendo a corrente  $i_b$  no mesmo sentido da etapa anterior. Quanto a fase A, o diodo  $D_1$  continua a conduzir e o mesmo acontece na fase C com o diodo  $D_6$ .

**vii. Intervalo:  $120^\circ$  a  $(150^\circ - \alpha)$**

No início desta etapa, a corrente  $i_c$  se anula, bloqueando o diodo  $D_6$ . Como o interruptor  $S_c$  ainda está bloqueado, a corrente na fase C permanece nula nesta etapa de funcionamento. Já os diodos  $D_1$  e  $D_5$  continuam conduzindo durante todo este intervalo e o conversor CA-CC opera similarmente a um retificador trifásico convencional. Esta etapa é semelhante aos estados (i) e (iv).

**viii. Intervalo:  $(150^\circ - \alpha)$  a  $150^\circ$**

Para  $\omega t=(150^\circ - \alpha)$ , o interruptor  $S_c$  é comandado à condução e a corrente  $i_c$  começa a fluir do sentido rede elétrica para a carga  $R_o$ , passando pelo indutor  $L_c$ . Nas demais fases, A e B, permanecem como na etapa anterior.

**ix. Intervalo:  $150^\circ$  a  $180^\circ$**

Em  $\omega t=150^\circ$ , o interruptor  $S_c$  é comandado ao bloqueio e, como a tensão na fase C supera a tensão na fase A, o diodo  $D_3$  entra em condução fazendo com que a corrente que fluia pelo interruptor  $S_c$  passe, agora, por ele. Durante esta etapa de funcionamento, os diodos  $D_1$  e  $D_5$  continuam conduzindo. Em  $180^\circ$ , o diodo  $D_1$  bloqueia, pois a corrente  $i_a$  se anula, e os diodos  $D_3$  e  $D_5$  continuam conduzindo.

De forma análoga, pode-se estender esta análise para o próximo semi-período da rede elétrica, resultando em mais nove estados topológicos. Nota-se que dentre todas estas etapas de funcionamento apresentadas anteriormente, apenas três resumem sua operação, configuradas a seguir:

(a) As etapas (i), (iv) e (vii) correspondem à condução de apenas dois diodos - pois uma das fase está “aberta” - e o bloqueio dos interruptores bidirecionais. Denomina-se tal situação como “*etapa álefe*” (\*).

(b) As etapas (ii), (v) e (viii) correspondem à condução de dois diodos e um interruptor bidirecional, onde cada elemento localiza-se em fases distintas. Denomina-se tal situação como “*etapa bê*” (\*).

(c) As etapas (iii), (vi) e (ix) correspondem à condução de três diodos, um para cada fase. Os interruptores bidirecionais estão novamente bloqueados. Denomina-se tal situação como “*etapa tê*” (\*).

## 2.4 - Análise da “Etapa Álefe”

Inicialmente observa-se que, se a análise for limitada entre os intervalos:  $0^\circ$  a  $(30^\circ - \alpha)$ ;  $(30^\circ - \alpha)$  a  $30^\circ$ ; e  $30^\circ$  a  $60^\circ$ ; pode-se reproduzir a corrente  $i_a$  compondo as formas de onda encontradas em  $i_b$  e  $i_c$ , apenas defasando-as convenientemente.

Assim, nesta etapa, o intervalo a ser considerado é:  $0^\circ$  a  $(30^\circ - \alpha)$ . O circuito equivalente encontra-se na figura 2-3, onde seus elementos estão representados no domínio da frequência, ou melhor, em toda análise será usada a *Transformada de Laplace* como ferramenta matemática.

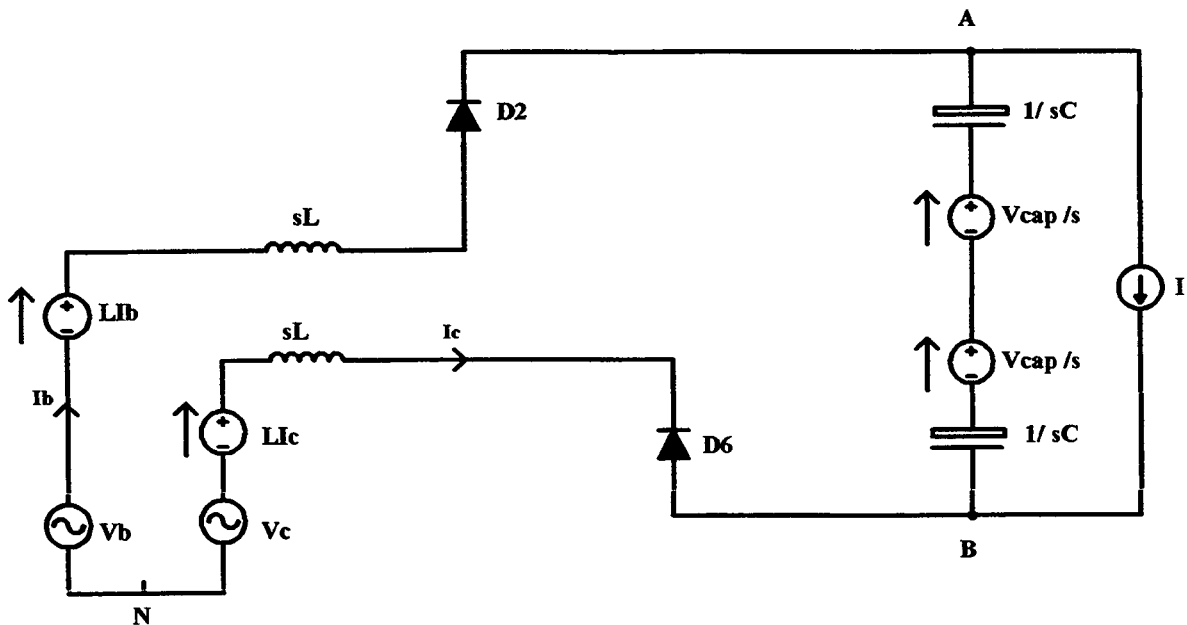


Figura 2-3: Etapa Álefe.

(\*) Os nomes *álefe*, *bê* e *tê* são as três iniciais letras do alfabeto árabe, e representam neste trabalho, as três etapas de análise do retificador trifásico estudado.

Antes de equacionar o circuito, denomina-se:

$$\text{i) } v_a(t) = V \text{ sen}(\omega t) \xrightarrow{\mathcal{L}} V_a(s) = V \left( \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \right) \quad \text{Eq.2-1}$$

$$\text{ii) } v_b(t) = V \text{ sen} \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \xrightarrow{\mathcal{L}} V_b(s) = \frac{V}{2} \left( \frac{s\sqrt{3} - \omega}{s^2 + \omega^2} \right) \quad \text{Eq.2-2}$$

$$\text{iii) } v_c(t) = V \text{ sen} \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \xrightarrow{\mathcal{L}} V_c(s) = -\frac{V}{2} \left( \frac{s\sqrt{3} + \omega}{s^2 + \omega^2} \right) \quad \text{Eq.2-3}$$

onde,

$V_a(s)$ ,  $V_b(s)$  e  $V_c(s)$ : as tensões fase-neutro da rede elétrica;

$V$ : tensão de pico fase-neutro;

$$\omega = 2\pi f;$$

As condições de contorno desta etapa são:

- $I_b = -I_c$ ;
- $I_a = 0$ ;
- $V_a(s) + V_b(s) + V_c(s) = 0$ , pois o sistema elétrico é equilibrado;
- $V_{\text{cap}}$  é a tensão sobre o capacitor de entrada;
- $I$  é a corrente contínua na carga, simbolizada como sendo uma fonte de corrente ideal;
- $v_a(t)$  é a tensão de referência para a análise do circuito e  $v_a(0) = 0$ ;
- $L_a = L_b = L_c = L$ ;

Simboliza-se:

$U(t)$  como sendo uma função degrau, ou melhor,

$$U(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases}$$

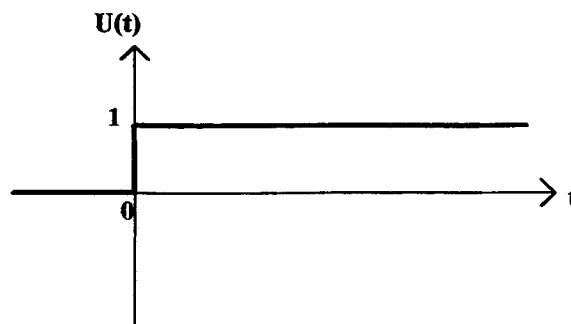


Figura 2-4: Função Degrau  $U(t)$ .

Na figura 2-3 há uma malha ABN, cuja equação no domínio da frequência é dada por:

$$\Psi(s) \left( 2sL + \frac{2}{sC} \right) = V_b(s) - V_c(s) + LI_b - LI_c - \frac{2V_{cap}}{s} + \frac{2I}{sC} \quad \text{Eq.2-4}$$

onde,

$\Psi(s)$  representa a corrente que percorre a malha ABN;

Fazendo  $C \rightarrow \infty$ , tem-se:

$$\Psi(s) (2sL) = V_b(s) - V_c(s) + LI_b - LI_c - \frac{2V_{cap}}{s} \quad \text{Eq.2-5}$$

Substituindo as Equações 2-2, 2-3 e considerando  $I_b = -I_c$ , resulta:

$$\Psi(s) = \frac{V\sqrt{3}}{2L(s^2 + \omega^2)} + \frac{I_b}{s} - \frac{V_{cap}}{Ls^2} \quad \text{Eq.2-6}$$

No domínio do tempo, a equação da corrente  $\Psi(t)$  é definida a seguir:

$$\Psi(t) = \left\{ \frac{V\sqrt{3}}{2\omega L} \text{sen}(\omega t) + I_b - \frac{V_{cap}}{L} t \right\} U(t) \quad \text{Eq.2-7}$$

ou ainda,

$$\Psi(t) = \left\{ \frac{V\sqrt{3}}{2\omega L} \text{sen}(\omega t) + I_b - \frac{V_{cap}}{\omega L} \omega t \right\} U(t) \quad \text{Eq.2-8}$$

onde,

$$i_a(t=0) = i_a(t = \beta/\omega) = 0;$$

e

$$\Psi(t) = i_b(t) = -i_c(t);$$

## 2.5 - Análise da “Etapa Bê”

Nesta etapa, considera-se o intervalo de estudo:  $(30^\circ - \alpha)$  a  $30^\circ$ . É neste instante que o interruptor  $S_a$  é comandado à condução, permanecendo as fases B e C com os diodos  $D_2$  e  $D_6$  conduzindo, respectivamente.

É digno de nota que as tensões  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$  encontram-se defasadas de  $t_0$ . Isto é, pode-se redefinir as Equações 2-1, 2-2 e 2-3 da seguinte maneira:

Simboliza-se:

$U(t-t_0)$  como sendo uma função degrau, ou melhor,

$$U(t-t_0) = \begin{cases} 0, & t < t_0 \\ 1, & t \geq t_0 \end{cases}$$

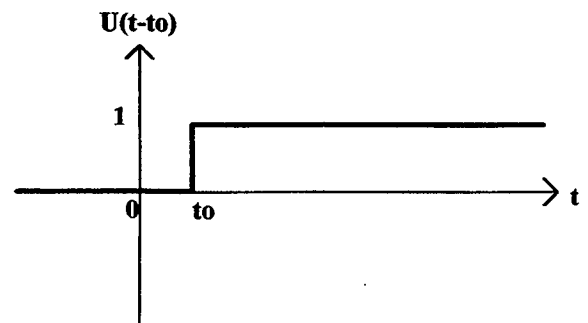


Figura 2-5: Função Degrau  $U(t-t_0)$ .

$$\text{i) } v_a(t) = V \text{sen}(\omega t) U(t-t_0) \quad \text{Eq.2-9}$$

$$\text{ii) } v_b(t) = V \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) U(t-t_0) \quad \text{Eq.2-10}$$

$$\text{iii) } v_c(t) = V \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) U(t-t_0) \quad \text{Eq.2-11}$$

Para obter  $V_a(s)$  a partir da Equação 2-9, deve-se utilizar a definição da *Transformada de Laplace*:

$$V_a(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} V \operatorname{sen}(\omega t) U(t-t_0) dt \quad \text{Eq.2-12}$$

ou ainda,

$$V_a(s) = \int_0^{t_0} e^{-st} V \operatorname{sen}(\omega t) U(t-t_0) dt + \int_{t_0}^{\infty} e^{-st} V \operatorname{sen}(\omega t) U(t-t_0) dt \quad \text{Eq.2-13}$$

$$V_a(s) = \int_{t_0}^{\infty} e^{-st} V \operatorname{sen}(\omega t) dt \quad \text{Eq.2-14}$$

Resolvendo a integral imprópria, obtém-se:

$$V_a(s) = V \operatorname{sen}(\omega t_0) e^{-st_0} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + V \cos(\omega t_0) e^{-st_0} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad \text{Eq.2-15}$$

De forma análoga,

A tensão na fase B:

$$\begin{aligned} V_b(s) &= \int_0^{\infty} e^{-st} V \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) U(t-t_0) dt \\ &= V \operatorname{sen}\left(\omega t_0 + \frac{2\pi}{3}\right) e^{-st_0} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + V \cos\left(\omega t_0 + \frac{2\pi}{3}\right) e^{-st_0} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad \text{Eq.2-16}$$

E, a tensão na fase C:

$$\begin{aligned} V_c(s) &= \int_0^{\infty} e^{-st} V \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) U(t-t_0) dt \\ &= V \operatorname{sen}\left(\omega t_0 - \frac{2\pi}{3}\right) e^{-st_0} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + V \cos\left(\omega t_0 - \frac{2\pi}{3}\right) e^{-st_0} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad \text{Eq.2-17}$$

Como  $t_o = \beta/\omega$ , início da Etapa Bê, tem-se as seguintes equações que definem as tensões de alimentação do conversor CA-CC:

$$V_a(s) = V \operatorname{sen}(\beta) e^{-s\beta/\omega} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + V \operatorname{cos}(\beta) e^{-s\beta/\omega} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad \text{Eq.2-18}$$

$$V_b(s) = V \operatorname{sen}\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) e^{-s\beta/\omega} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + V \operatorname{cos}\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) e^{-s\beta/\omega} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad \text{Eq.2-19}$$

$$V_c(s) = V \operatorname{sen}\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) e^{-s\beta/\omega} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + V \operatorname{cos}\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) e^{-s\beta/\omega} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad \text{Eq.2-20}$$

A figura 2-6 ilustra o circuito equivalente da Etapa Bê:

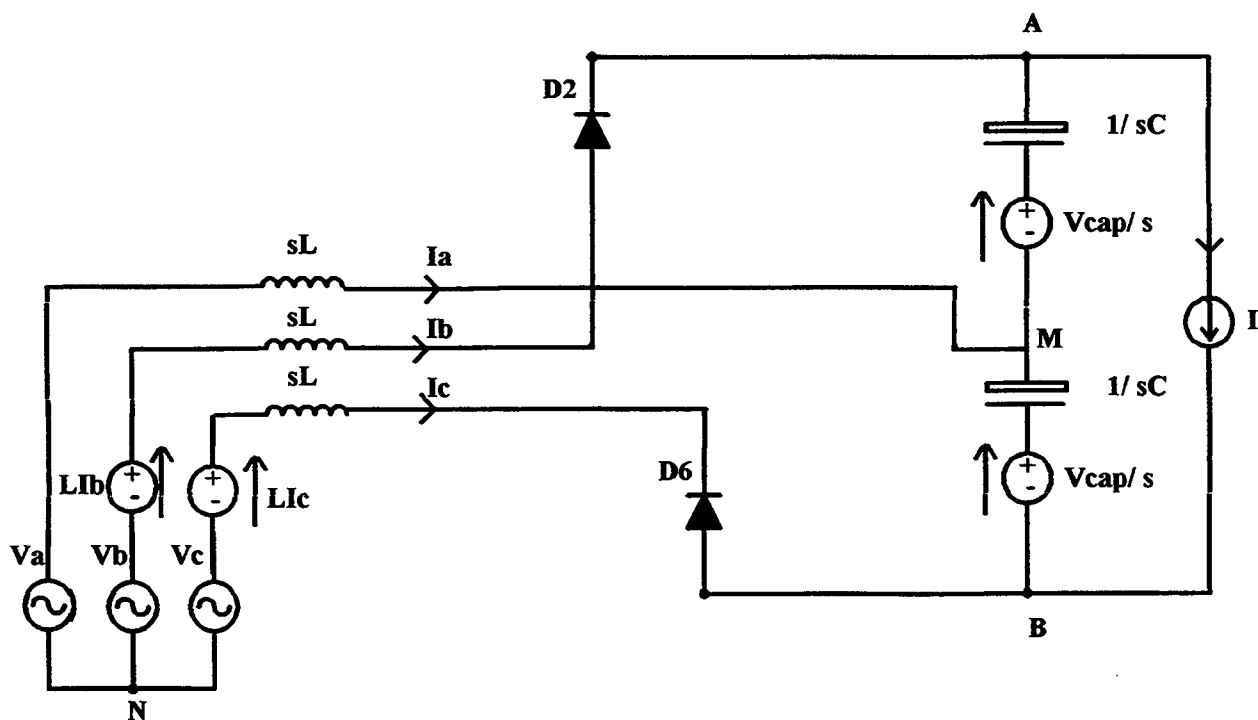


Figura 2-6: Etapa Bê.



As condições de contorno desta etapa são:

- $I_b = -I_c$  ;
- $i_a(t = \beta/\omega) = 0$ ;
- $V_a(s) + V_b(s) + V_c(s) = 0$ , pois o sistema elétrico é equilibrado;
- $V_{cap}$  é a tensão sobre o capacitor de entrada;
- $I$  é a corrente contínua na carga, simbolizada como sendo uma fonte de corrente ideal;
- $L_a = L_b = L_c = L$ ;

Tomando a corrente  $\Psi_1(s)$  em sentido horário na malha NAMN e a corrente  $\Psi_2(s)$  em sentido horário na malha NMBN, tem-se as seguintes equações:

$$\begin{cases} \left(2sL + \frac{1}{sC}\right)\Psi_1(s) - sL\Psi_2(s) = V_b(s) - V_a(s) + LI_b e^{-s\beta/\omega} - \frac{V_{cap}}{s}e^{-s\beta/\omega} + \frac{I}{sC} \\ -sL\Psi_1(s) + \left(2sL + \frac{1}{sC}\right)\Psi_2(s) = V_a(s) - V_c(s) - LI_c e^{-s\beta/\omega} - \frac{V_{cap}}{s}e^{-s\beta/\omega} + \frac{I}{sC} \end{cases}$$

Fazendo  $C \rightarrow \infty$ , tem-se:

$$2sL\Psi_1(s) - sL\Psi_2(s) = V_b(s) - V_a(s) + LI_b e^{-s\beta/\omega} - \frac{V_{cap}}{s}e^{-s\beta/\omega} \quad \text{Eq.2-21}$$

$$-sL\Psi_1(s) + 2sL\Psi_2(s) = V_a(s) - V_c(s) - LI_c e^{-s\beta/\omega} - \frac{V_{cap}}{s}e^{-s\beta/\omega} \quad \text{Eq.2-22}$$

**Cálculo da corrente  $I_a(s)$ :**

Considerando os sentidos das correntes  $\Psi_1(s)$  e  $\Psi_2(s)$  conforme mencionado anteriormente, pode-se obter  $I_a(s)$  como sendo:

$$I_a(s) = \Psi_2(s) - \Psi_1(s) \quad \text{Eq.2-23}$$

Levando em consideração as condições de contorno, multiplicando por (-1) a Equação 2-21 e somando com a Equação 2-22, resulta em:

$$I_a(s) = \frac{V_a}{sL} \quad \text{Eq.2-24}$$

ou ainda,

$$I_a(s) = V \frac{\text{sen}(\beta)}{sL} e^{-s\beta/\omega} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + V \frac{\text{cos}(\beta)}{sL} e^{-s\beta/\omega} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad \text{Eq.2-25}$$

$$I_a(s) = V \frac{\text{sen}(\beta)}{L} e^{-s\beta/\omega} \frac{1}{s^2 + \omega^2} + V \frac{\text{cos}(\beta)}{L} e^{-s\beta/\omega} \frac{\omega}{s(s^2 + \omega^2)} \quad \text{Eq.2-26}$$

Após algumas manipulações matemáticas, obtém-se a corrente  $i_a(t)$ :

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} \left[ \text{sen}\beta \text{sen}(\omega t - \beta) + \text{cos}\beta (1 - \text{cos}(\omega t - \beta)) \right] U\left(t - \frac{\beta}{\omega}\right) \quad \text{Eq.2-27}$$

onde,

$$\beta = \frac{\pi}{6} - \alpha$$

**Cálculo da corrente  $\Psi_1(s)$ :**

Multiplicando por (+2) a Equação 2-21 e somando com a Equação 2-22, tem-se:

$$\Psi_1(s) = V \frac{\text{sen}\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right)}{sL} e^{-s\beta/\omega} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + V \frac{\text{cos}\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right)}{sL} e^{-s\beta/\omega} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} + \frac{I_b}{s} e^{-s\beta/\omega} - \frac{V_{\text{cap}}}{s^2 L} e^{-s\beta/\omega} \quad \text{Eq.2-28}$$

Depois de simplificações na Equação 2-28, a corrente  $\Psi_1(t)$  no domínio do tempo é dada por:

$$\Psi_1(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ \text{sen}\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \text{sen}(\omega t - \beta) + \text{cos}\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) (1 - \text{cos}(\omega t - \beta)) \right] + \right. \\ \left. + I_b - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \omega \left(t - \frac{\beta}{\omega}\right) \right\} U\left(t - \frac{\beta}{\omega}\right) \quad \text{Eq.2-29}$$

### Cálculo da corrente $\Psi_2(s)$ :

Determina-se  $\Psi_2(s)$  por meio da substituição das Equações 2-23, 2-27 e 2-29:

$$\Psi_2(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ \text{sen} \left( \beta + \frac{2\pi}{3} \right) \text{sen}(\omega t - \beta) + \cos \left( \beta + \frac{2\pi}{3} \right) (1 - \cos(\omega t - \beta)) + \right. \right. \\ \left. \left. + \text{sen} \beta \text{sen}(\omega t - \beta) + \cos \beta (1 - \cos(\omega t - \beta)) \right] + I_b - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \omega \left( t - \frac{\beta}{\omega} \right) \right\} U \left( t - \frac{\beta}{\omega} \right)$$

Eq.2-30

Reorganizando a Equação 2-30, resulta:

$$\Psi_2(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ \left( \text{sen} \left( \beta + \frac{2\pi}{3} \right) + \text{sen} \beta \right) \text{sen}(\omega t - \beta) + (1 - \cos(\omega t - \beta)) \right] \cdot \right. \\ \left. \left( \cos \left( \beta + \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \beta \right) \right] + I_b - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \omega \left( t - \frac{\beta}{\omega} \right) \right\} U \left( t - \frac{\beta}{\omega} \right)$$

Eq.2-31

Transformando os seguintes termos trigonométricos em produtos:

$$\text{sen} \left( \beta + \frac{2\pi}{3} \right) + \text{sen} \beta = 2 \text{sen} \left( \frac{2\beta + 2\pi/3}{2} \right) \cos \left( \frac{\beta + 2\pi/3 - \beta}{2} \right) = \text{sen} \left( \beta + \frac{\pi}{3} \right)$$

e

$$\cos \left( \beta + \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \beta = 2 \cos \left( \frac{2\beta + 2\pi/3}{2} \right) \cos \left( \frac{\beta + 2\pi/3 - \beta}{2} \right) = \cos \left( \beta + \frac{\pi}{3} \right)$$

Eq.2-32

E substituindo o sistema de Equações 2-32 em 2-31, resulta:

$$\Psi_2(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ \text{sen} \left( \beta + \frac{\pi}{3} \right) \text{sen}(\omega t - \beta) + (1 - \cos(\omega t - \beta)) \right] \cdot \right. \\ \left. \cos \left( \beta + \frac{\pi}{3} \right) \right] + I_b - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \omega \left( t - \frac{\beta}{\omega} \right) \right\} U \left( t - \frac{\beta}{\omega} \right)$$

Eq.2-33

Transformando os produtos trigonométricos da Equação 2-33 em parcelas de somas:

$$\operatorname{sen}\left(\beta + \frac{\pi}{3}\right) \operatorname{sen}(\omega t - \beta) = \frac{\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t - 2\beta - \frac{\pi}{3}\right)}{-2}$$

e

$$\cos\left(\beta + \frac{\pi}{3}\right) \cos(\omega t - \beta) = \frac{\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega t - 2\beta - \frac{\pi}{3}\right)}{2}$$

Eq.2-34

Substituindo os termos da Equação 2-34 na Equação 2-33 e após algumas simplificações, tem-se a expressão de  $\Psi_2(t)$ :

$$\Psi_2(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(\beta + \frac{\pi}{3}\right) \right] + I_b - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \omega \left( t - \frac{\beta}{\omega} \right) \right\} U\left( t - \frac{\beta}{\omega} \right) \quad \text{Eq.2-35}$$

Simplificando da mesma maneira, agora, para a expressão da corrente  $\Psi_1(t)$  na Equação 2-29:

$$\Psi_1(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + I_b - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \omega \left( t - \frac{\beta}{\omega} \right) \right\} U\left( t - \frac{\beta}{\omega} \right) \quad \text{Eq.2-36}$$

Analogamente, a expressão da corrente  $i_a(t)$  na Equação 2-27 tem uma forma mais simplificada, como se segue:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\beta \right] U\left( t - \frac{\beta}{\omega} \right) \quad \text{Eq.2-37}$$

Com isso, as Equações 2-35, 2-36 e 2-37 representam as expressões finais das correntes na “Etapa Bê”. As correntes:

$$i_b(t) = \Psi_1(t)$$

e

$$i_c(t) = -\Psi_2(t)$$

## 2.6 - Análise da “Etapa Tê”

Nesta etapa, considera-se o intervalo de estudo:  $30^\circ$  a  $60^\circ$ . É neste instante que o interruptor  $S_a$  é bloqueado, permanecendo os diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_6$  conduzindo nas respectivas fases A, B e C.

É digno de nota que as tensões  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$  encontram-se defasadas de  $t_1$ , onde  $t_1 = \pi/6\omega$ .

Assim, as expressões das tensões  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$  são mostradas abaixo, a partir das Equações 2-15, 2-16 e 2-17:

$$V_a(s) = \frac{V}{2} e^{-s\pi/6\omega} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + \frac{V\sqrt{3}}{2} e^{-s\pi/6\omega} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad \text{Eq.2-38}$$

$$V_b(s) = \frac{V}{2} e^{-s\pi/6\omega} \frac{s}{s^2 + \omega^2} - \frac{V\sqrt{3}}{2} e^{-s\pi/6\omega} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad \text{Eq.2-39}$$

$$V_c(s) = -V e^{-s\pi/6\omega} \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad \text{Eq.2-40}$$

O circuito equivalente desta etapa na figura 2-7:

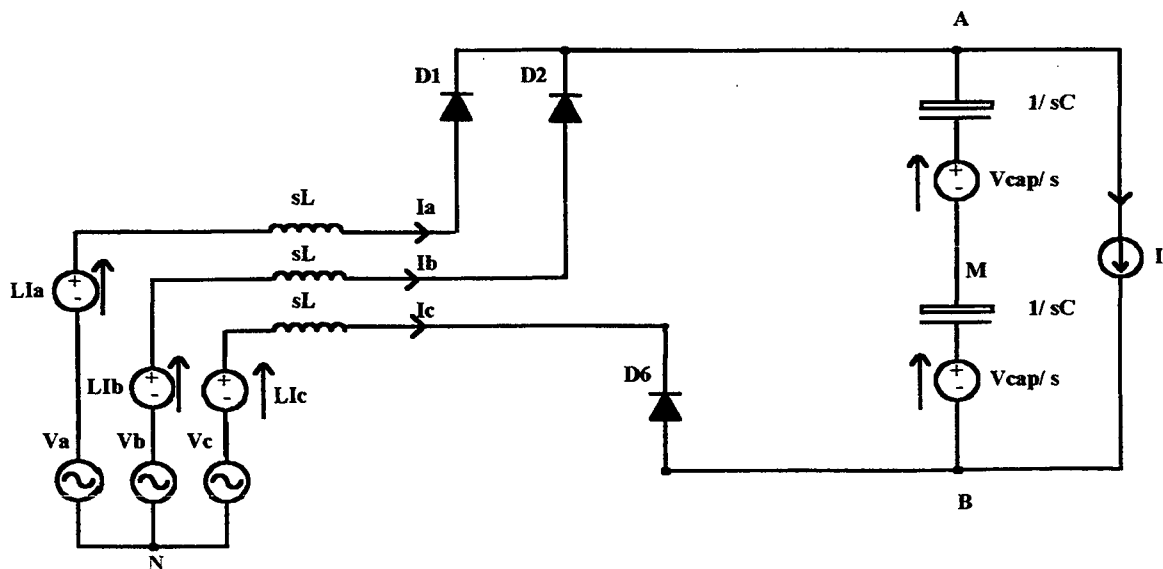


Figura 2-7: Etapa Tê.

As condições de contorno desta etapa são:

- $I_a = I_b$ ;
- $I_a = -\frac{1}{2} I_c$ ;
- $i_a(t = \beta/\omega) = 0$ ;
- $V_a(s) + V_b(s) + V_c(s) = 0$ , pois o sistema elétrico é equilibrado;
- $V_{\text{cap}}$  é a tensão sobre o capacitor de entrada;
- $I$  é a corrente contínua na carga, simbolizada como sendo uma fonte de corrente ideal;
- $L_a = L_b = L_c = L$ ;

Tomando as correntes  $\Psi_1(s)$  e  $\Psi_2(s)$  em sentidos horários na malha NABN, passando pelas respectivas fases A e B, tem-se as seguintes equações:

$$\begin{cases} \left(2sL + \frac{2}{sC}\right)\Psi_1(s) + \left(sL + \frac{2}{sC}\right)\Psi_2(s) = V_a(s) - V_c(s) + LI_a e^{-s\pi/6\omega} - \frac{2V_{\text{cap}}}{s} e^{-s\pi/6\omega} - LI_c e^{-s\pi/6\omega} + \frac{2I}{sC} \\ \left(sL + \frac{2}{sC}\right)\Psi_1(s) + \left(2sL + \frac{2}{sC}\right)\Psi_2(s) = V_b(s) - V_c(s) + LI_b e^{-s\pi/6\omega} - \frac{2V_{\text{cap}}}{s} e^{-s\pi/6\omega} - LI_c e^{-s\pi/6\omega} + \frac{2I}{sC} \end{cases}$$

Fazendo  $C \rightarrow \infty$ , tem-se:

$$2sL\Psi_1(s) + sL\Psi_2(s) = V_a(s) - V_c(s) + LI_a e^{-s\pi/6\omega} - \frac{2V_{\text{cap}}}{s} e^{-s\pi/6\omega} - LI_c e^{-s\pi/6\omega} \quad \text{Eq.2-41}$$

$$sL\Psi_1(s) + 2sL\Psi_2(s) = V_b(s) - V_c(s) + LI_b e^{-s\pi/6\omega} - \frac{2V_{\text{cap}}}{s} e^{-s\pi/6\omega} - LI_c e^{-s\pi/6\omega} \quad \text{Eq.2-42}$$

**Cálculo da corrente  $\Psi_2(s)$ :**

Multiplicando por (-2) a Equação 2-42, somando com a Equação 2-41 e simplificando, resulta:

$$\Psi_2(s) = \frac{V_b(s)}{sL} - \frac{I_b}{3s} e^{-s\pi/6\omega} - \frac{2V_{\text{cap}}}{3s^2 L} e^{-s\pi/6\omega} \quad \text{Eq.2-43}$$

Substituindo a Equação 2-39 na Equação 2-43, obtém-se:

$$\Psi_2(t) = \frac{V}{2L} e^{-s\pi/6\omega} \frac{1}{s^2 + \omega^2} - \frac{V\sqrt{3}}{2L} e^{-s\pi/6\omega} \frac{\omega}{s(s^2 + \omega^2)} - \frac{I_b}{3s} e^{-s\pi/6\omega} - \frac{2V_{\text{cap}}}{3s^2 L} e^{-s\pi/6\omega} \quad \text{Eq.2-44}$$

No domínio do tempo, após algumas simplificações, a expressão final da corrente  $\Psi_2(s)$  é dada por:

$$\Psi_2(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \right] - \frac{I_b}{3} - \frac{2V_{\text{cap}}}{3\omega L} \omega \left( t - \frac{\pi}{6\omega} \right) \right\} U\left( t - \frac{\pi}{6\omega} \right) \quad \text{Eq.2-45}$$

**Cálculo da corrente  $\Psi(s)$ :**

Define-se:

$$\Psi(s) = \Psi_1(s) + \Psi_2(s) \quad \text{Eq.2-46}$$

Somando as Equações 2-41 e 2-42, e após algumas manipulações matemáticas, obtém-se:

$$\Psi(t) = -\frac{V_c(s)}{sL} - \frac{I_c}{3s} e^{-s\pi/6\omega} - \frac{4V_{\text{cap}}}{3s^2 L} e^{-s\pi/6\omega} \quad \text{Eq.2-47}$$

ou ainda,

Substituindo a Equação 2-40 na Equação 2-47, tem-se:

$$\Psi(t) = \frac{V}{L} e^{-s\pi/6\omega} \frac{1}{s^2 + \omega^2} - \frac{I_c}{3s} e^{-s\pi/6\omega} - \frac{4V_{\text{cap}}}{3s^2 L} e^{-s\pi/6\omega} \quad \text{Eq.2-48}$$

No domínio do tempo,

$$\Psi(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{I_c}{3} - \frac{4V_{\text{cap}}}{3\omega L} \omega \left( t - \frac{\pi}{6\omega} \right) \right\} U\left( t - \frac{\pi}{6\omega} \right) \quad \text{Eq.2-49}$$

### Cálculo da corrente $\Psi_1(s)$ :

Para obter  $\Psi_1(t)$ , basta substituir as Equações 2-45 e 2-49 em 2-46. Após algumas simplificações, tem-se a expressão final da corrente  $\Psi_1(t)$ :

$$\Psi_1(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] - \frac{I_a}{3} - \frac{2V_{cap}}{3\omega L} \omega \left( t - \frac{\pi}{6\omega} \right) \right\} U \left( t - \frac{\pi}{6\omega} \right) \quad \text{Eq.2-50}$$

Como isso, encerra-se esta etapa com as expressões finais das correntes dadas pelas Equações 2-45, 2-49 e 2-50. As correntes:

$$i_a(t) = \Psi_1(t) ;$$

$$i_b(t) = \Psi_2(t) ;$$

$$i_c(t) = - ( \Psi_1(t) + \Psi_2(t) ) ;$$

## 2.7 - A Equação da Corrente $i_a(t)$ no Intervalo entre $0^\circ$ e $180^\circ$

Para obter a corrente  $i_a(t)$  ao longo do semi-período positivo da tensão de alimentação  $v_a(t)$ , faz-se uma “montagem” das expressões  $\Psi(t)$ ,  $\Psi_1(t)$  e  $\Psi_2(t)$  de cada etapa analisada anteriormente, defasando-as convenientemente. A seguir, a expressão da corrente  $i_a(t)$  será apresentada em cada intervalo considerado.



**i. Intervalo  $0^\circ$  a  $(30^\circ - \alpha)$ :**

Considere:

$$\beta = 30^\circ - \alpha$$

A corrente  $i_a(t)$  é dada por:

$$i_a(t) = 0 \cdot [U(t) - U(t - \beta/\omega)] \quad \text{Eq.2-51}$$

onde,

$$i_a(0) = 0; \quad \text{Eq.2-52}$$

$$i_a(\beta/\omega) = 0; \quad \text{Eq.2-53}$$

**ii. Intervalo  $(30^\circ - \alpha)$  a  $30^\circ$ :**

A corrente  $i_a(t)$  é:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} [-\cos(\omega t) + \cos\beta] \cdot \left[ U\left(t - \frac{\beta}{\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{6\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-54}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{6\omega}\right) = \frac{V}{\omega L} \left[ -\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos\beta \right] \quad \text{Eq.2-55}$$

**iii. Intervalo  $30^\circ$  a  $60^\circ$ :**

Ao substituir  $\omega t = \pi/6$  na Equação 2-50, igualando com a Equação 2-55, obtém-se  $i_a(t)$ :

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} [-\cos(\omega t) + \cos\beta] - \frac{2V_{\text{cap}}}{3\omega L} \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{\pi}{6\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{3\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-56}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{3\omega}\right) = \frac{V}{\omega L} \left[ -\frac{1}{2} + \cos\beta \right] - \frac{\pi V_{\text{cap}}}{9\omega L} \quad \text{Eq.2-57}$$

**iv. Intervalo  $60^\circ$  a  $(90^\circ - \alpha)$ :**

Defasando a Equação 2-8 em  $\frac{\pi}{3\omega}$ , obtém-se a corrente  $i_a(t)$ , ou melhor:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V\sqrt{3}}{2\omega L} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - I_a - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \omega\left(t - \frac{\pi}{3\omega}\right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{\pi}{3\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-58}$$

Após substituir  $\omega t = \frac{\pi}{3}$  na Equação 2-58 e igualar a Equação 2-57, resulta na expressão da corrente  $i_a(t)$ :

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + \cos\beta - \frac{1}{2} \right] - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \left(\omega t - \frac{2\pi}{9}\right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{\pi}{3\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-59}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{3\omega} + \frac{\beta}{\omega}\right) = \frac{V}{\omega L} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}\beta + \cos\beta - \frac{1}{2} \right] - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \left(\frac{\pi}{9} + \beta\right) \quad \text{Eq.2-60}$$

**v. Intervalo  $(90^\circ - \alpha)$  a  $90^\circ$ :**

Defasando a Equação 2-35 em  $\frac{\pi}{3\omega}$ , em vista que esta equação já está deslocada em  $\beta/\omega$ , obtém-se:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\left(\beta + \frac{\pi}{3}\right) \right] - I_a - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \beta\right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{2\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-61}$$

Substituindo  $t = \frac{\pi}{3\omega} + \frac{\beta}{\omega}$  e igualando com a Equação 2-60, a corrente  $i_a(t)$  será dada por:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \frac{3}{2} \cos\beta - \frac{1}{2} \right] - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \left(\omega t - \frac{2\pi}{9}\right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{2\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-62}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{2\omega}\right) = \frac{V}{\omega L} \left[ \frac{3\cos\beta - 1}{2} \right] - \frac{5\pi V_{\text{cap}}}{18\omega L} \quad \text{Eq.2-63}$$

**vi. Intervalo  $90^\circ$  a  $120^\circ$ :**

Defasando a Equação 2-49 em  $\frac{\pi}{6\omega}$ , pois esta já se encontra deslocada em  $\frac{\pi}{3\omega}$ , tem-se:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{I_a}{3} - \frac{4V_{\text{cap}}}{3\omega L} \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{\pi}{2\omega}\right) - U\left(t - \frac{2\pi}{3\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-64}$$

Substituindo  $\omega t = \frac{\pi}{2}$  e igualando a Equação 2-63, resulta:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{3\cos\beta - 1}{2} \right] - \frac{4V_{\text{cap}}}{3\omega L} \left(\omega t - \frac{7\pi}{24}\right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{\pi}{2\omega}\right) - U\left(t - \frac{2\pi}{3\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-65}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{2\pi}{3\omega}\right) = \frac{3V\cos\beta - \pi V_{\text{cap}}}{2\omega L} \quad \text{Eq.2-66}$$

**vii. Intervalo  $120^\circ$  a  $(150^\circ - \alpha)$ :**

Defasando a Equação 2-8 em  $\frac{2\pi}{3}$ , obtém-se a expressão da corrente  $i_a(t)$ :

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V\sqrt{3}}{2\omega L} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_a - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{2\pi}{3\omega}\right) - U\left(t - \frac{2\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-67}$$

Substituindo  $\omega t = \frac{2\pi}{3}$  e igualando a Equação 2-66, resulta:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{2\omega L} \left[ \sqrt{3} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 3\cos\beta \right] - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{2\pi}{3\omega}\right) - U\left(t - \frac{2\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-68}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{2\pi}{3\omega} + \frac{\beta}{\omega}\right) = \frac{V}{2\omega L} \left[ \sqrt{3} \operatorname{sen}\beta + 3\cos\beta \right] - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \left(\frac{\pi}{2} + \beta\right) \quad \text{Eq.2-69}$$

**viii. Intervalo  $(150^\circ - \alpha)$  a  $150^\circ$  :**

Defasando a Equação 2-36 em  $\frac{2\pi}{3}$ , pois esta já se encontra deslocada em  $\beta/\omega$ , obtém-se:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + I_a - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \omega \left( t - \frac{2\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega} \right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{2\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) - U\left(t - \frac{5\pi}{6\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-70}$$

Substituindo  $\omega t = \frac{2\pi}{3} + \beta$  e igualando a Equação 2-69, resulta:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\beta \right] - \frac{V_{\text{cap}}}{\omega L} \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{2\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) - U\left(t - \frac{5\pi}{6\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-71}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{5\pi}{6\omega}\right) = \frac{V}{\omega L} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} + \cos\beta \right] - \frac{2\pi V_{\text{cap}}}{3\omega L} \quad \text{Eq.2-72}$$

**ix. Intervalo  $150^\circ$  a  $180^\circ$  :**

Defasando a Equação 2-45 em  $\frac{2\pi}{3}$ , pois esta equação já está deslocada em  $\frac{\pi}{3\omega}$ , tem-se:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \right] - \frac{I_a}{3} - \frac{2V_{\text{cap}}}{3\omega L} \left( \omega t - \frac{5\pi}{6} \right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{5\pi}{6\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-73}$$

Substituindo  $\omega t = \frac{5\pi}{6}$  e igualando a Equação 2-72, resulta:

$$i_a(t) = \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\beta \right] - \frac{2V_{\text{cap}}}{3\omega L} \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right\} \cdot \left[ U\left(t - \frac{5\pi}{6\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-74}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = \frac{V}{\omega L} \left[ 1 + \cos\beta \right] - \frac{7\pi V_{\text{cap}}}{9\omega L} \quad \text{Eq.2-75}$$

## 2.8 - Indutância Crítica

A “indutância crítica” é um valor particular dos indutores de entrada do retificador trifásico proposto. Quando estes indutores forem ajustados neste valor crítico, a corrente de entrada da fase A no instante  $\omega t = \pi$  passará por zero, indicando que o circuito terá uma baixa taxa de distorção harmônica e, conseqüentemente, um alto fator de potência.

Para que isso ocorra, a Equação 2-75 deverá ser igual a zero, ou melhor:

$$i_a\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = 0 \quad \text{Eq.2-76}$$

ou ainda,

$$V_{\text{cap}} = \frac{9V}{7\pi} [1 + \cos\beta] \quad \text{Eq.2-77}$$

onde,

$V$  : é o valor de pico da tensão fase-neutro;

$V_{\text{cap}}$  : é a tensão sobre o capacitor de entrada;

Como a tensão no capacitor é a metade do valor da tensão na carga  $V_o$ , então:

$$V_o = \frac{18V}{7\pi} [1 + \cos\beta] \quad \text{Eq.2-78}$$

Sabendo-se que:

$$V = V_i \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad \text{Eq.2-79}$$

onde,

$V_i$  : é o valor eficaz da tensão “de linha” (fase-fase);

Ao substituir a Equação 2-79 em 2-78, obtém-se a expressão que relaciona a tensão na carga em função do valor eficaz da tensão de linha na entrada do circuito.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{18\sqrt{2}}{7\pi\sqrt{3}} [1 + \cos\beta] \quad \text{Eq.2-80}$$

A partir da Equação 2-77, determina-se a expressão da corrente  $i_a(t)$ , substituindo nas equações correspondentes aos intervalos de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ , descritos anteriormente.

**i. Intervalo  $0^\circ$  a  $(30^\circ - \alpha)$ :**

Considere:

$$\beta = 30^\circ - \alpha$$

A corrente  $i_a(t)$  é dada por:

$$i_a(t) = 0 \cdot [U(t) - U(t - \beta/\omega)] \quad \text{Eq.2-81}$$

onde,

$$i_a(0) = 0; \quad \text{Eq.2-82}$$

$$i_a(\beta/\omega) = 0; \quad \text{Eq.2-83}$$

**ii. Intervalo  $(30^\circ - \alpha)$  a  $30^\circ$ :**

A corrente  $i_a(t)$  é:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} [-\cos(\omega t) + \cos\beta] \cdot \left[ U\left(t - \frac{\beta}{\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{6\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-84}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{6\omega}\right) = \frac{V}{\omega L} \left[ -\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos\beta \right] \quad \text{Eq.2-85}$$

**iii. Intervalo  $30^\circ$  a  $60^\circ$ :**

A corrente  $i_a(t)$  é:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\beta - \frac{6}{7\pi} (\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right] \left[ U\left(t - \frac{\pi}{6\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{3\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-86}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{3\omega}\right) = \frac{V}{7\omega L} \left[ 6\cos\beta - \frac{9}{2} \right] \quad \text{Eq.2-87}$$

**iv. Intervalo  $60^\circ$  a  $(90^\circ - \alpha)$ :**

A corrente  $i_a(t)$  é:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} \left[ -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + \cos\beta - \frac{9}{7\pi} (\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{2\pi}{9} \right) \right] \left[ U\left(t - \frac{\pi}{3\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-88}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{3\omega} + \frac{\beta}{\omega}\right) = \frac{V}{\omega L} \left[ \frac{\sqrt{3} \sin\beta - 3}{2} - \frac{1}{7} \left( 6 - \frac{9\beta}{\pi} \right) (\cos\beta + 1) \right] \quad \text{Eq.2-89}$$

**v. Intervalo  $(90^\circ - \alpha)$  a  $90^\circ$ :**

A corrente  $i_a(t)$  é:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \frac{3}{2} \cos\beta - \frac{1}{2} - \frac{9}{7\pi} (\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{2\pi}{9} \right) \right] \left[ U\left(t - \frac{\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega}\right) - U\left(t - \frac{\pi}{2\omega}\right) \right] \quad \text{Eq.2-90}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{2\omega}\right) = \frac{V}{7\omega L} (8\cos\beta - 6) \quad \text{Eq.2-91}$$

**vi. Intervalo  $90^\circ$  a  $120^\circ$ :**

A corrente  $i_a(t)$  é:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} \left[ \text{sen} \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{3 \cos \beta - 1}{2} - \frac{12}{7\pi} (\cos \beta + 1) \left( \omega t - \frac{7\pi}{24} \right) \right] \left[ U \left( t - \frac{\pi}{2\omega} \right) - U \left( t - \frac{2\pi}{3\omega} \right) \right]$$

Eq.2-92

onde,

$$i_a \left( \frac{2\pi}{3\omega} \right) = \frac{V}{7\omega L} \left( 6 \cos \beta - \frac{9}{2} \right)$$

Eq.2-93

**vii. Intervalo  $120^\circ$  a  $(150^\circ - \alpha)$ :**

A corrente  $i_a(t)$  é:

$$i_a(t) = \frac{V}{2\omega L} \left[ \sqrt{3} \text{sen} \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + 3 \cos \beta - \frac{18}{7\pi} (\cos \beta + 1) \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right] \left[ U \left( t - \frac{2\pi}{3\omega} \right) - U \left( t - \frac{2\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega} \right) \right]$$

Eq.2-94

onde,

$$i_a \left( \frac{2\pi}{3\omega} + \frac{\beta}{\omega} \right) = \frac{V}{\omega L} \left[ \frac{\sqrt{3} \text{sen} \beta - 3}{2} + \frac{1}{7} \left( 6 - \frac{9\beta}{\pi} \right) (\cos \beta + 1) \right]$$

Eq.2-95



**viii. Intervalo  $(150^\circ - \alpha)$  a  $150^\circ$ :**

A corrente  $i_a(t)$  é:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\beta - \frac{9}{7\pi}(\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right] \left[ U\left( t - \frac{2\pi}{3\omega} - \frac{\beta}{\omega} \right) - U\left( t - \frac{5\pi}{6\omega} \right) \right] \quad \text{Eq.2-96}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{5\pi}{6\omega}\right) = \frac{V}{7\omega L} \left[ \cos\beta + \frac{7\sqrt{3} - 12}{2} \right] \quad \text{Eq.2-97}$$

**ix. Intervalo  $150^\circ$  a  $180^\circ$ :**

A corrente  $i_a(t)$  é:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\beta - \frac{6}{7\pi}(\cos\beta + 1) \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right] \left[ U\left( t - \frac{5\pi}{6\omega} \right) - U\left( t - \frac{\pi}{\omega} \right) \right] \quad \text{Eq.2-98}$$

onde,

$$i_a\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = 0 \quad \text{Eq.2-99}$$

A figura 2-8 mostra a tensão e a corrente na fase A para um ângulo de condução  $\alpha$  igual a  $15^\circ$ .

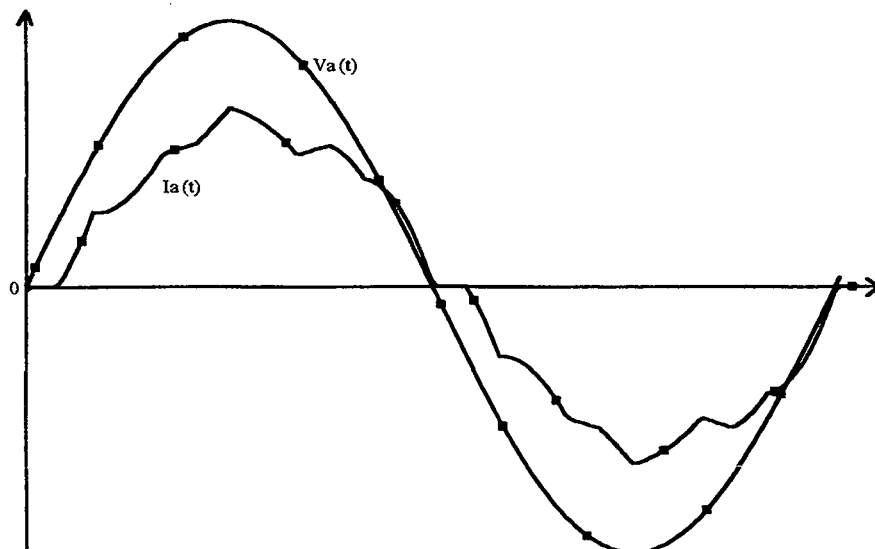


Figura 2-8: Tensão e Corrente de Entrada para  $\alpha=15^\circ$ .

Na tabela 2-1, observa-se um quadro resumo das equações que exprimem a corrente  $i_a(t)$ .

Tabela 2-1: Quadro Resumo das Equações da Corrente de Entrada.

Intervalo	Corrente de Entrada $i_a(t)$	Valor final da corrente
$0^\circ$ a $30^\circ - \alpha$	0	0
$30^\circ - \alpha$ a $30^\circ$	$\frac{V}{\omega L} [-\cos(\omega t) + \cos\beta]$	$\frac{V}{\omega L} \left[ -\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos\beta \right]$
$30^\circ$ a $60^\circ$	$\frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\beta - \frac{6}{7\pi}(\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right]$	$\frac{V}{7\omega L} \left( 6\cos\beta - \frac{9}{2} \right)$
$60^\circ$ a $90^\circ - \alpha$	$\frac{V}{\omega L} \left[ -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + \cos\beta - \frac{9}{7\pi}(\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{2\pi}{9} \right) \right]$	$\frac{V}{\omega L} \left[ \frac{\sqrt{3} \sin\beta - 3}{2} - \frac{1}{7} \left( 6 - \frac{9\beta}{\pi} \right) (\cos\beta + 1) \right]$
$90^\circ - \alpha$ a $90^\circ$	$\frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \frac{3}{2}\cos\beta - \frac{1}{2} - \frac{9}{7\pi}(\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{2\pi}{9} \right) \right]$	$\frac{V}{7\omega L} (8\cos\beta - 6)$
$90^\circ$ a $120^\circ$	$\frac{V}{\omega L} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{3\cos\beta - 1}{2} - \frac{12}{7\pi}(\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{7\pi}{24} \right) \right]$	$\frac{V}{7\omega L} \left( 6\cos\beta - \frac{9}{2} \right)$
$120^\circ$ a $150^\circ - \alpha$	$\frac{V}{2\omega L} \left[ \sqrt{3} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 3\cos\beta - \frac{18}{7\pi}(\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right]$	$\frac{V}{\omega L} \left[ \frac{\sqrt{3} \sin\beta - 3}{2} + \frac{1}{7} \left( 6 - \frac{9\beta}{\pi} \right) (\cos\beta + 1) \right]$
$150^\circ - \alpha$ a $150^\circ$	$\frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\beta - \frac{9}{7\pi}(\cos\beta + 1) \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right]$	$\frac{V}{7\omega L} \left[ \cos\beta + \frac{7\sqrt{3} - 12}{2} \right]$
$150^\circ$ a $180^\circ$	$\frac{V}{\omega L} \left[ -\cos(\omega t) + \cos\beta - \frac{6}{7\pi}(\cos\beta + 1) \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right]$	0

## 2.9 - Cálculo da Indutância Crítica

O valor da “indutância crítica” está relacionado com a potência nominal do retificador trifásico e é determinado a partir da equação da corrente na carga em uma das etapas. Escolheu-se o intervalo  $90^\circ$  a  $120^\circ$  porque neste trecho a corrente na fase A equivale a corrente na carga.

A corrente apresentada na Equação 2-92 é mostrada novamente, a seguir.

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega L} \left[ \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{3\cos\beta - 1}{2} - \frac{12}{7\pi}(\cos\beta + 1)\left(\omega t - \frac{7\pi}{24}\right) \right]$$

Calcula-se a corrente média na carga  $I_{med}$  por meio da Equação 2-100.

$$I_{med} = \frac{i}{\theta_2 - \theta_1} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left\{ \frac{V}{\omega L} \left[ \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{3\cos\beta - 1}{2} - \frac{12}{7\pi}(\cos\beta + 1)\left(\omega t - \frac{7\pi}{24}\right) \right] \right\} d\theta \quad \text{Eq.2-100}$$

onde,

$$\theta_1 = 90^\circ \text{ e } \theta_2 = 120^\circ$$

A solução da Equação 2-100 é mostrada a seguir:

$$I_{med} = \frac{V}{\omega L} \left[ \cos\beta - 1 + \frac{3}{\pi}(2 - \sqrt{3}) \right] \quad \text{Eq.2-101}$$

Como a corrente média na carga  $I_{med}$  é dada pela Equação 2-102:

$$I_{med} = \frac{P}{V_o} \quad \text{Eq.2-102}$$

Substituindo as Equações 2-80 e 2-101 em 2-102, resulta:

$$L = \frac{12 V_i^2}{7\pi\omega P} \left[ \cos^2 \beta - 1 + \frac{3}{\pi} (2 - \sqrt{3})(\cos \beta + 1) \right] \quad \text{Eq.2-103}$$

A expressão acima fornece o valor da “**indutância crítica**” para o retificador trifásico proposto.

Pode-se visualizar a expressão da indutância crítica, variando os parâmetros  $\beta$  e P conforme a figura 2-9:

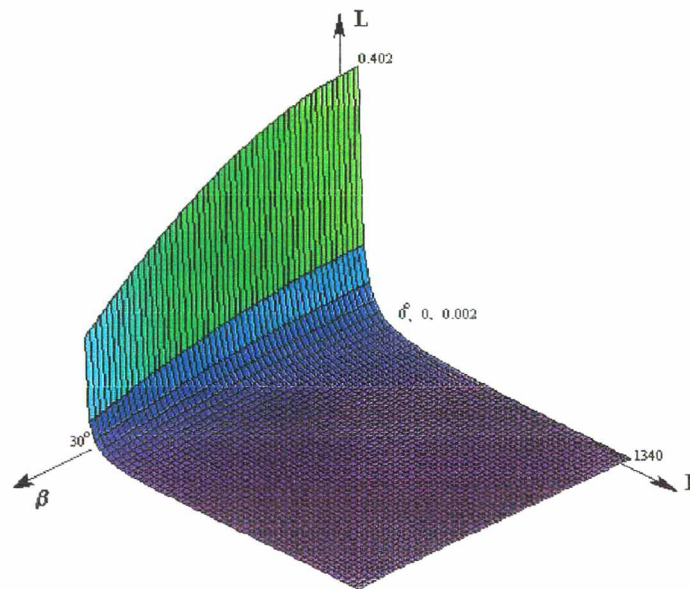


Figura 2-9: Indutância Crítica em função dos parâmetros  $\beta$  e P.

A metodologia de projeto pode ser considerada igual ao capítulo 4 de [2], pois para dimensionar os elementos do circuito de potência, é necessário ter um  $\alpha=30^\circ$ , ou  $\beta=0^\circ$ , para situar o ponto de operação do conversor CA-CC na potência nominal.

Pode-se obter os valores das correntes que passam nos MOSFETs por meio da Equação 2-104, 2-105 e 2-106 :

$$I_{\text{maxch}} := 1.741 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{fL_{\text{in}}} \quad \text{Eq. 2-104}$$

$$I_{\text{rmsch}} := 3.1996 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{fL_{\text{in}}} \quad \text{Eq. 2-105}$$

$$I_{\text{medch}} := 9.7614 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{fL_{\text{in}}} \quad \text{Eq. 2-106}$$

Para os diodos que compõem o interruptor bidirecional, determina-se sua corrente através das Equações 2-107, 2-108 e 2-109 :

$$I_{\text{maxd}} := I_{\text{maxch}} \quad \text{Eq. 2-107}$$

$$I_{\text{rmsd}} := 2.2624 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{fL_{\text{in}}} \quad \text{Eq. 2-108}$$

$$I_{\text{medd}} := 4.8807 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{fL_{\text{in}}} \quad \text{Eq. 2-109}$$

A tensão dreno-source é obtida por meio da Equação 2-110, a seguir :

$$V_{\text{DSch}} := \frac{V_o}{2} \quad \text{Eq. 2-110}$$

Pelo programa PSPICE , verifica-se a forma da corrente de entrada na fase A apresentada na figura 2-10. A corrente no interruptor  $S_a$  é mostrada na figura 2-11 e a tensão dreno-source sobre este mesmo interruptor, encontra-se na figura 2-12.

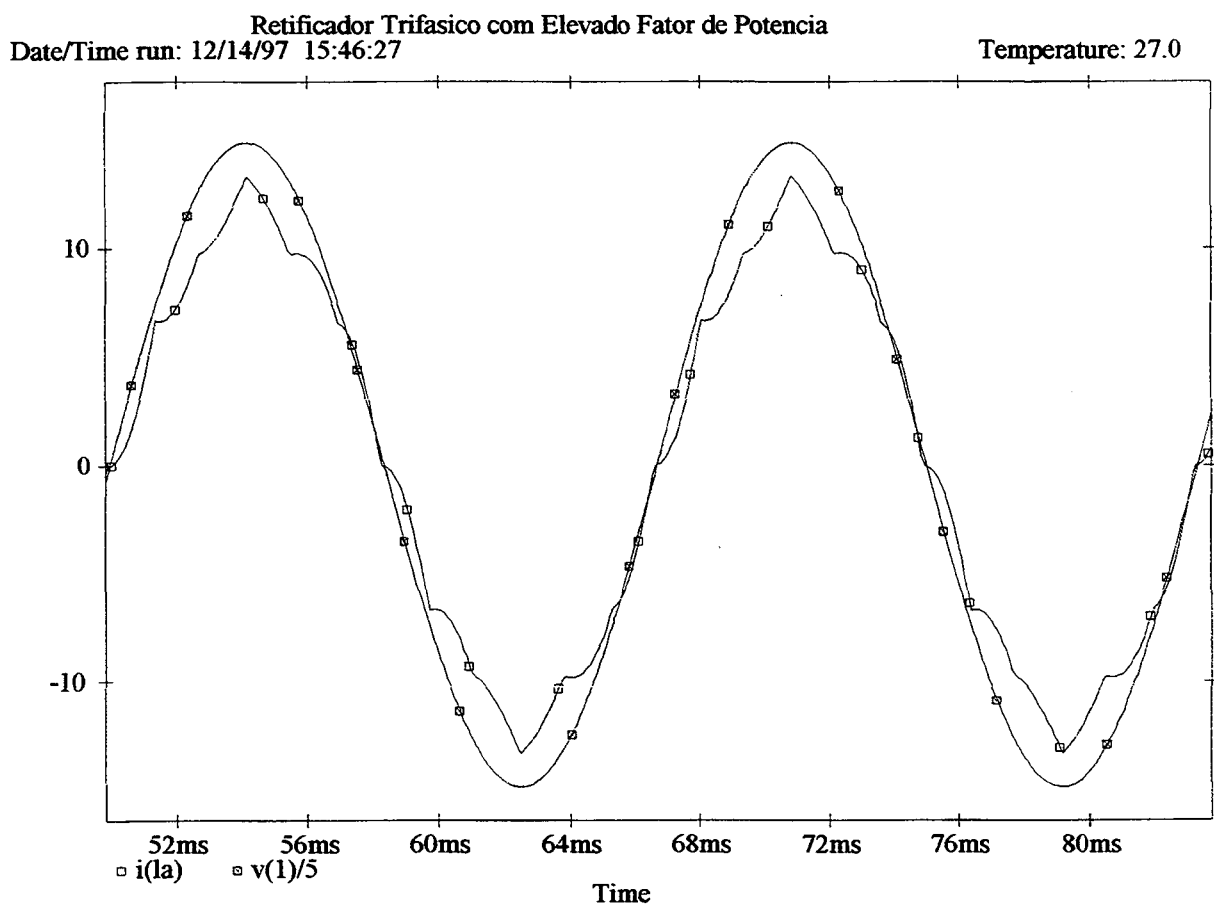


Figura 2-10: Corrente de Entrada no Indutor A do Retificador Trifásico Proposto e Tensão Fase-Neutro de Entrada  $V_a(t)$  com  $\alpha=30^\circ$ .

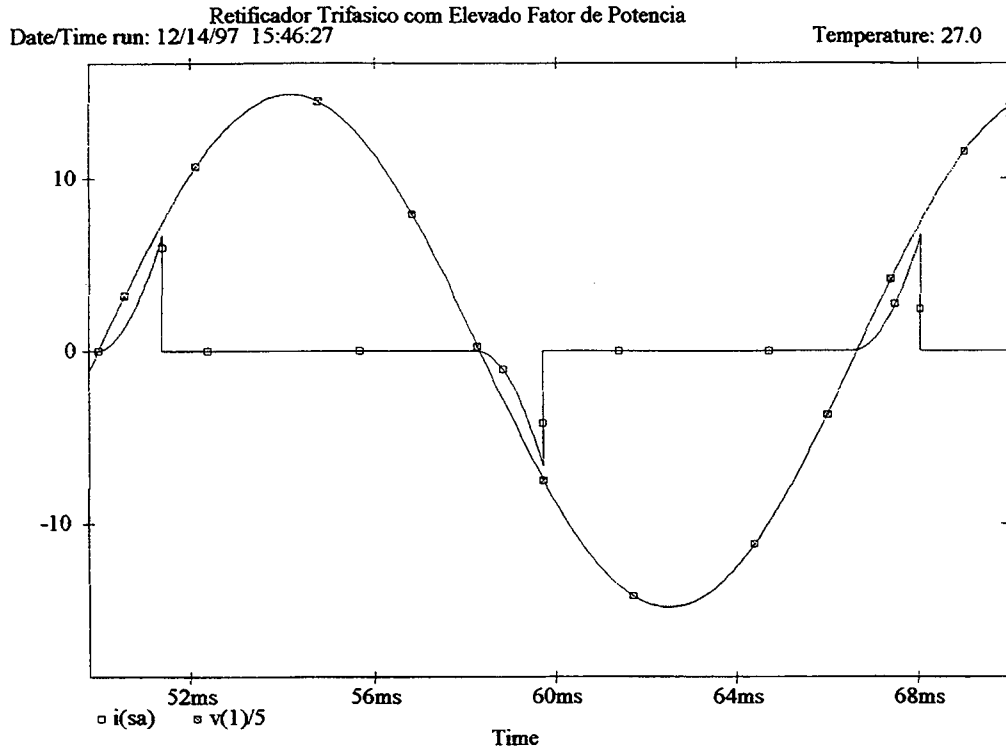


Figura 2-11: Corrente em  $S_a$  e Tensão Fase-Neutro de Entrada  $V_a(t)$  com  $\alpha=30^\circ$ .

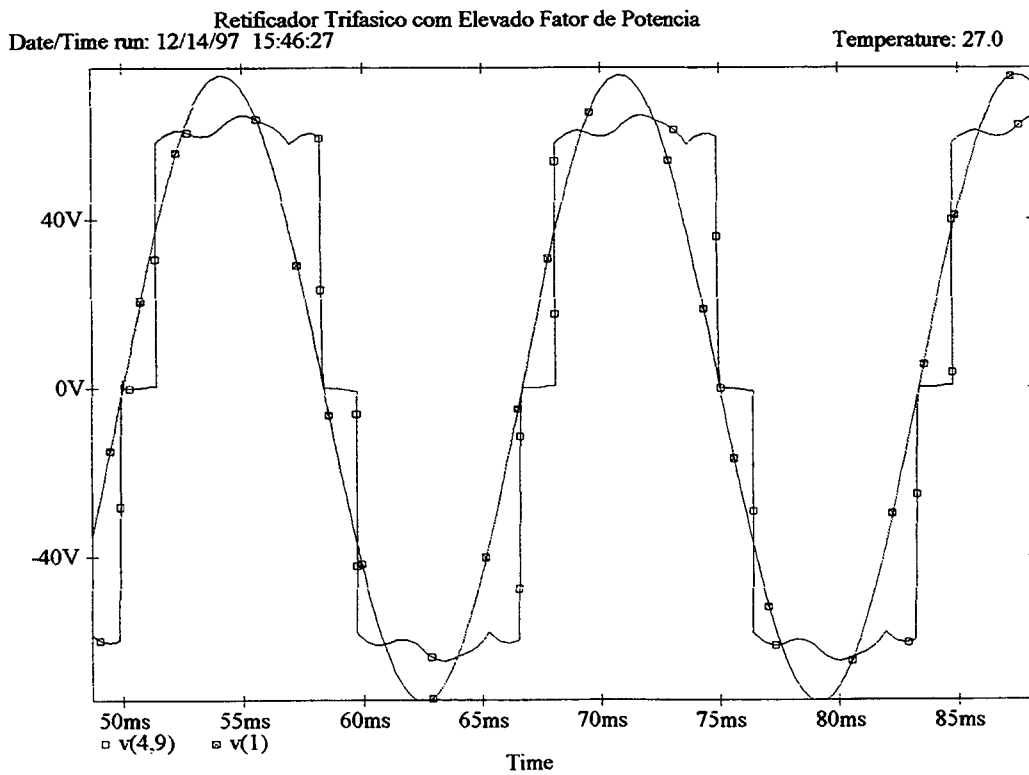


Figura 2-12: Tensão Dreno-Source em  $S_a$  e Tensão Fase-Neutro de Entrada  $V_a(t)$  com  $\alpha=30^\circ$ .

## 2.10 - Conclusão

Neste capítulo foi feita a análise matemática do retificador trifásico estudado com o intuito de conhecer melhor o funcionamento deste.

A partir desta análise, pode-se estabelecer a relação entre a tensão de saída em corrente contínua e a tensão alternada de alimentação do conversor; investigar qual o valor da indutância a ser adotada para os indutores de entrada; e obter a equação que descreve a corrente de fase na entrada do retificador trifásico proposto.

Apesar de algumas considerações iniciais propostas nos itens 2.2 e 2.3 para simplificar a análise, as equações obtidas são bastante precisas para reproduzir a corrente de entrada do conversor, comprovadas através de simulações e experimentalmente.



## CAPÍTULO III

### A FAMÍLIA DO MICROCONTROLADOR 8051

#### 3.1 - Introdução

Para fazer o controle do retificador trifásico estudado, pretende-se usar um microcontrolador de baixo custo e de uso generalizado. Este capítulo descreve sucintamente a arquitetura e as principais características da família do microcontrolador 8051.

#### 3.2 - Aspectos Gerais

É espantosa a evolução da eletrônica digital aplicada à grande maioria dos segmentos da sociedade. Indubitavelmente, devido a sua agilidade e confiabilidade no processamento de informações, compactação a nível de *hardware*, facilidade de implementação e adaptação a mudanças de processos, faz-se com que esta tecnologia seja cada vez mais cobiçada por fabricantes e usuários.

Por exemplo, um ramo não muito explorado a alguns anos atrás pela eletrônica digital, no entanto hoje reconhecido como uma área extremamente “fértil”, são os grandes sistemas de energia elétrica. Naturalmente, fala-se de conversores que manipulam tal energia, ou melhor, de **Eletrônica de Potência**.

O sistema elétrico sempre foi encarado, sob a óptica da eletrônica digital, como uma peculiaridade, devido a alguns cuidados a serem tomados: por exemplo, no caso de uma falha na rede elétrica, as rotinas de proteção contra curto-circuitos e sobretensões deverão ser executadas, no mínimo, em frações de um período da rede. Isto exige que os microprocessadores e microcontroladores dedicados tomem decisões no controle e geração de comandos com extrema rapidez a fim de evitar conseqüências catastróficas.

Antigamente, nem se imaginava utilizar circuitos integrados microprocessados para tais objetivos porque estes tinham imensas limitações tanto a nível de *software* (o conjunto de instruções era pobre e os compiladores eram muito lentos) como a nível de *hardware* (a arquitetura era muito complexa e de pouca funcionalidade), muitas vezes, necessitando de componentes externos para suprir sua deficiência.

Os novos microprocessadores dedicados têm incorporado em sua arquitetura interna, componentes que antes eram usados externamente para seu auxílio, e também - em termos de *software* - houve uma ampliação no seu conjunto de instruções, além destas se tornarem mais poderosas. Em outras palavras, a medida que a microeletrônica evoluía, programas longos feitos em microprocessadores da primeira geração, hoje, já são substituídos por algumas instruções ou até mesmo por apenas uma única. É o caso, por exemplo, de uma simples rotina de multiplicação entre dois números de 16 bits em que um microprocessador da Motorola 6800, ou da Intel 8085 (ambos 8 bits), fazem em alguns microsegundos, um processador digital de sinal executa em um único pulso de *clock*, ou seja, 100 nanosegundos [4].

Atualmente, uma desvantagem para toda nova tecnologia consiste justamente no custo a ser pago pelos seus benefícios. A Eletrônica não foge a regra. Por isso, o objetivo deste trabalho está calcado em dois pilares fundamentais : contribuir, tecnicamente, com uma nova estratégia de controle e, economicamente, reduzindo custos para sua comercialização.

### **3.3 - Família 8051**

#### **3.3.1 - Introdução**

A família 8051 é composta de diversos microcontroladores como, por exemplo, o 8031, 8032, 8035, 8751, 8052-Basic, o próprio 8051 e outros [5][7].

A tabela 3-1 apresenta uma visão geral da família 8051, ressaltando as principais características de seus componentes.

Tabela 3-1: Família 8051.

Componentes	RAM interna	ROM interna	Vias Externas	Linhas I / O	Periféricos	Interrupções Externas	Versão EPROM	Versão sem ROM
8048AH	64	1K	sim	27	TIMER	1	8748H	8035AHL
8049AH	128	2K	sim	27	TIMER	1	8749H	8039AHL
8050AH	256	4K	sim	27	TIMER	1	não	8040AHL
8051 (tecnologia: HMOS)	128	4K	sim	32	2 TIMERS CANAL SERIAL	2	8751	8031
8051 ( tecnologia: HMOS II)	128	4K	sim	32	2 TIMERS CANAL SERIAL	2	8751A	8031AH
8052AH	256	8K	sim	32	3 TIMERS CANAL SERIAL	2	8751H	8032AH
80C51BH	128	4K	sim	32	2 TIMERS CANAL SERIAL	2	87C51	80C31BH

O microcontrolador 8051 é um chip que já tem incorporado uma unidade de processamento de dados (CPU) - memória RAM interna de 128 bytes, temporizadores e portas de I/O.

É ampla sua aplicação, principalmente nas áreas de instrumentação, controle de processos, engenharia biomédicas e outras.

Este microcontrolador, cuja frequência de *clock* é 12 MHz a 30MHz, possui uma velocidade de processamento relativamente alta (o tempo mínimo de execução de uma instrução é 1 microsegundo) e um custo extremamente baixo o que torna viável, economicamente, um produto num mercado competitivo como o que se encontra hoje em dia.

Destaca-se entre os citados o microcontrolador 8052-Basic que além de possuir as características descritas na tabela3-1, traz também incorporado ao *hardware* um interpretador Basic de alto padrão.

Dentre os microcontroladores da família 8051, escolheu-se o 8031 para fazer o controle digital do retificador trifásico proposto, pois ele é um componente com baixo custo e facilmente encontrado no comércio. Sua desvantagem reside no fato de não possuir uma memória de programa interno ( ROM ), como há em versões do 8051 (capacidade de 4 Kbytes internos e podendo ser expandido para até 64 Kbytes), o que compromete duas portas de I/O para seu endereçamento

### 3.3.2 - Características

O microcontrolador 8031 é composto de um processador de 8 bits, quatro portas de I/O de 8 bits cada - bits estes individualmente endereçáveis - uma memória RAM interna de capacidade 128 bytes ( com possibilidades de expansão em até 64 Kbytes externos ); interrupção com estrutura “*nesting*” (\*) com 5 fontes mascaráveis e dois níveis de prioridade que podem ser alteradas a qualquer momento pelo *software*; dois temporizadores / contadores de 16 bits; oscilador de *clock* interno, bastando um cristal e dois capacitores; e também um canal de comunicação serial do tipo UART full-duplex, o qual permite também a expansão de I/O.

A figura 3-1 mostra o diagrama de blocos na forma simplificada da arquitetura interna do microcontrolador 8031.

(\*) “*Nesting*” é o nome que se dá ao processo pelo qual uma interrupção pode interromper outra que já estiver sendo atendida, desde que tenha maior prioridade.

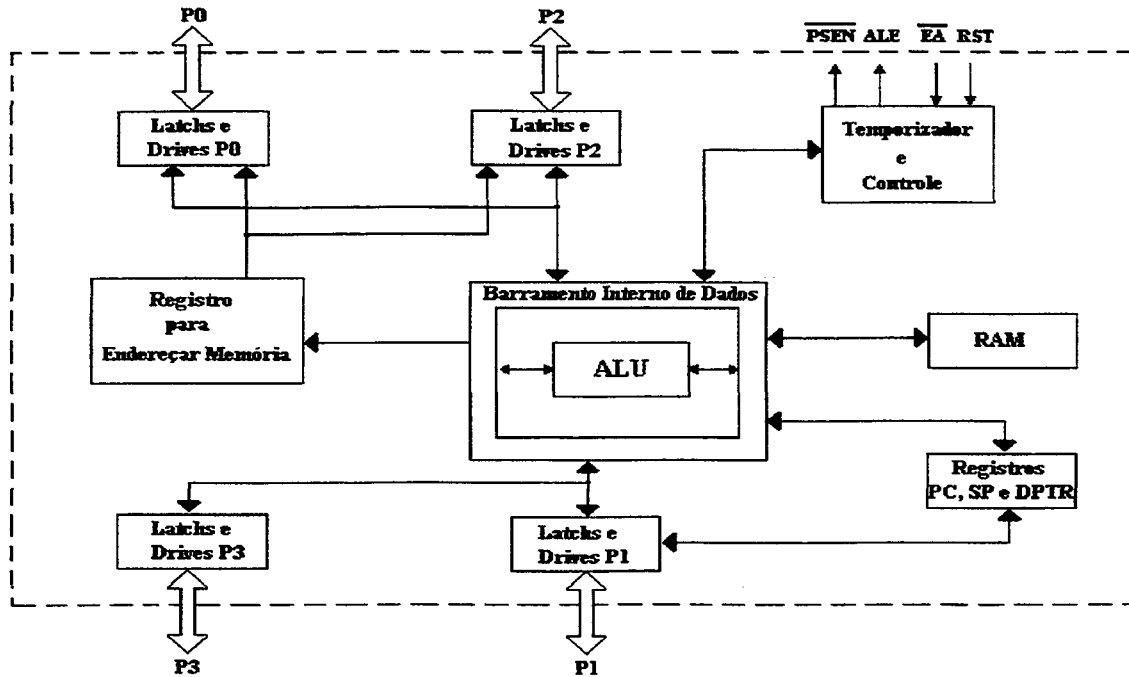


Figura 3-1: Organização interna simplificada do 8031.

Para conhecer as operações internas e externas do 8031, dá-se uma visão geral dos pinos descritos na figura 3-2. A descrição funcional de alguns destes serão dadas no decorrer de cada operação.

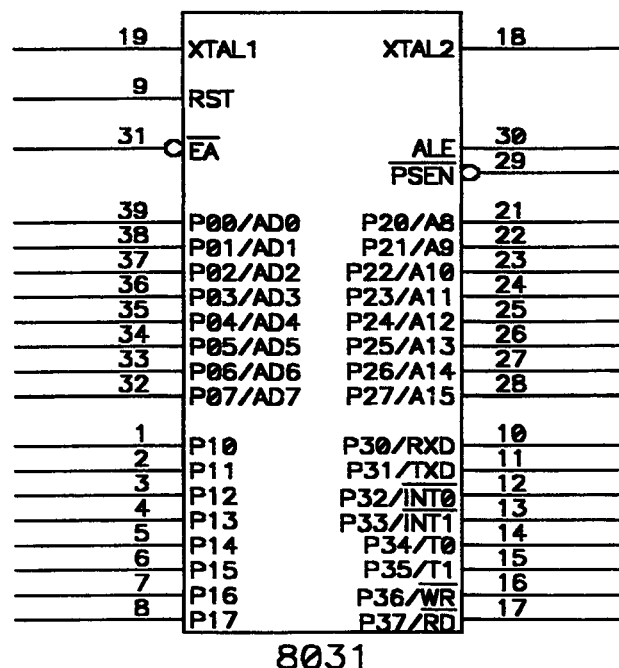


Figura 3-2: Microcontrolador 8031.

### 3.3.3 - Mapa de Memória

O microcontrolador 8031 não possui uma *memória de programas interna*(ROM) [5][7], desta forma, para acessar o programa contido numa ROM externa, usa-se os pinos apresentados na tabela 3-2 abaixo :

Tabela 3-2: Pinos responsáveis pelo acesso a ROM externa.

$\overline{EA}$	Entrada de seleção da memória de programa. Este sinal deverá estar em nível lógico 0 indicando que a CPU trabalha com a memória de programa externa.
$\overline{PSEN}$	Saída para habilitação do programa externo. É o <i>strobe</i> da memória de programa externa. Quando a CPU vai buscar instruções ou operandos na memória externa, este pino vai a nível zero.

A *memória de dados*, cuja capacidade é de 256 bytes, está dividida em duas partes iguais: a primeira é a RAM interna, a qual se subdivide em porções distintas, que incluem 4 bancos de registradores de 8 bytes cada, uma porção de 16 bytes cujos bits são individualmente endereçáveis pela CPU ( endereço 20h a 2Fh ) e o restante da memória, que somente pode ser endereçado byte a byte. A segunda, está reservada aos *registros de funções especiais* descritos no item 1.

Para selecionar o banco de registradores, utiliza-se a combinação dos bits RS0 e RS1, conforme a tabela 3-3:

Tabela 3-3: Banco de Registradores.

Banco de Registradores	RS1	RS0
0	0	0
1	0	1
2	1	0
3	1	1

Os registros de funções especiais localizados nos 128 bytes finais da memória de dados são mostrados na tabela 3-4:

Tabela 3-4: Registros de Funções Especiais.

<b>P0</b>	Porta bidirecional com multiplexação em endereço e dados (AD0-AD7)
<b>TCON</b>	Contém os registros de controle e modo de operação dos timers/counters
<b>P1</b>	Porta bidirecional de propósito geral. ( I/O )
<b>SCON</b>	Este registro permite trabalhar com a porta de comunicação serial.
<b>P2</b>	Porta bidirecional : a saída é para endereçamento da ROM (A8-A15)
<b>IE</b>	Registro que define quais as interrupções serão habilitadas
<b>P3</b>	Porta bidirecional : possui funções especiais descritas à frente
<b>IP</b>	Registro que define quais as prioridades das interrupções ( alta ou baixa)
<b>PSW</b>	Flags ( bit 3 = overflow, bit 6 = auxiliar carry e bit 7 = carry)
<b>ACC</b>	Acumulador
<b>B</b>	Registro B

É importante ressaltar que há distinção no mnemônico quando se refere a um acesso de um determinado operando localizado na RAM interna e externa (sistema com expansão).

### 3.3.4 - Interrupção

Há cinco formas de interrupção do microcontrolador 8031, utilizando a porta P3 (I/O), conforme a tabela 3-5:

Tabela 3-5: Interrupções do Microcontrolador 8031.

$\overline{\text{INT0}}$ ( P3.2 )	Interrupção externa nº 0 ( entrada )
$\overline{\text{INT1}}$ ( P3.3 )	Interrupção externa nº 1 ( entrada )
<b>TIMER 0</b> ( P3.4 )	Temporizador/ Contador nº 0 ( entrada )
<b>TIMER 1</b> ( P3.5 )	Temporizador/ Contador nº 1 ( entrada )
<b>SERIAL</b> ( P3.0 e P3.1 )	Canal de comunicação serial ( recepção/ transmissão )

Todas as interrupções são mascaráveis e possuem 2 níveis de prioridade definidos via *software* pelo registro IP. Quando acontece duas interrupções possuírem o mesmo nível de prioridade, o 8031 executa uma ordem de atendimento das interrupções interna (“*default*”) de acordo com a tabela 3-6. Caso queira alterar a prioridade de cada interrupção, deve-se acessar o bit correspondente no registro IP.

Tabela 3-6: Registro IP.

Registro IP	Interrupções	Níveis de Prioridade
PX0 ( bit 0 )	Interrupção Externa 0	Maior
PT0 ( bit 1 )	Timer 0	
PX1 ( bit 2 )	Interrupção Externa 1	
PT1 ( bit 3 )	Timer 1	
PS ( bit 4 )	Canal Serial	Menor

As interrupções no microcontrolador 8031 são todas vetoradas, ou seja, o fabricante já definiu na memória um endereço de início da rotina de interrupção. Desta forma, quando é atendido um pedido de interrupção, o programa salva no *stack* apenas o valor do registro PC (os valores do acumulador ACC e do registro PSW ficam por conta do programador) e depois o PC recebe o endereço da rotina de interrupção. Após ser executada, o PC busca o endereço contido no *stack*. A tabela 3-7 mostra os endereços iniciais de cada rotina.

Tabela 3-7: Endereços das rotinas de interrupção.

Interrupções :	Endereços ( hexadecimal ):
$\overline{\text{INT0}}$	0003 h
$\overline{\text{INT1}}$	000B h
TIMER 0	0013 h
TIMER 1	001B h
SERIAL	0023 h

Para que a rotina de interrupção seja executada, a interrupção deverá estar habilitada. Esta habilitação é feita nos registros IE (*Interrupt Enable*) e TCON (*Timer Control*).



### 3.3.5 - Temporizadores e Contadores

O microcontrolador 8031 possui dois temporizadores/ contadores internos os quais são programáveis por *software* e podem operar de maneira completamente independente dos demais sistemas do chip. Estes temporizadores/ contadores podem ser habilitados e desabilitados por *software* ou *hardware*, seja em função dos bits em seus registros de controle, ou pelos pinos de interrupção. Os registros responsáveis são : TCON e TMOD (*Timer Mode*) .

Basicamente, os bits 5 e 7 do TCON indicam o pedido de interrupção enquanto que os bits 4 e 6 do mesmo, ligam ou desligam o temporizador/ contador.

Referindo-se a parte menos significativa do registro TMOD, este seleciona o temporizador 0 ou o contador 0, e qual o seu modo de operação. Há três maneiras diferentes de operação [5][6][7] e todas elas estão relacionadas com o registro TL0 e TH0, os quais recebem os valores iniciais da contagem e são incrementados até que haja um *overflow*, gerando assim um pedido de interrupção ao microcontrolador 8031. Esta análise ocorre de forma análoga com a parte mais significativa do registro TMOD, o temporizador / contador 1, os registros TL1 e TH1.

### 3.3.6 - Operação Serial

A interface serial do 8031 é do tipo *full-duplex*, isto significa que o sistema pode receber e transmitir informações simultaneamente, sendo que para tal há registros especiais para este fim. Este registro chama-se SBUF (*Serial Buffer*) e uma escrita no mesmo implica em automática transmissão do dado escrito, assim como um certo dado que chegue no pino de recepção, implicará na automática operação de recepção por parte do sistema, independentemente do controle do usuário (desde que o canal serial esteja habilitado e corretamente inicializado). Aparentemente, imagina-se que existe apenas um único registro físico. Na realidade, existem dois com o mesmo endereço, um responsável pela transmissão e outro pela recepção de dados. O reconhecimento é feito pelo sistema através das instruções que acessarão o mesmo. Por exemplo, se a instrução for de escrita então o registro de transmissão será alterado e se for leitura, o dado será captado pelo registro de recepção.

O registro que faz o controle do canal serial é o SCON (*Serial Control*) e seus bits definem qual será o modo de operação (síncrono ou assíncrono) e sua taxa de transmissão/ recepção de dados.

### 3.4 - Conclusão

Neste capítulo foram descritos os tópicos mais importantes e necessários para o entendimento geral da arquitetura interna do microcontrolador 8031, bem como seus recursos (*hardware* e *software*), os quais serão empregados no controle digital do retificador trifásico de onda completa convencional com seis diodos conectados em “ponte de Graetz” e três interruptores bidirecionais em corrente ligados no ponto médio dos capacitores.

# CAPÍTULO IV

## O CIRCUITO DE COMANDO E SUA IMPLEMENTAÇÃO

### 4.1 - Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar a estrutura do controle digital (*hardware*) utilizado para fazer o controle do retificador trifásico. Faz-se, inicialmente, uma descrição geral do sistema, e depois focaliza-se os detalhes de cada elemento integrante, como por exemplo: circuito de sincronismo, circuitos de disparo dos interruptores (*drives*), circuito de amostragem da tensão de saída do conversor, além do circuito digital com o microcontrolador.

### 4.2 - Aspecto Geral do Controle Digital

Uma visão global do circuito microcontrolado agregado à estrutura de potência é mostrado em diagrama de blocos na figura 4-1.

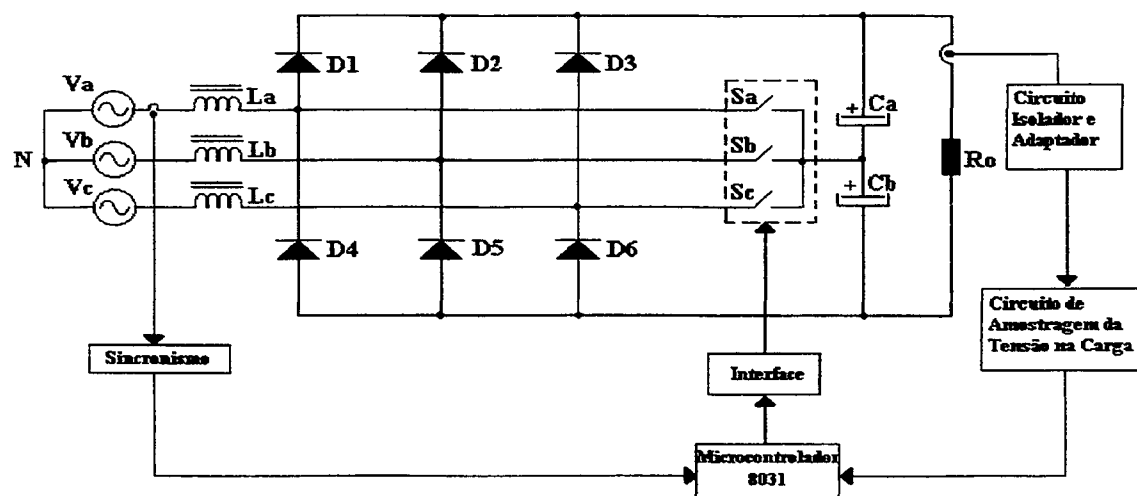


Figura 4-1 : Retificador Trifásico com Comando Digital.

**Circuito de Sincronismo** : Sua função é detectar a passagem da tensão de uma das fases da rede elétrica por zero e avisar - através de uma interrupção - o microcontrolador para que este possa gerar os pulsos aos interruptores no instante adequado.

**Circuito Adaptador e Isolador** : Este circuito faz uma adaptação da tensão de saída do conversor, a qual será amostrada, à uma tensão de entrada admissível ao conversor A/D. Permite um isolamento da malha de controle ao de potência. O componente é um sensor de tensão LV 25-P.

**Circuito de Amostragem da Tensão na Carga** : Este circuito é responsável por receber a tensão de saída do Circuito Adaptador e Isolador (sinal analógico) e convertê-la em um sinal digital, o qual será lido pelo microcontrolador 8031. Basicamente, esta amostragem é feita por um conversor analógico-digital ADC0804.

**Microcontrolador 8031** : Este é o agente principal responsável pelos cálculos (exemplo: largura do pulso, temporização) e pela geração dos pulsos de comando dos interruptores, com objetivo de extrair do conversor AC-DC os resultados: um alto fator de potência e uma tensão de saída estabilizada.

**Interface ou Circuito de Disparo dos Interruptores (Drives)** : Sua função é comandar os interruptores à entrada em condução ou bloqueá-los, respeitando naturalmente o comando enviado do microcontrolador 8031. É fundamental que os *drives de comando* estejam isolados do microcontrolador e, para isto foi utilizado um isolador óptico TIL 111.

### 4.3 - Circuito de Comando Digital

A implementação do comando digital à estrutura de potência foi realizado em etapas que serão descritas a seguir.

#### 4.3.1 - Circuito de Sincronismo

Os interruptores são acionados à entrada em condução ou bloqueio através dos pulsos de comando em seus gates. Estes por sua vez são sincronizados com a passagem pelo zero da tensão de uma das fases da rede elétrica, gerados sucessivamente pelo microcontrolador 8031.

O circuito de sincronismo é mostrado na figura 4-2 abaixo.

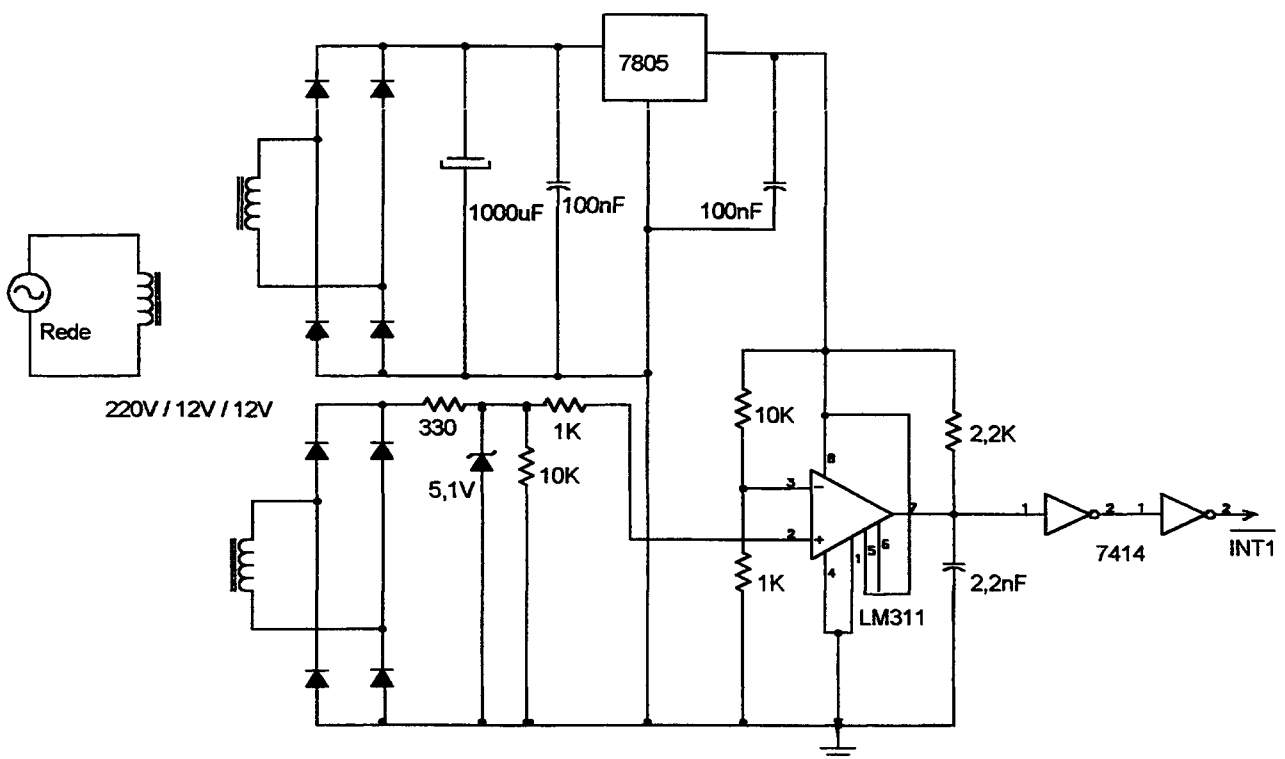


Figura 4-2: Circuito de Sincronismo.

Para identificar a passagem por zero da tensão de uma das fases da rede é necessário retificá-la no secundário do transformador e aplicá-la na porta não-inversora do amplificador operacional LM 311 (pino 2), o qual irá comparar com um pequeno nível DC (próximo de zero) aplicado na porta inversora (pino 3), resultando como saída deste (pino 7) um sinal pulsado. Quando a tensão da rede retificada for maior que este pequeno nível DC, a saída do LM 311 terá nível alto (5 Volts), ao passo que quando menor, esta terá nível baixo (0 Volts). Assim, identifica-se que neste curto intervalo quando o nível do sinal de saída do LM 311 é baixo, a tensão da rede atingiu um valor 0 Volts, de acordo com a figura 4-3.

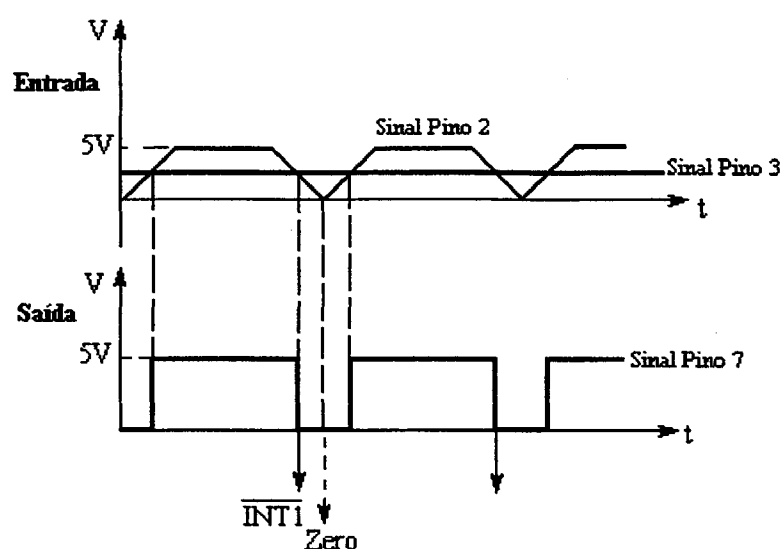


Figura 4-3: Sinais de entrada e saída do comparador LM 311.

É digno de nota observar que foi utilizado para detectar a passagem por zero da tensão de fase, um pequeno nível DC conforme apresenta a figura 4-3. Naturalmente, recorre-se a um erro entre o instante que é gerado a  $\overline{\text{INT1}}$  e o momento exato quando a tensão de fase se anula. Este erro é corrigido por *software* descrito no item 5.2.2 do capítulo V. A técnica mostrada acima para detecção da passagem por zero é simples de implementar e gera bons resultados. É importante lembrar-se que quanto menor for o nível DC da tensão aplicada no pino 3, melhor será sua precisão.

Um problema que aconteceu na prática ao implementar este circuito foi devido à presença de ruídos que ocorriam durante a transição do nível alto para o baixo do sinal de saída do LM 311. Isto é extremamente crítico, pois este era o sinal que iria entrar no microcontrolador como uma interrupção externa 1 ( $\overline{\text{INT1}}$ ). Desta forma, ao invés de interromper o 8031 uma vez a cada semi-período da rede

para que fossem gerados pulsos de comando das chaves bidirecionais, acontecia deste ser interrompido diversas vezes deixando de cumprir com seu propósito original.

Para solucionar esta situação, introduziu-se duas portas inversoras com histerese do circuito integrado 74C14 a fim de que, agora, o sinal pudesse ficar “limpo” (ausente de ruídos). Com isso, a saída do pino 2 da segunda porta inversora é ligado diretamente ao pino 13 (interrupção externa 1) do 8031, promovendo um perfeito funcionamento dos sistemas de sincronismo e interrupção.

### 4.3.2 - Circuito Adaptador e Isolador

Este circuito faz uma adaptação da tensão de saída do conversor cujo valor está compreendido entre 100 V a 140 V, a qual será amostrada, à uma tensão de entrada admissível ao conversor A/D. A máxima tensão de entrada do conversor ADC0804 é 5 V. Foi utilizado um sensor de tensão LV25-P, o qual tem uma característica de saída praticamente linear (erro máximo menor que 0,5 %). Para acoplar o sensor de tensão à estrutura de potência é necessário dimensionar o resistor  $R_v$  mostrado na figura 4-4.

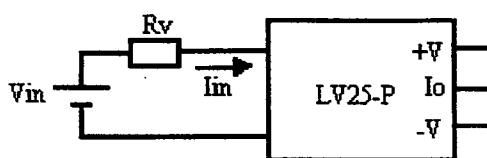


Figura 4-4: Sensor de Tensão.

O resistor  $R_v$  deve limitar à máxima corrente de entrada  $I_{in}$  admissível ao sensor de tensão, cujo valor é 10mA. A tensão  $V_{in}$  representa a tensão do barramento DC (tensão na carga), onde seus valores variam entre 100 V a 140 V. No projeto, fixou-se a tensão de saída regulada em 120 V à uma corrente de entrada  $I_{in}$  de 4mA, ou melhor, a tensão  $V_{in}$  pode variar com segurança até 240 V, o que corresponde a uma corrente  $I_{in}$  de 8mA. É importante lembrar-se que a corrente de saída máxima  $I_o$  é 25mA para uma corrente de entrada  $I_{in}$  de 10mA.

As tensões + V e - V representam a alimentação do sensor, cujos valores são +15 V e -15 V respectivamente.

A figura 4-5 apresenta o Circuito Isolador e Adaptador fornecendo como saída, uma tensão de 0V a 5V para o Circuito de Amostragem.

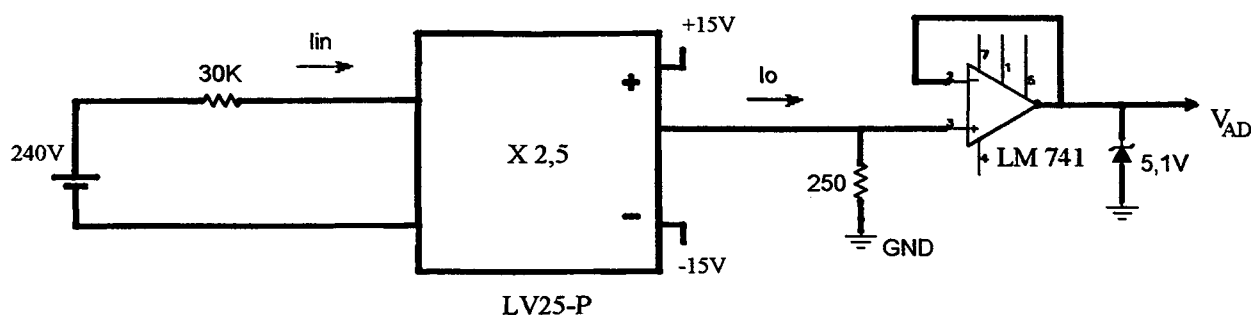


Figura 4-5: Circuito Adaptador e Isolador.

A potência nos resistores  $R_v$  e  $R_o$  é calculada da seguinte forma:

$$P = R_v \cdot I_{in}^2 = 30 \cdot 10^3 \cdot (10 \cdot 10^{-3})^2 = 3 \text{ W}$$

$$P = R_o \cdot I_o^2 = 250 \cdot (25 \cdot 10^{-3})^2 = 156 \text{ mW} \cong 1/4 \text{ W}$$

Quando a tensão na carga for igual a 120 V, a corrente de entrada  $I_{in}$  será igual a 4mA correspondendo a uma saída  $I_o$  de 10mA. Isto resultará numa tensão de entrada no conversor A/D de aproximadamente 2,5 V.



### 4.3.3 - Circuito de Amostragem da Tensão na Carga

Este circuito é responsável por receber a tensão de saída do Circuito Adaptador e Isolador (sinal analógico) e convertê-la em um sinal digital, o qual será lido pelo microcontrolador 8031.

A figura 4-5 apresenta o Circuito de Amostragem da Tensão na Carga, o qual é formado por um conversor analógico-digital ADC0804 (8 bits) e um decodificador/ multiplexador 74HC138.

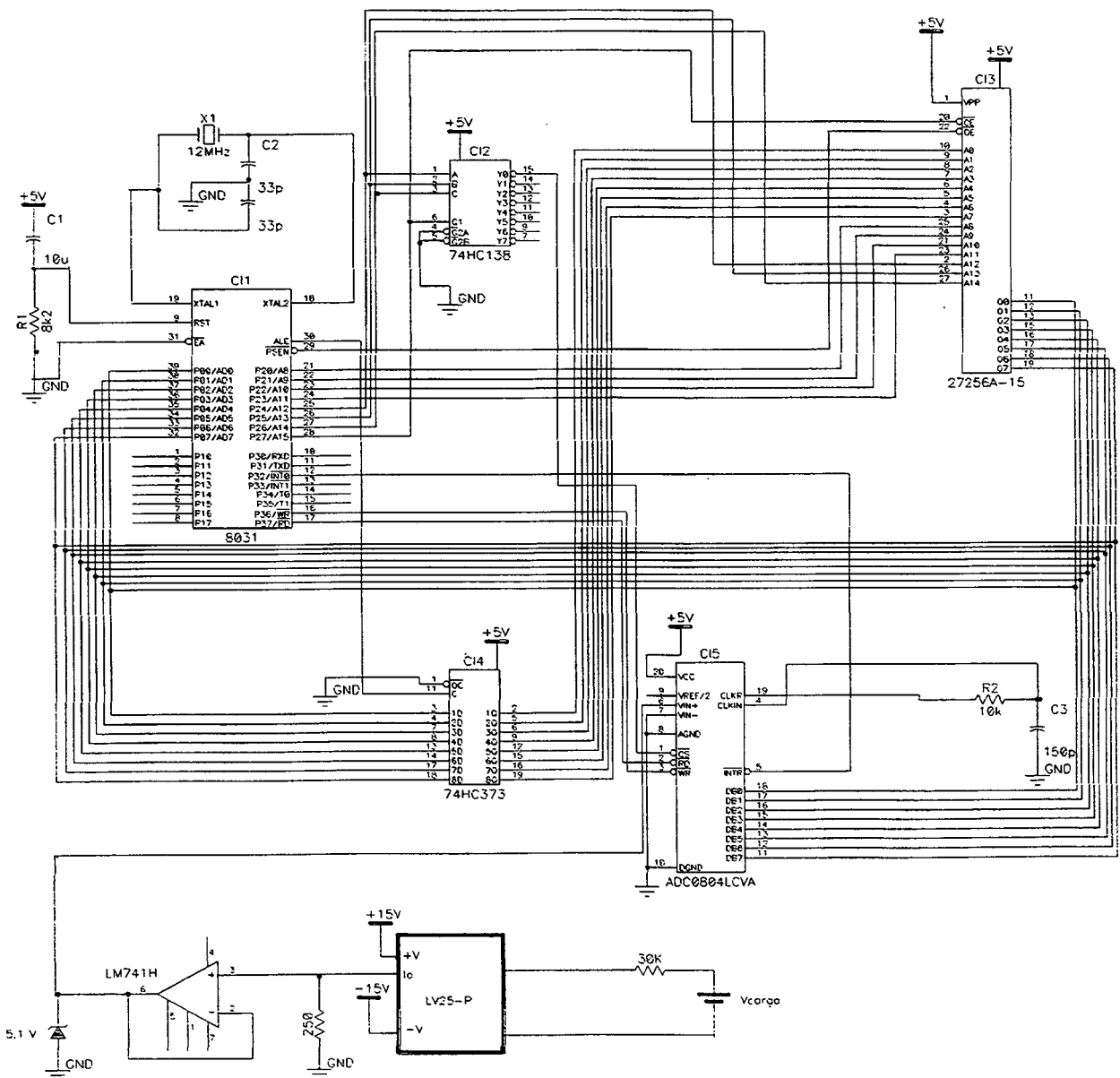


Figura 4-5: Circuito Completo de Amostragem da Tensão na Carga.

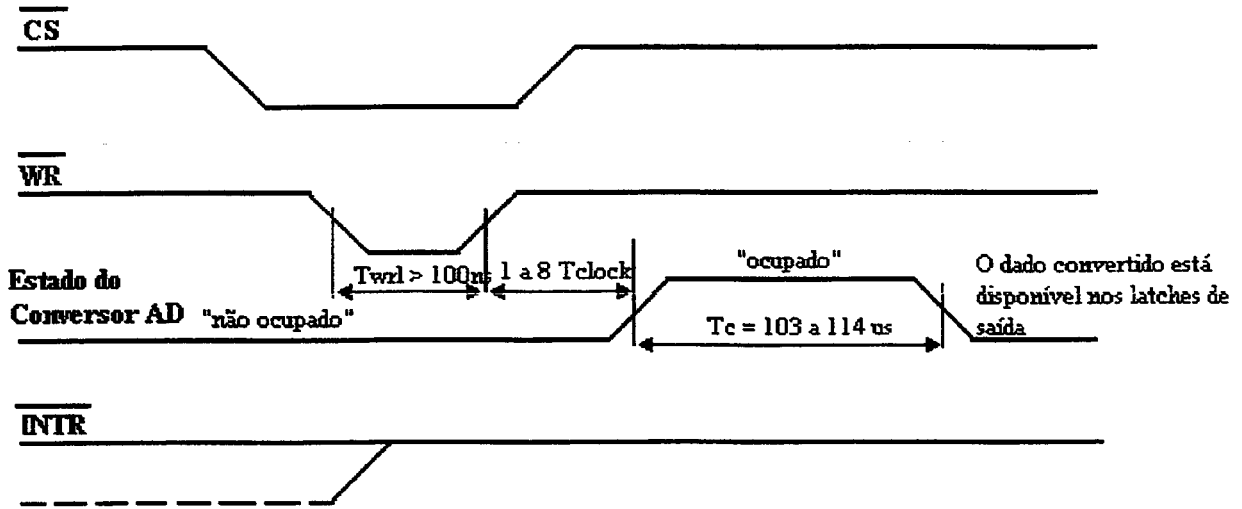
Um sinal analógico proporcional ao valor da tensão na carga (pino 6 do LM741) fica disponível na entrada do conversor A/D até o momento que este conversor ADC0804 receba dois comandos: o primeiro é habilitá-lo para comunicação com o microcontrolador, ou melhor, o sinal no pino 1 ( $\overline{CS}$  : *Chip Select*) fica em nível zero; segundo, o microcontrolador faz uma escrita numa determinada posição de memória, cujo endereço 8000 h representa os sinais para habilitação deste no CI 74HC138 (pinos 1, 2 e 3), o que resulta em nível zero no pino 3 do ADC0804 ( $\overline{WR}$  : *Write*). Com isso, o conversor analógico-digital inicia a conversão do sinal analógico para um valor digital. Quando terminado após um intervalo de 100 $\mu$ s, o conversor A/D manda um pedido de interrupção (sinal  $\overline{INTR}$ , pino 5 do ADC0804, vai a nível zero), fazendo com que o microcontrolador execute a rotina de interrupção externa 0 (correspondente ao sinal  $\overline{INT0}$ ). Esta rotina, faz com que o microcontrolador leia a posição de memória 8000 h, ou seja, o sinal  $\overline{RD}$  vai a nível zero e permite que o conversor A/D transfira o valor convertido para o 8031 pelo barramento de dados (*DATA BUS*). A temporização dos sinais do conversor A/D (*timing*) é mostrado na figura 4-6, a seguir:

O procedimento mencionado acima revela como é feita a amostragem da tensão de saída na carga. De posse deste valor digital convertido, o microcontrolador por meio do seu Circuito de Lógica e Controle, utiliza-o para determinar a largura exata do pulso de comando dos interruptores bidirecionais em corrente.

#### 4.3.4 - Geração dos Pulsos de Comando dos Interruptores

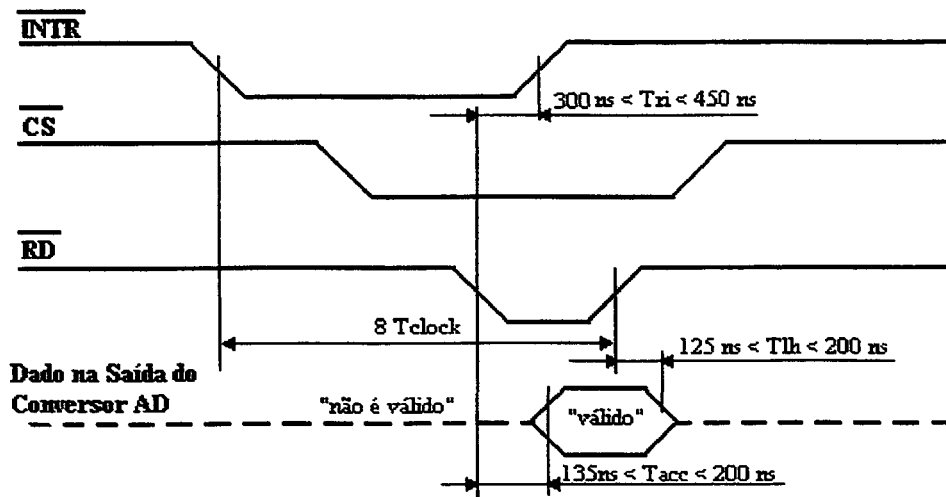
O procedimento para gerar pulsos de comando dos interruptores é uma subrotina do programa de controle gravado em uma EPROM 27256. O microcontrolador 8031 fica em estado de espera, aguardando um pedido de interrupção ( $\overline{INT1}$ ), sinalizando-o de que a tensão de fase da rede passou por zero. A partir deste instante, reconhecida a interrupção, o programa sofre um desvio para o endereço do vetor de interrupção externa 1. É importante neste exato momento esclarecer alguns detalhes da nova estratégia de controle para que se tenha uma perfeita compreensão deste trabalho.

### Início de conversão:



(a)

### Leitura do valor convertido:



(b)

Figura 4-6: (a) e (b) Sinais de Temporização do Conversor A/D.

A faixa de duração do pulso está compreendida entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$ . Caso a largura do pulso seja  $\alpha$  graus (nível alto), seu complemento será chamado de  $\beta$  graus (nível baixo), cujo valor corresponderá a  $30^\circ - \alpha$ . A estratégia de controle utilizada em [2] e [4] consiste em iniciar o comando dos pulsos com o ângulo  $\alpha$  e na seqüência,  $\beta$ . Já a nova estratégia proposta neste trabalho fornece vantagens ainda maiores principalmente no que se refere a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) relatadas posteriormente.

Dando continuidade à operação para geração de comando dos interruptores, a rotina de tratamento da  $\overline{\text{INT1}}$  orienta o temporizador interno T0 a contar um tempo relativo ao ângulo  $\beta$  graus, previamente determinado e armazenado em uma posição de memória RAM interna. Durante este tempo, o microcontrolador mantém a porta P1 em nível baixo. Depois de executada, o microcontrolador retorna novamente ao estado de espera, aguardando um novo pedido de interrupção, agora por parte deste temporizador interno, haja visto que T0 acabou de sofrer um “*overflow*”, pois sua contagem ultrapassou o valor FFFFh.

Reconhecido o pedido, o microcontrolador sofre um novo desvio e a rotina de interrupção do Timer 0 faz com que o T0 conte um tempo relativo ao ângulo  $\alpha$  graus, cujo ângulo já está armazenado numa posição de memória RAM interna. Neste momento, quando o T0 inicia esta contagem, a porta P1 recebe a ordem para permanecer em nível alto.

A figura 4-7 ilustra a forma de onda dos pulsos de comando dados aos interruptores bidirecionais (MOSFETs) disponíveis na porta P1, a seguir :

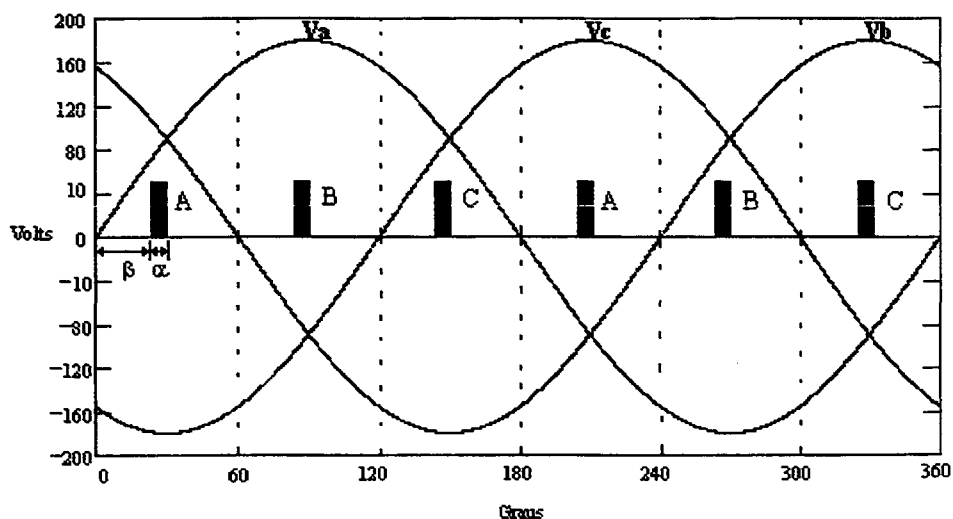


Figura 4-7: Pulsos de Comando dos Interruptores MOSFETs.

Para gerar os pulsos nas fases A, B e C, a rotina de interrupção interna Timer 0 deverá ser reentrante, isto é, há uma “flag” (sinalizador) que indica quando a porta P1 estará em nível alto ou baixo, de acordo com a lógica já determinada. Esta “flag” é simbolizada no programa de controle como sendo **flag.0**.

Utilizando apenas um Circuito de Sincronismo, o microcontrolador gera um pulso de acordo com o procedimento mencionado acima, e os demais são reproduzidos em intervalos de 60° ou 2,789ms. Desta forma, economiza-se dois Circuitos de Sincronismo para as demais tensões de fase da rede, em compensação, uma pequena desvantagem acaba surgindo: o sistema de geração de pulsos fica um pouco sensível à variação da frequência da rede, em outras palavras, o pulso poderá ter um avanço ou atraso em décimos de microsegundos. Dentre estas duas possibilidades - avanço ou atraso - no pulso de comando, o problema mais grave reside no atraso porque a chave bidirecional poderá conduzir num sentido da corrente ir da carga à rede, provocando uma “curva negativa” na forma de onda da corrente dos interruptores MOSFETs. Este efeito será analisado no capítulo dos resultados experimentais. De antemão, faz-se um pequeno avanço, em décimos de microsegundos, via *software* no início da contagem dos tempos relativos aos ângulos  $\alpha$  e  $\beta$ .

A saída da porta P1 do microcontrolador 8031 pode alimentar ou drenar uma carga TTL, ou várias cargas MOS diretamente sem *pull-up* externos. Como ela não é suficiente para acionar os Circuitos de Alimentação dos MOSFETs (*drives*), utilizou-se um inversor 7416 (driver de sinal) que intensifica o sinal da porta P1. Como resultado, a forma de onda do pulso de comando dos interruptores MOSFETs vista na figura 4-7 passa a ser a saída do circuito integrado 7416 (pinos 2, 4 e 6) e a porta P1 assume um valor “complementar deste sinal” (forma inversa destes pinos 2, 4 e 6 do 7416).

### 4.3.5 - Circuito de Alimentação dos Interruptores ( Drives )

A função do Circuito de Alimentação dos Interruptores é acionar os interruptores à entrada em condução ou bloqueá-los, respeitando naturalmente o comando enviado do microcontrolador 8031. É fundamental que os *drives de comando* estejam isolados do microcontrolador e, para isto foi utilizado um isolador óptico TIL 111.

A figura 4-8 apresenta o Circuito de Alimentação dos Interruptores composto por um circuito integrado inversor 7416 (*drive* de sinal) e um Circuito Isolado de Comando dos MOSFETs.



## 4.4 - Diagrama Completo do Circuito de Comando e Controle

Compondo todos os circuitos vistos anteriormente, tem-se o Circuito de Comando e Controle completo, conforme ilustra a figura 4-10.

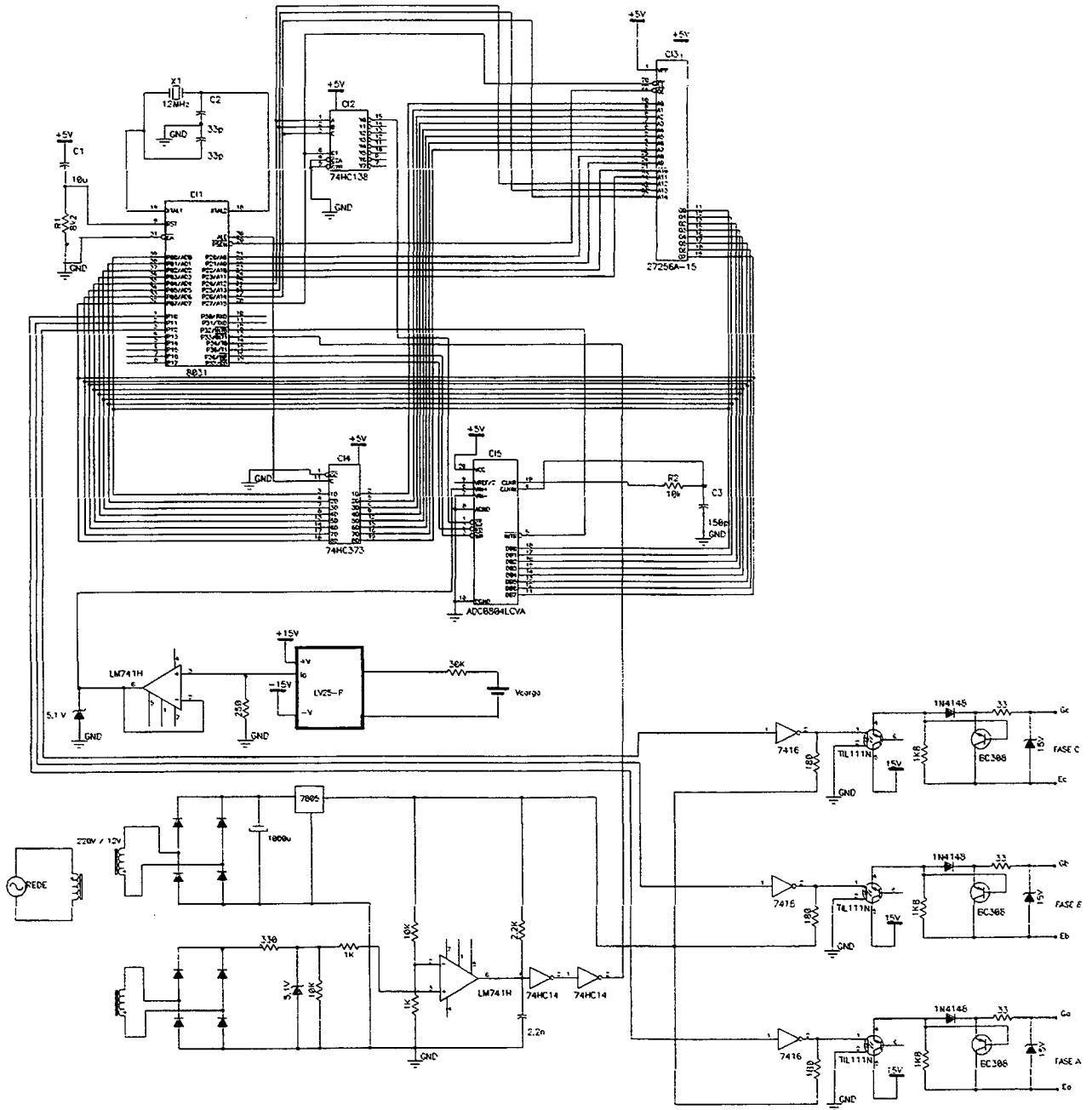


Figura 4-10: Circuito de Comando e Controle Digital.

## 4.5 - Conclusão

Este capítulo apresentou os circuitos empregados para o comando e controle digital do retificador trifásico, como o circuito de sincronismo, circuitos de disparo dos interruptores (*drives*), circuito de amostragem da tensão de saída do conversor e o circuito digital com o microcontrolador, onde pôde-se observar algumas dificuldades no que se diz respeito à implementação.

As dificuldades no laboratório foram todas relatadas em detalhes com o intuito de esclarecimento ao reproduzir este trabalho, tomando-se consciência dos pequenos problemas futuros a serem encontrados.



# CAPÍTULO V

## SOFTWARE DE CONTROLE

### 5.1 - Introdução

Todas as decisões que o microcontrolador 8031 deverá executar para que cumpra com os propósitos originais - máximo fator de potência e tensão de saída estabilizada - são frutos do programa de gerenciamento e controle do conversor CA-CC residente em uma memória EPROM.

Este programa apresenta uma estrutura principal, a qual estão contidas todas diretrizes de acesso às subrotinas, estas por sua vez desempenham tarefas diferenciadas, por exemplo, existe uma rotina de tratamento da interrupção externa 0, 1 e interna referente à temporização dos pulsos de comando. Outras são responsáveis pelo cálculo do ângulo  $\alpha$  (largura do pulso) e o cálculo dos ângulos  $\beta$  (igual a  $30^\circ - \alpha$ ) e  $\gamma$  (igual a  $60^\circ - \alpha$ ), armazenando-os em posições de memória na RAM interna.

O presente capítulo tem como objetivo descrever toda a idéia que motivou a criação do programa, incluindo-o a fim de que se tenha total compreensão do sistema.

### 5.2 - Aspectos Gerais do Sistema de Controle

#### 5.2.1 - O Programa Principal

O capítulo IV configurou um sistema de controle digital em nível de *hardware*, indicando circuitos dedicados a cumprir tarefas específicas, por exemplo, a detecção da passagem por zero da tensão de fase da rede é feita pelo Circuito de Sincronismo, a leitura da tensão de saída da carga é feita através do Circuito de Amostragem e Controle, e assim por diante. Observa-se que é fundamental fazer uma administração dos dados coletados por estes circuitos e comandos a serem executados para o

sucesso e harmonia dos componentes integrantes ao sistema. Desta forma, toda a lógica de controle está baseado em um fluxograma ilustrado na figura 5-1 abaixo.

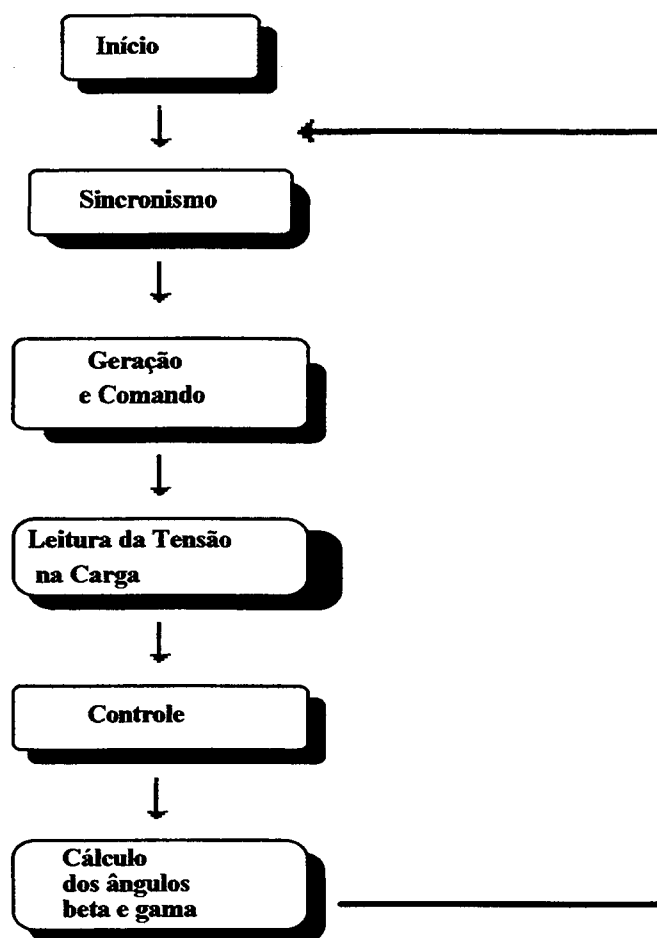


Figura 5-1: Fluxograma do Sistema de Controle.

O fluxograma acima representa o programa principal, o qual permite o acesso às diversas subrotinas do sistema. A primeira etapa do controle digital se dá na inicialização de algumas variáveis, calculadas previamente ou habilitadas de acordo com a necessidade, que permitirão o pleno funcionamento do conversor CA-CC.

O trecho do programa abaixo ilustra a subrotina de inicialização e o programa principal.

Programa Principal
--------------------

```

;
program:

lcall inic                ; rotina de inicialização
    lcall wait           ; rotina de espera
    lcall calalfa        ; rotina de cálculo dos ângulos β e γ
    setb EX1             ; bit 2 EX1 = 1 habilita a INT1
    setb EX0             ; bit0 ( EX0 ) = 1 habilita a INTO
    setb ET0             ; habilita interrupção TIMER 0
aqui:  sjmp aqui

```

Subrotina de Inicialização
----------------------------

Esta subrotina faz inicialização de diversas variáveis, entre elas:

- **alfa** (formada pela parte mais significativa **halfa** e menos significativa **lalfa**)
- **beta** (formada pela parte mais significativa **hbeta** e menos significativa **lbeta**)  
*beta = 30 graus - alfa*
- **compla** (formada pela parte mais significativa **hcompla** e menos significativa **lcompla**), onde  
*compla = NOT (alfa)*
- **supla** (formada pela parte mais significativa **hsupla** e menos significativa **lsupla**), onde  
*supla = 60 graus - alfa*
- **Vref** é a tensão de referência na carga, desejada pelo usuário
- **Vad** é a tensão amostrada na carga
- **maxalfa** (formada pela parte mais significativa **maxah** e menos significativa **maxal**) é o valor máximo que pode atingir **alfa**
- **minalfa** (formada pela parte mais significativa **minah** e menos significativa **minal**) é o valor máximo que pode atingir **alfa**

```

;
inic:
    mov maxal,#058h      ; variáveis de controle: alfa, beta, compla e supla.
    mov maxah,#05h      ; valor maxalfa = 0558h
    mov minal,#00h
    mov minah,#00h      ; valor minalfa = 0000h
    mov lalfa0,#00h
    mov halfa0,#00h     ; valor inicial de alfa0 = 0000h
    mov lalfa,#01h
    mov halfa,#00h      ; valor inicial de alfa = 0001h
    mov lbeta,#0CCh
    mov hbeta,#0FBh     ; valor inicial de beta = FBCCh
    mov lcompla,#0FEh
    mov hcompla,#0FFh   ; valor inicial de compla = FFFEh
    mov lsupla,#0CCh
    mov hsupla,#0F6h    ; valor inicial de supla = F6CCh
    mov vref,#80h       ; valor de tensão de referência: Vref = 80h (equivale a Vref = 120 V)
    mov vad,#80h        ; valor inicial de Vad = 80h

```

```

mov ek,#00h           ; erro : ek = vref - vad
clr flag.1
mov fmax,#50h
mov fmin,#10h
mov angmin,#5d
mov angmed,#24d      ; 47d = 1 grau
mov langmax,#18h
mov hangmax,#01h
mov tespera,#100d   ; tempo de espera antes de iniciar o controle do sistema: 59s
mov SP,#0007h
mov R4,#03h         ; número de pulsos em um semi-período da rede
mov IP,#04h         ; bit 2 PX1 = 1 prioridade alta para INT1
;                  ; bit0 PX0 = 0 prioridade baixa para INT0
;                  ; habilita todas as interrupções
setb EA             ; bit0 ( IT0 ) = 1 atua em edge negativo para INT0
setb IT0
clr EX1
setb IT1           ; bit 2 IT1 = 1 atua em edge negativo para INT1
mov TMOD,#00100001b ; T0 e' temporizador e recebe sinal interno
clr flag.0         ; Flag : bit 0 do byte 20h
;                  ; bit 0 = 0 --> ângulo beta ( 30 graus - alfa ) = complementar;
;                  ; bit 0 = 1 --> ângulo alfa;
ret

```

No decorrer deste capítulo, as variáveis acima serão apresentadas com suas respectivas funções.

## 5.2.2 - Subrotina de Sincronismo ( Interrupção Externa 1 )

Esta etapa consiste em sincronizar toda a ação do microcontrolador 8031, desde os cálculos dos pulsos de comando até o envio destes aos interruptores bidirecionais em corrente, com a passagem por zero da tensão de fase da rede elétrica.

Na execução do programa principal, a CPU fica em estado de espera aguardando o pedido de interrupção externa 1, referente ao sinal enviado pelo Circuito de Sincronismo no pino 13 do microcontrolador 8031. Ao ser reconhecido este pedido, o programa se desvia para o endereço do vetor de tratamento da  $\overline{INT1}$ , o qual aponta para a subrotina de sincronismo. Esta, por sua vez, indica quais as tarefas que deverão ser executadas como, por exemplo, a correção da referência em que a tensão de fase passa por zero. Ou melhor, as figuras 4-2 e 4-3 mostraram que a tensão de fase da rede elétrica se localiza em um intervalo de tempo definido pela sua retificação ao ser comparada em dois

pontos com um nível CC na entrada inversora do amplificador operacional LM311, já apresentado anteriormente.

A figura 5-2 ilustra o procedimento de acesso a subrotina de sincronismo citado acima por meio de um fluxograma.

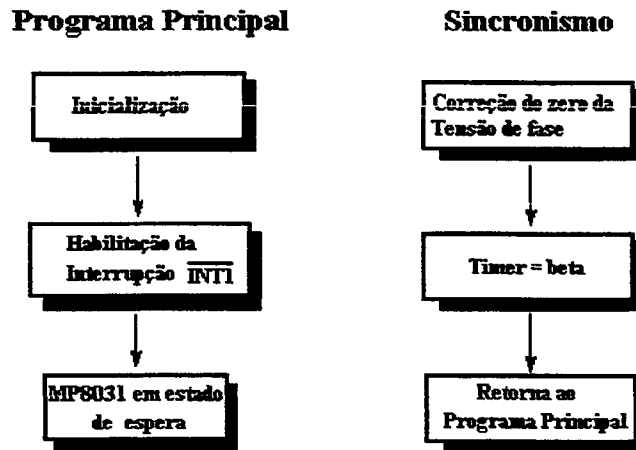


Figura 5-2: Fluxograma de Sincronismo.

Sem dúvida, uma das etapas críticas de implementação do programa na prática, foi detectar o momento **exato** da passagem por zero e promover um certo defasamento na referência para geração dos pulsos de comando. Encontra-se abaixo o trecho do programa responsável pela correção do zero da tensão de fase.

#### Subrotina de Sincronismo

```

;
;
; Subrotina de tratamento da Interrupção Externa 1 (INT1)
;
; Coloca a porta P1 em nível 0 durante o intervalo definido pelo ângulo β
;
incrp1:
  push PSW
  push ACC
  clr EX1
  mov R2,#179d ; esta variável é responsável pela exatidão da passagem por zero da tensão
  right: nop ; ou melhor, este valor 179d corresponde ao ajuste de sincronismo, isto é
  djnz R2,right ; o momento exato da passagem da tensão de fase por zero
;
  
```

### 5.2.3 - Subrotina de Geração do Comando

Esta subrotina tem como finalidade calcular os ângulos  $\beta$  e  $\gamma$  a partir do ângulo  $\alpha$  previamente determinado na subrotina de controle. Com estes ângulos, gera-se a seqüência de pulsos para o comando dos MOSFETs. Esta subrotina é denominada *subrotina de temporização*.

O diagrama em blocos do cálculo, geração e envio dos pulsos de comando aos MOSFETs é mostrado na figura 5-3.

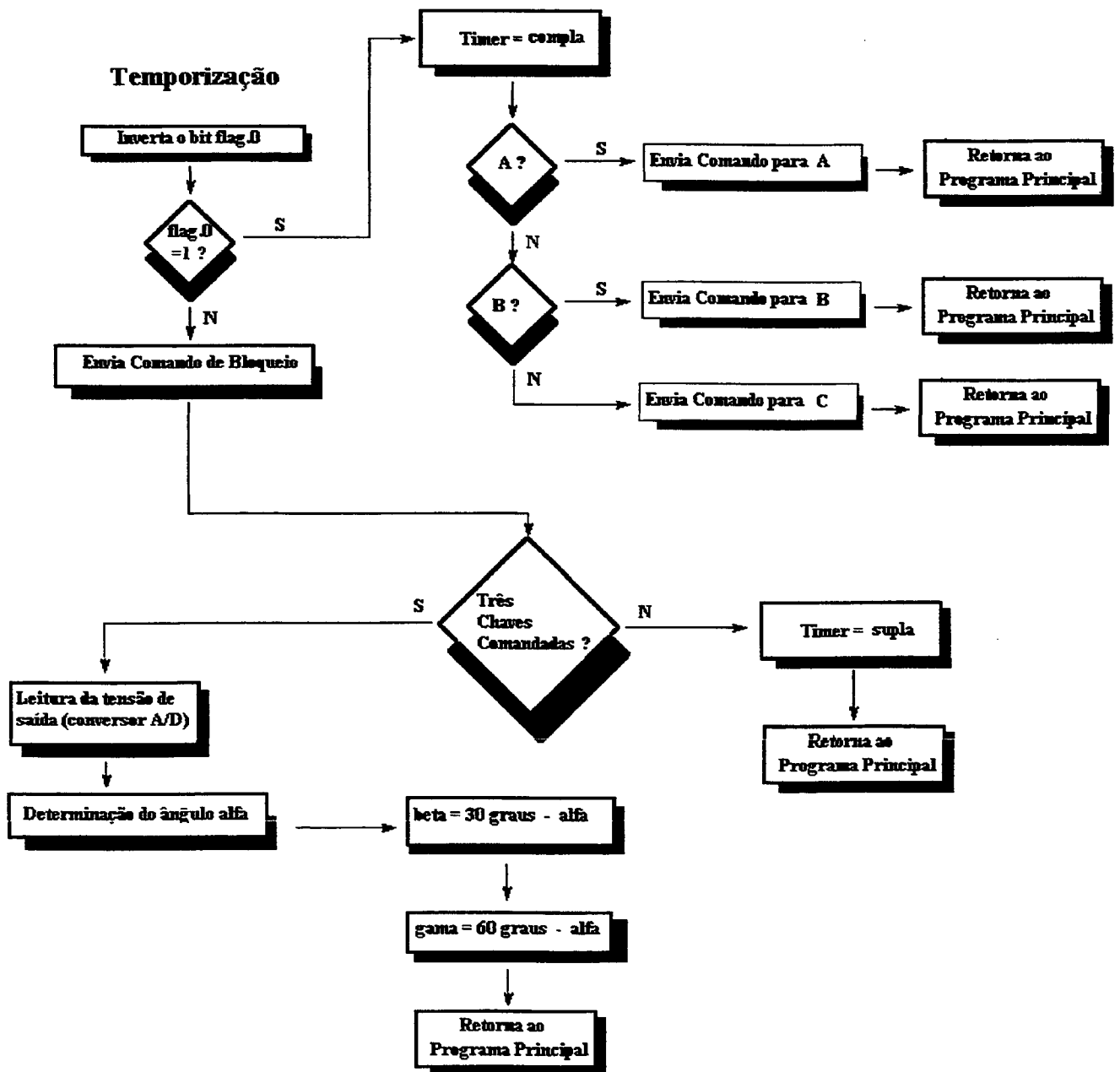


Figura 5-3: Fluxograma do Cálculo e Geração dos Pulsos de Comando.

A detecção da passagem por zero é feita referenciando a tensão de fase A da rede elétrica em **seqüência negativa**, ou melhor, o giro dos fasores  $V_a$   $V_b$   $V_c$  em **sentido horário**. Nestas condições, o programa envia um pulso para cada MOSFET - A, B e C - seguindo esta ordem, conforme ilustra a figura 5-4 abaixo.

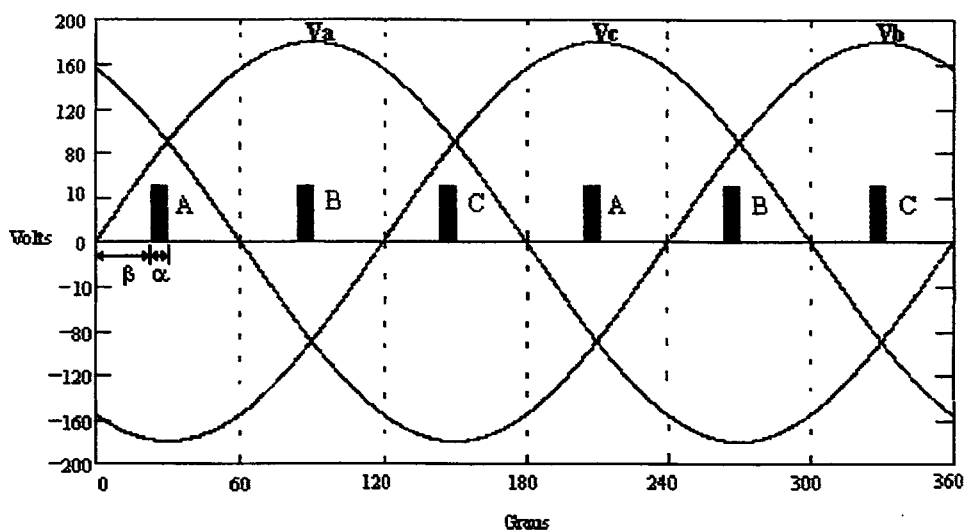


Figura 5-4: Pulsos enviado aos MOSFETs A, B e C.

Quando o microcontrolador 8031 sofre uma interrupção externa do tipo 1, o programa desvia para a subrotina de sincronismo onde executa a tarefa de contagem do tempo referente ao ângulo  $\beta$ , enquanto a porta P1 permanece em nível alto, já que depois este sinal passará por uma porta lógica inversora do CI 7416. Após terminada esta tarefa, o programa retorna a rotina principal em que a CPU fica aguardando seu temporizador interno Timer 0 interrompê-la. Reconhecido o pedido, imediatamente o programa principal desvia para a subrotina do temporizador, onde executa a tarefa de contagem do tempo referente ao ângulo  $\alpha$ , enquanto a saída da porta lógica inversora do CI 7416 fica em nível alto. Neste instante, o MOSFET A recebe o comando de conduzir, bloqueando-se no término desta contagem. Repete-se este procedimento para os MOSFETs B e C, lembrando-se que há um defasamento correspondente ao ângulo  $\gamma$  igual a  $30^\circ + \beta$ , ou  $60^\circ - \alpha$  graus. Por isso é que se deve obedecer **rigorosamente a seqüência de fases da rede**.

A figura 5-5 ilustra o diagrama temporal dos pulsos de comando enviados aos interruptores bidirecionais.

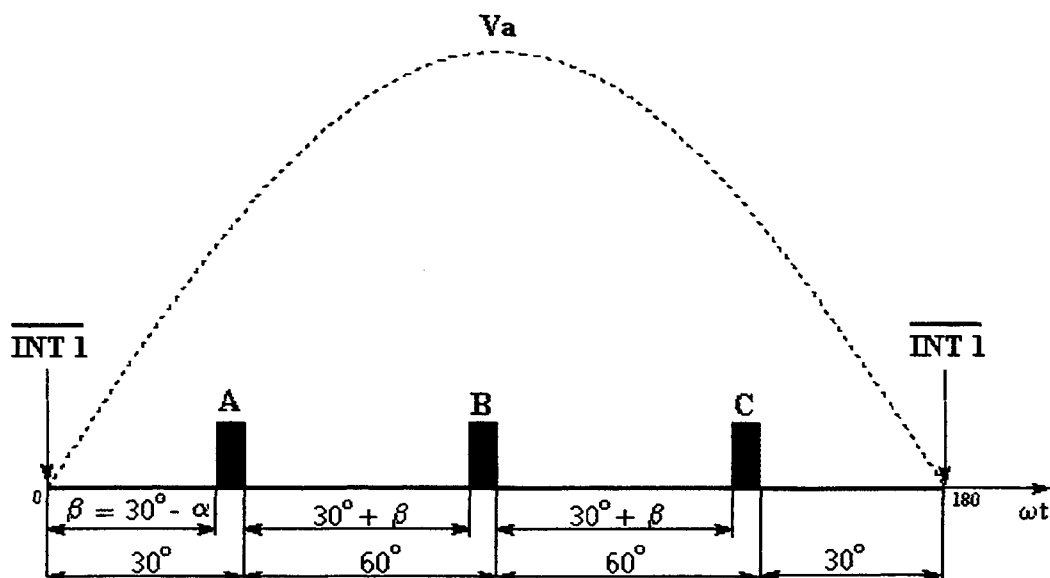


Figura 5-5: Diagrama Temporal dos Pulsos de Comando.

Para que a subrotina de temporização consiga gerar os pulsos A, B e C, o timer deverá contar valores relativos aos ângulos já descritos acima. O cálculo de conversão do tempo de contagem ao ângulo de disparo, dá-se a seguir.

$$t_{\alpha} = \alpha \cdot \frac{8,333 \text{ ms}}{180^{\circ}} \quad \text{Eq. 5-1}$$

Ou ainda,

$$t_{\alpha} = \frac{\alpha}{21600} [\text{ms}] \quad \text{Eq. 5-2}$$

Como o ângulo  $\alpha$  máximo é  $30^{\circ}$ , então o tempo correspondente será aproximadamente 1,389ms. O menor tempo de execução de uma instrução do microcontrolador 8031 é dado, por exemplo, pela instrução NOP, a qual necessita 12 pulsos de *clock* ou  $1\mu\text{s}$ , já que a frequência de *clock* considerada é 12 MHz.

Um ponto importante referente ao timer é o valor da contagem: a cada incremento no seu registro, este temporizador demorará  $f_{\text{clock}} / 12$ , ou melhor,  $1\mu\text{s}$ . Assim, para fazer com que o pulso de comando tenha duração 1,389ms, o valor de contagem deverá ser 1389d (decimal).



Observa-se no fluxograma da figura 5-3 que o timer ora recebe a variável *supla*, definido pelo valor de  $\alpha$  mais uma constante F525 h (hexadecimal), ora  $\beta$ , cujo valor é dado pela soma de  $\alpha$  com a constante FAA7 h (hexadecimal).

Estas constantes podem ser obtidas da seguinte maneira :

**Valor da contagem = 1389d** (referente a um ângulo 30°).

Como as instruções iniciais da subrotina de interrupção gastam 21 $\mu$ s antes do disparo do temporizador, então, desconta-se do valor da contagem que o timer receberá, ou seja:

**Valor da contagem = 1368d ou 0558 h;**

Este número 1368d corresponde ao valor do *ângulo máximo de condução*  $\alpha$  dos MOSFETs.

Lembrando-se que o timer encerra sua contagem em FFFF h (*overflow*), então o *valor inicial da contagem de  $\beta$*  será :

**Valor inicial da contagem = FFFF h - 0558 h = FAA7 h ;**

Analogamente, o ângulo 60° corresponde a 2,778 ms, resultando em um valor de contagem igual a 2778d. Subtraindo de FFFF h, tem-se o *valor inicial da contagem de  $\gamma$  (supla)* :

**Valor inicial da contagem = F525 h ;**

A partir destas constantes, os ângulos  $\beta$  e  $\gamma$  são determinados com a soma do valor da contagem de  $\alpha$ . Na verdade, fazer este somatório significa calcular : (30° -  $\alpha$ ) e (60° -  $\alpha$ ), respectivamente.

Claramente, estes detalhes são vistos no trecho do programa que se segue, abaixo.



```

prima:
    cjne R4,#02h,segu
    clr P1.1           ; P1.1 : disparo do Mosfet B
    jmp xend
segu:
    clr P1.2           ; P1.2 : disparo do Mosfet C
xend:
    pop ACC
    pop PSW
    reti

baixo:
    mov A,#0FFh       ; temporizador continua parado
    mov P1,A           ; porta P1 em nivel alto

    djnz R4,above     ; As três chaves foram comandadas ? Caso afirmativo, desvio para above
    clr TR0
    mov R4,#03h
    mov R5,#60d
    mov DPTR,#8000h   ; inicio de conversão A/D
    movx @DPTR,A

tmpconv:
    djnz R5,tmpconv   ; Tempo máximo de conversão = 120µs

    lcall control
    lcall calalfa

    pop ACC
    pop PSW
    reti

above:
    mov A,lsupla
    mov TL0,A         ; TH0 TL0 ← supla
    mov A,hsupla
    mov TH0,A
    setb TR0          ; inicio da contagem

    pop ACC
    pop PSW
    reti

```

Subrotina de Cálculo do ângulo beta, compla e supla a partir do ângulo alfa
---

```

;
;
;
;
calalfa:
  push PSW
  push ACC
  mov A,#0A7h           ; parte baixa do valor onde inicia o pulso
;                       ; descontado o tempo de execução das instruções
;                       ; na subrotina de interrupção antes do disparo do
;                       ; temporizador ( = 252 pulsos de clock ou 21µs )
;
;                       ; O valor inicial teórico do pulso e' FA92h.
;
;                       ; Somando 21d, temos :
;
;                       ; O valor inicial do pulso compensado e' FAA7h
;
  clr ac                ; zera o half-carry
  clr cy                ; zera o carry
  add A,lalfa           ; cálculo do ângulo beta
  mov lbeta,A
  mov A,#0FAh           ; beta = 30 graus - alfa
  addc A,halfa
  mov hbeta,A
  clr cy
  clr ac                ; cálculo do complemento de alfa
  mov A,lalfa           ; compla = NOT (alfa)
  cpl A
  mov lcompla,A
  mov A,halfa
  cpl A
  mov hcompla,A

  clr cy                ; cálculo do ângulo 60 - alfa
  clr ac
  mov A,lalfa

  add A,#025h           ; O valor inicial e' F525h ( equivale a 60 graus - alfa )
;
  mov lsupla,A
  mov A,halfa
  addc A,#0F5h
  mov hsupla,A

  pop ACC
  pop PSW
  ret

```

### 5.2.4 - Subrotina de Leitura da Tensão na Carga

Basicamente, o início da conversão da tensão se dá por uma operação de escrita no endereço 8000 h e, transcorrido 100 $\mu$ s, o próprio conversor A/D gera uma  $\overline{INT0}$ , indicando que o valor digital está pronto e disponível no barramento de dados. A rotina de tratamento da interrupção externa 0 se encarrega de fazer uma operação de leitura no endereço 8000 h a fim de que o dado seja transferido para o microcontrolador 8031, armazenando-o em uma determinada posição de memória da RAM interna.

A figura 5-6 ilustra em diagrama de blocos o funcionamento da subrotina de leitura da tensão na carga.

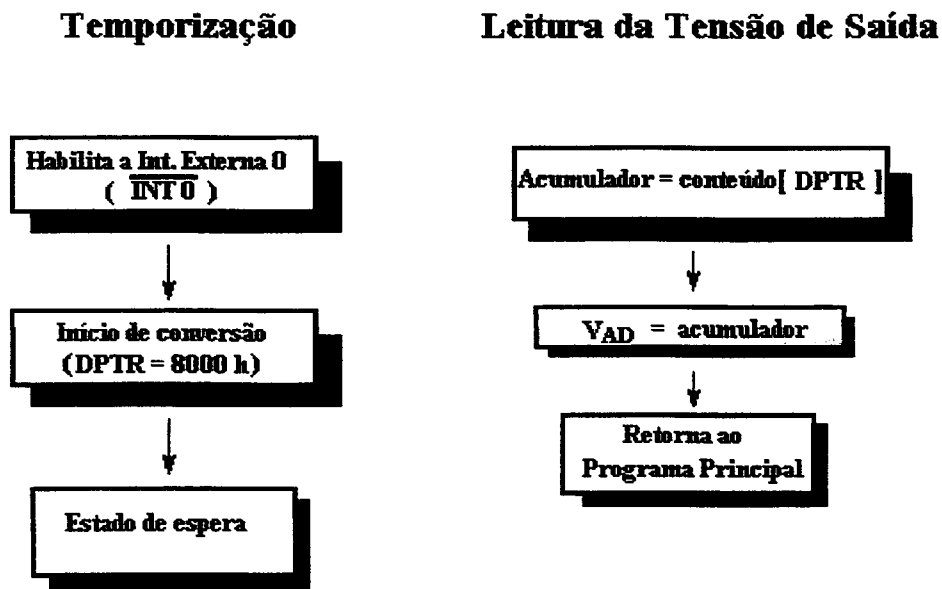


Figura 5-6: Fluxograma da Leitura da Tensão na Carga.

O trecho do programa que descreve o controle do Circuito de Amostragem da Tensão na Carga está inserido na subrotina de Temporização, o qual é destacado a seguir.

Subrotina do Temporizador
---------------------------

```

;          ( ... outras instruções )
clr TR0
  mov R4,#03h
  mov R5,#60d
  mov DPTR,#8000h ; inicio de conversao A/D
  movx @DPTR,A

tmpconv:
  djnz R5,tmpconv ; tempo de espera para conversão do sinal analógico em digital
;          ( outras instruções... )

reti

```

Subrotina de Leitura da Tensão na Carga
---

```

;          Subrotina de tratamento da Interrupção Externa 0 (  $\overline{\text{INT0}}$  )
;
;
inter0:
  push PSW
  push ACC
; observação: como neste programa é usado o registro DPTR apenas
; para armazenar o endereço 8000 h, não é necessário acrescentar nesta
; subrotina a instrução: mov DPTR, # 8000 h

  movx A,@DPTR ; leitura da tensão amostrada na carga
  mov vad,A ; Vad <- valor da tensão amostrada

  pop ACC
  pop PSW
  reti

```

### 5.2.5 - Subrotina de Controle

Para o funcionamento do conversor CA-CC, deve-se estabelecer uma estratégia de controle que possa assegurar os propósitos originais deste trabalho visando sempre a simplicidade e eficiência em sua implementação.

Esta subrotina representa o “pilar mestre” do programa de controle, pois reúne todas as informações das demais rotinas, naturalmente além do *hardware*, no gerenciamento deste sistema, nas tarefas de disparo dos pulsos de comando dos MOSFETs e regulação da tensão de saída.

Conforme seja o nível de tensão na carga em relação a um valor pré-determinado e imposto pelo usuário ao programar na memória RAM interna do microcontrolador, o sistema de controle deverá ser capaz de aumentar ou diminuir a largura do pulso para que minimize esta diferença, tornando estável a saída do retificador trifásico.

Numa visão macroscópica, tem-se todo o sistema de controle digital ilustrado na figura 5-7, a seguir.

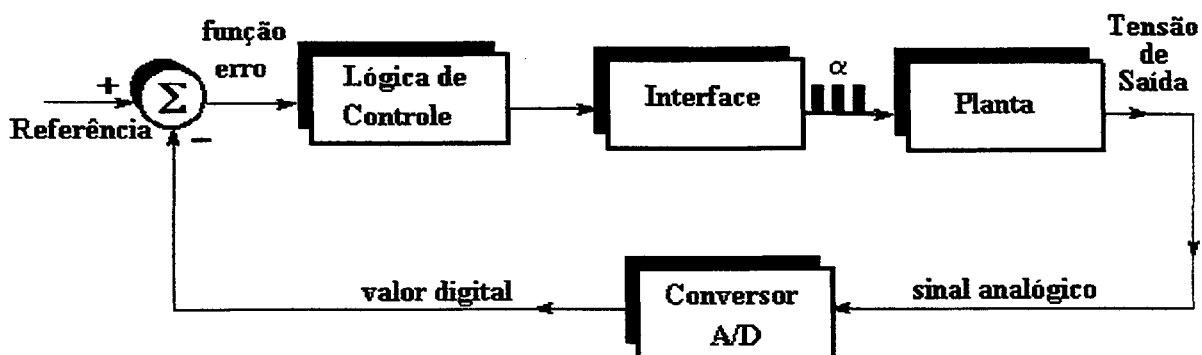


Figura 5-7: Sistema de Controle Digital.

Ao observar o diagrama em blocos acima, identifica-se a *referência* como sendo um valor correspondente à tensão na carga (condição imposta pelo usuário). A *interface* são os Circuitos de Alimentação dos MOSFETs ( drives ) e a *planta*, refere-se ao Circuito de Potência.

A realimentação do sistema é feita pelo Circuito de Amostragem da Tensão na Carga enquanto o gerenciamento de todas estas informações é feito pelo programa de controle no bloco de *controle*.

A estratégia de controle empregada neste trabalho é simples e eficaz, pois os resultados obtidos estiveram dentro da estimativa prevista para um bom funcionamento do sistema conforme pode ser visto no capítulo VI.

A idéia de controle é fruto de uma análise sobre o funcionamento do conversor CA-CC a partir do momento que se tem em mãos a curva característica de saída deste, conforme ilustrada na figura 5-8.

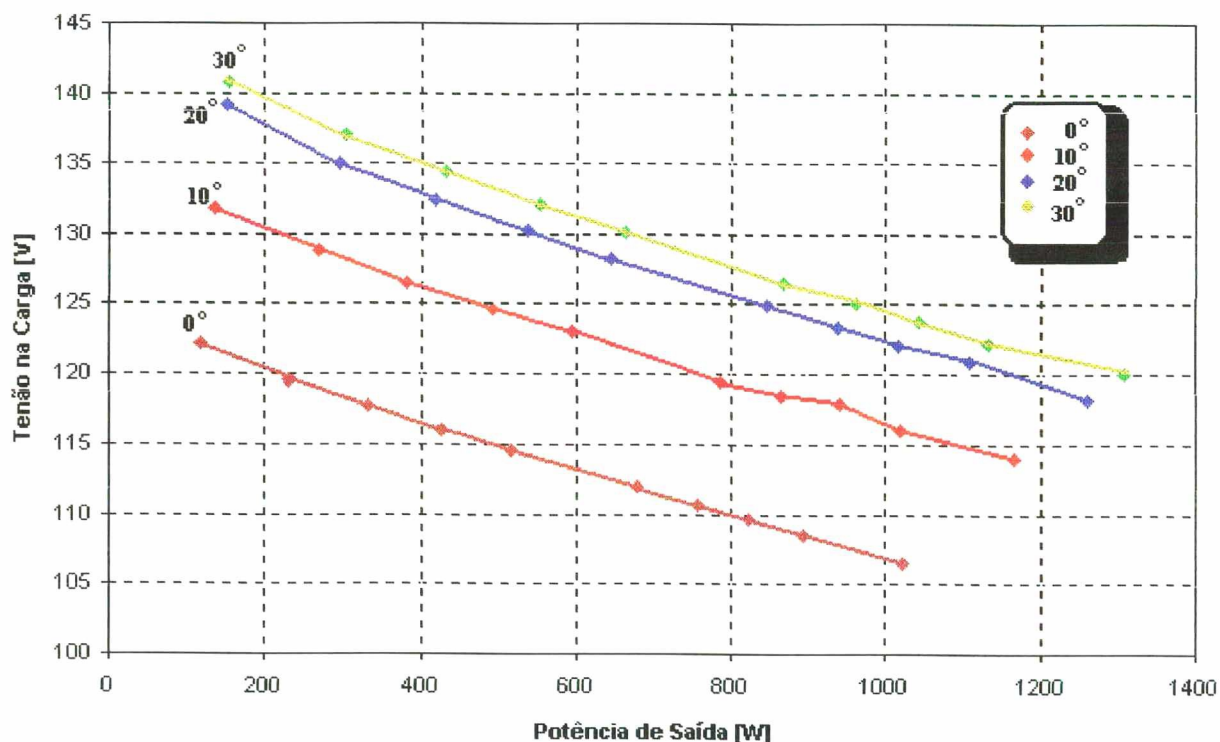


Figura 5-8: Curva Característica de Saída do Conversor CA-CC.

Na figura 5-8, encontra-se no eixo das ordenadas a tensão de saída referenciada a partir da tensão eficaz de entrada fase-fase, cujo valor é aproximadamente 91V. Esta tensão de entrada não é usual (utilizada industrialmente), contudo com o intuito de comprovar a estratégia de controle é perfeitamente válida. Por isso é que foram feitos alguns ajustes - por exemplo, reduziu-se a tensão de fase-neutro de 220 V para 91V - para que se obtivesse a extração da potência nominal do conversor CA-CC mantendo constante os valores dos indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  iguais a 4,02mH. O eixo das abscissas é dado pela potência de saída do retificador trifásico  $P_{out}$  em [W]. A curva característica de saída do conversor CA-CC foi obtida através de simulações.



É importante ressaltar que, inicialmente, a regulação desejada da tensão na carga é 120V. A partir deste valor, divide-se a curva característica do retificador trifásico em duas partes simétricas. Sabe-se que os valores extremos de um número de 8 bits são 00h a FFh, então, atribui-se convenientemente 80 h ao valor 120 V da tensão de saída. Lembra-se que o projeto do Circuito Isolador e Adaptador foi baseado na excursão da tensão na carga de 0 V a 240 V.

Analisando a figura 5-7, conclui-se:

$$e(kT) = V_{REF} - V_{AD}(kT) \quad \text{Eq. 5-3}$$

onde,

- $T$  : período de amostragem da leitura de valores discretos no tempo;
- $e(kT)$  : função erro discretizado no último período de amostragem (erro presente);
- $V_{AD}(kT)$  : valor digital convertido pelo Circuito de Amostragem da Tensão na Carga;
- $V_{REF}$  : valor da tensão de saída regulada imposto pelo usuário. Neste caso,  $V_{REF} = 80h$ ;

Denomina-se por *quadrante positivo*, a região em que o erro  $e(kT)$  é maior que zero, ou seja, de acordo com a Equação 5-3, encontra-se abaixo do valor 80 h ou 120 V. Analogamente, o *quadrante negativo* localiza-se na região acima do eixo de simetria, quando o erro  $e(kT)$  é negativo.

Em cada um dos quadrantes acima, foram definidas três novas regiões, limitadas por valores representados abaixo na figura 5-9:

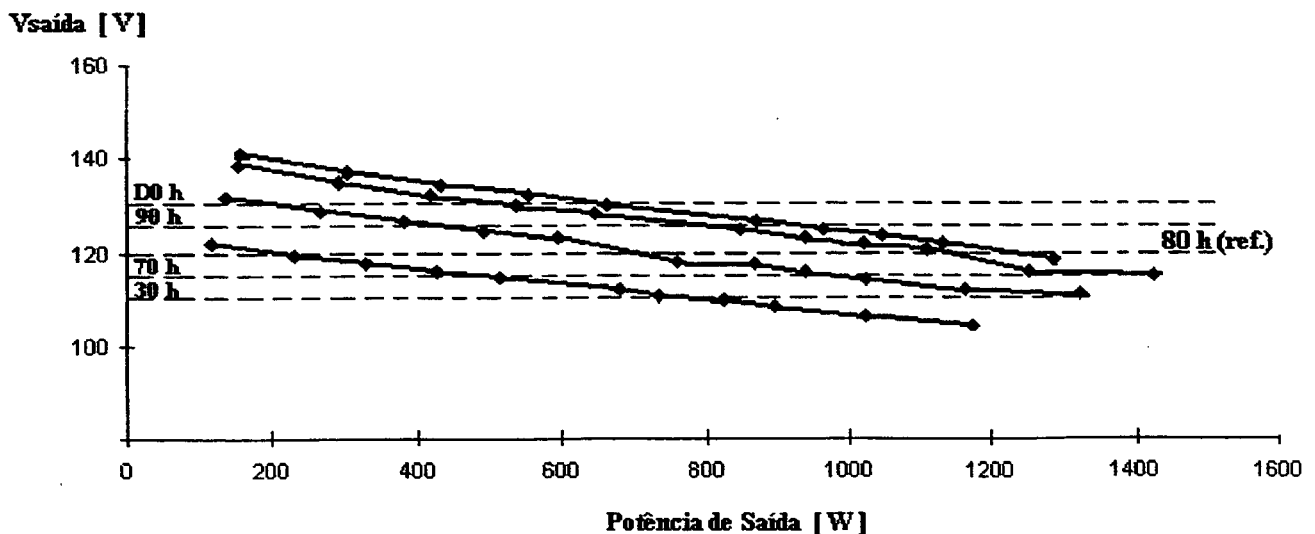


Figura 5-9: Regiões de Controle.

A figura 5-9 elucida a idéia de que quando o erro  $e(kT)$  for *negativo*, significa uma elevação da tensão na carga, conseqüentemente a medida a ser tomada pelo microcontrolador 8031 é *diminuir* a largura do pulso de comando dos MOSFETs a fim de que a resposta (tensão de saída) retorne ao valor desejado pelo usuário. Considere o caso contrário - erro positivo - de forma análoga à análise feita anteriormente. A medida neste caso será de aumentar a largura do pulso de comando, resultando em uma transferência maior de potência à carga e um aumento na tensão de saída.

Construiu-se o fluxograma representado na figura 5-10, a seguir.

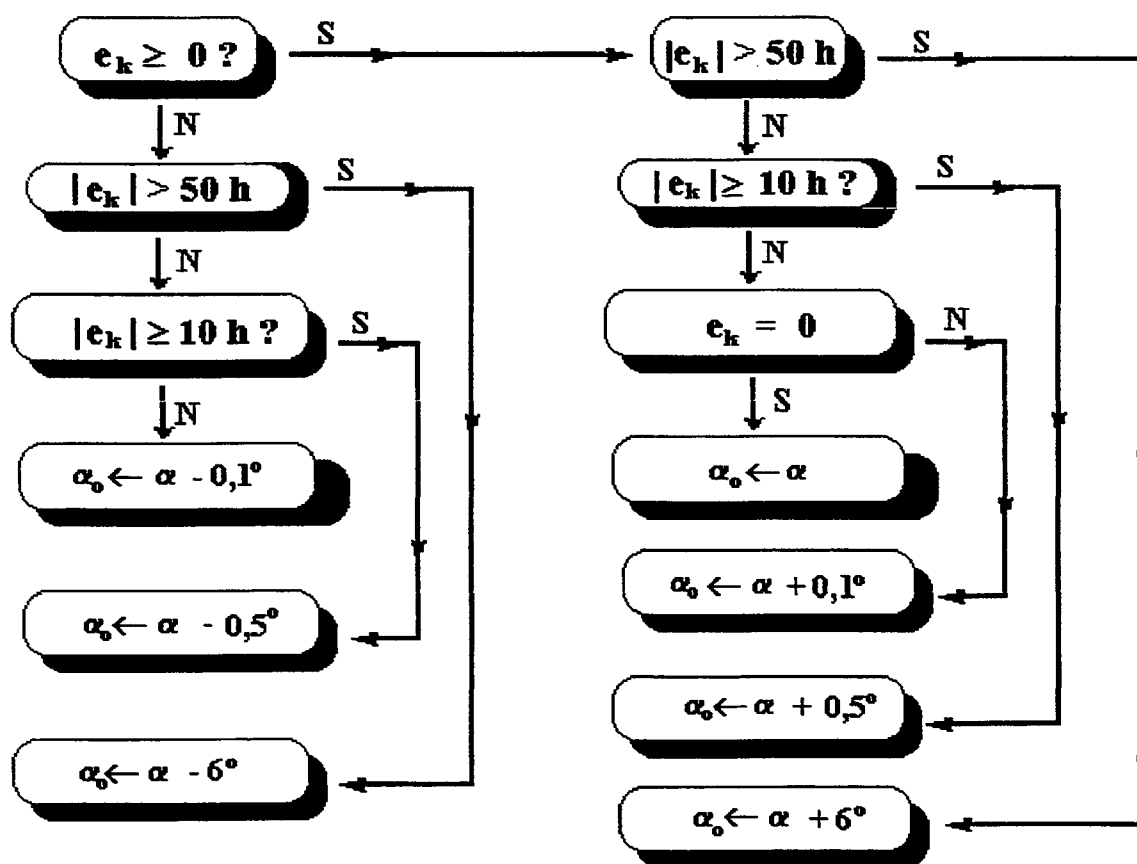


Figura 5-10: Fluxograma de Controle do Retificador Trifásico.

O fluxograma da figura 5-10 mostra o incremento ou decréscimo de constantes  $0,1^\circ$ ,  $0,5^\circ$  e  $6^\circ$  a partir de um valor atual de  $\alpha$ . Lembre-se que cada  $1^\circ$  corresponde a aproximadamente  $47\mu\text{s}$ . O sistema de controle possui um tempo de resposta à correção do fator de potência e estabilização da tensão em torno de  $25\text{ms}$  (1 ciclo e meio do período da rede elétrica). Os resultados deste teste encontram-se no capítulo VI.

A seguir, apresenta-se o trecho do programa que implementa esta função:

### Subrotina de Controle

```

;
control:
    push PSW
    push ACC

    mov A,vref
    clr cy
    clr ac
    subb A,vad                ; Vref e' menor que Vad ?
    jnc flagpos
    clr cy
    clr ac
    mov A,vad
    setb flag.1              ; Flag: bit1 = 1 (indica que erro é negativo)
    subb A,vref
    jmp flagneg

flagpos:                      ; Flag: bit1 = 0 (indica que o erro é positivo)
    clr flag.1

flagneg:
    mov ek,A
    jnb flag.1,quadpos        ; ek >= 0 ?
                                ; quadrante negativo
    mov A,ek
    subb A,fmax
    jnc sbmuito              ; módulo de ek >= 50 ?
                                ; o erro não excedeu o valor limite superior do quadrante negativo
    clr cy
    mov A,ek
    subb A,fmin
    jnc sbpouco              ; módulo de ek >= 10h ?
                                ; o ponto de operação está entre 90 h e 80 h
    clr cy
    mov A,lalfa              ; o erro é pequeno, portanto o ajuste deverá ser suave

```

```

subb A,angmin
mov lalfa0,A
mov A,halfa
subb A,#00d
mov halfa0,A
jmp quase
; alfa0 <- alfa - angmin, onde angmin = 0,1 graus
; agora vamos testar se este valor esta dentro da faixa 0000h a 0558h

sbpouco:
mov A,lalfa
subb A,angmed
mov lalfa0,A
mov A,halfa
subb A,#00d
mov halfa0,A
jmp quase
; o ajuste deverá ser rápido para um bom funcionamento do conversor
; o ponto de operação está entre D0 h e 90 h
; alfa0 <- alfa - angmed, onde angmed = 0,5 graus

sbmuito:
mov A,lalfa
subb A,langmax
mov lalfa0,A
mov A,halfa
subb A,hangmax
mov halfa0,A
jmp quase
; o ajuste deverá ser muito rápido
; o erro está acima de D0 h
; alfa0 <- alfa - angmax, onde angmax = 6 graus

quadpos:
clr cy
mov A,ek
subb A,fmax
jnc admuito
clr cy
mov A,ek
subb A,fmin
jnc adpouco
clr cy
mov A,ek
cjne A,#00h,eksmall
jmp fim
; quadrante positivo
; módulo de ek >= 50 ?
; o erro não excedeu o valor limite inferior do quadrante positivo
; o ponto de operação está acima de 30 h
; módulo de ek >= 10h ?
; o ponto de operação está entre 70 h e 80 h
; ek = 0 ? Não precisa de ajuste
; alfa0 = alfa; o ponto de operação está na referência (80 h)

eksmall:
clr cy
mov A,lalfa
add A,angmin
mov lalfa0,A
mov A,halfa
addc A,#00d
mov halfa0,A
jmp quase
; o erro é pequeno, portanto o ajuste deverá ser suave
; alfa0 <- alfa + angmin

```

```

adpouco:                ; o ajuste deverá ser rápido para um bom funcionamento do conversor
    mov A,lalfa          ; o ponto de operação está entre 30 h a 70 h
    add A,angmed
    mov lalfa0,A
    mov A,halfa
    addc A,#00d
    mov halfa0,A        ; alfa0 <- alfa + angmed
    jmp quase

admuito:                ; o ajuste deverá ser muito rápido
    mov A,lalfa          ; o erro está abaixo de 30 h
    add A,langmax
    mov lalfa0,A
    mov A,halfa
    addc A,hangmax
    mov halfa0,A        ; alfa0 <- alfa + angmax
    jmp quase

quase:                  ; o valor alfa esta compreendido entre 0000h e 0558h ?
    jb halfa0.7,estouro ; Este trecho do programa faz esta verificação.
    clr cy
    mov A,halfa0         ; o acumulador A recebe a variável alfa.
    subb A,maxah        ; A = 05h ? (parte alta)
    jz equal
    jnc excesso         ; A > 05h ?

back:
    clr cy
    mov A,halfa0
    cjne A,#00h,continua ; A = 0 ? (parte alta)
    mov A,lalfa0
    clr cy
    cjne A,#00h,continua ; A = 0 ? (parte baixa)

estouro:
    mov A,#01h
    mov lalfa,A
    mov A,#00h
    mov halfa,A        ; alfa = 0001 h (ângulo mínimo)
    jmp fim

continua:
    mov A,halfa0        ; atualiza o ângulo alfa, armazenando-o numa posição da memória RAM
    mov halfa,A        ; interna do microcontrolador 8031
    mov A,lalfa0
    mov lalfa,A
    jmp fim

```

```

equal:
  clr cy
  mov A,lalfa0
  subb A,maxal          ; A > 58h ?
  jnc excesso
  jmp back

excesso:                ; alfa = 0558 h (ângulo máximo)
  mov A,maxah
  mov halfa,A
  mov A,maxal
  mov lalfa,A

fim:
  pop ACC
  pop PSW
  ret

```

### 5.3 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o aspecto da programação do microcontrolador 8031, bem como as características do retificador trifásico proposto, os diagramas de bloco e as rotinas de controle do sistema considerado.

Uma das maiores dificuldades deste trabalho foi prever com exatidão a passagem por zero da tensão de fase A da rede e sincronizá-la com a geração dos pulsos de comando, pois as constantes referentes à contagem de tempo atribuídas ao timer 0 eram difíceis de serem medidas.

Constata-se que as subrotinas do programa de controle são relativamente curtas - ou melhor, contém pequena quantidade de instruções - pois esta foi uma das metas principais, desenvolvê-las numa forma compacta para que ocupe pouco espaço na memória EPROM.

O controle mostrou ser bastante simples, podendo ser facilmente implementado nos circuitos de potência quando se deseja controlar uma determinada variável de saída.

Este capítulo consagrou a harmonia do *software* com o *hardware* na produção de bons resultados conforme serão apresentados em breve.

## CAPÍTULO VI

### IMPLEMENTAÇÃO DE UM PROTÓTIPO

#### 6.1 - Introdução

Inicialmente, apresenta-se neste capítulo um projeto do retificador trifásico estudado, cuja implementação foi realizada no Instituto de Eletrônica de Potência, INEP. [2]

O objetivo é compilar todas as informações observadas na prática, analisando as reações do conversor ao submetê-lo à diversas condições impostas pelo usuário, como uma variação de carga, tensão de entrada e ainda, diferentes níveis de tensão regulada de saída.

#### 6.2 - Projeto do Retificador Trifásico Proposto

O protótipo foi projetado para validar a técnica de controle digital realizado pelo microcontrolador 8031. Achou-se conveniente usar uma tensão fase-fase de entrada como um valor **experimental** de 91 V e uma potência na carga em 1,32 KW. Isto porque os valores dos indutores de entrada eram iguais a 4,02 mH, os quais sob a tensão de linha 220 V, resulta numa potência de saída em 7,7 KW.

A seguir, tem-se o projeto do retificador trifásico de alto fator de potência :

### Cálculo da Tensão de Saída do Conversor :

Para calcular a tensão de saída, usa-se a Equação 2-80 para  $\beta = 0^\circ$ .

$$V_o = \frac{V_{in} \cdot 36 \cdot \sqrt{2}}{7 \cdot \pi \cdot \sqrt{3}} \quad V_o = 121.63 \text{ V}$$

Eq. 6-1

onde,

$V_{in}$  : representa a tensão fase-fase de entrada do conversor ;

$V_o$  : representa a tensão na carga ;

### Cálculo da Potência Nominal de Saída :

A potência de saída é obtida pela Equação 2-103:

$$P_{out} := \frac{36 \cdot (2 \cdot \sqrt{3} - 3) \cdot V_{in}^2}{7 \cdot \pi^2 \cdot L_{in} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)} \quad P_{out} = 1.32 \text{ kW}$$

Eq. 6-2

### Cálculo da Resistência de Carga :

A resistênica de carga é dada pela Equação 6-3:

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_{out}} \quad R_o = 11.2 \Omega$$

Eq. 6-3



### Cálculo das Correntes nos Interruptores Bidirecionais :

Pode-se obter os valores das correntes que passam nos MOSFETs por meio da Equação 2-104, 2-105 e 2-106 :

$$I_{\max ch} := 1.741 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{V_{in}}{fL_{in}} \quad I_{\max ch} = 6.57 \text{ A} \quad \text{Eq. 6-4}$$

$$I_{\text{rmsch}} := 3.1996 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{V_{in}}{fL_{in}} \quad I_{\text{rmsch}} = 1.21 \text{ A} \quad \text{Eq. 6-5}$$

$$I_{\text{medch}} := 9.7614 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{V_{in}}{fL_{in}} \quad I_{\text{medch}} = 0.37 \text{ A} \quad \text{Eq. 6-6}$$

Para os diodos que compõem o interruptor bidirecional, determina-se sua corrente através das Equações 2-107, 2-108 e 2-109 :

$$I_{\max d} := I_{\max ch} \quad I_{\max d} = 6.57 \text{ A} \quad \text{Eq. 6-7}$$

$$I_{\text{rmsd}} := 2.2624 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{V_{in}}{fL_{in}} \quad I_{\text{rmsd}} = 0.85 \text{ A} \quad \text{Eq. 6-8}$$

$$I_{\text{medd}} := 4.8807 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{V_{in}}{fL_{in}} \quad I_{\text{medd}} = 0.18 \text{ A} \quad \text{Eq. 6-9}$$

### Cálculo da Tensão sobre o MOSFET :

A tensão dreno-source é obtida por meio da Equação 2-110, a seguir :

$$V_{\text{DSch}} := \frac{V_o}{2} \quad V_{\text{DSch}} = 60.82 \text{ V} \quad \text{Eq. 6-10}$$

A partir desta quantificação das grandezas físicas acima, toma-se valores comerciais dos componentes que atendam tais especificações, conforme é indicado na Figura 6-1, a seguir :

**Diodos Da, Db, Dc, Dd : *Semikron SK3G/04* e Diodo Ds : *Semikron 1N4004*;**

**MOSFET M : *International Rectifier IRF 740* ;**

**Capacitor Cs: 0,1  $\mu$ F / 630 V;**

**Resistência Rs: 1 k $\Omega$  / 5 W ;**

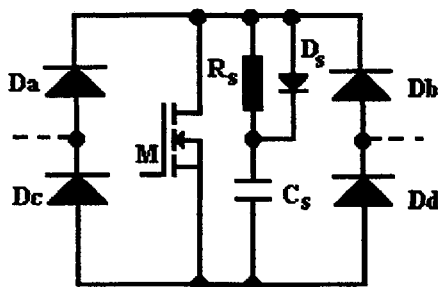


Figura 6-1: “ Snubber ” presente em cada Interruptor Bidirecional.

## 6.3 - Resultados Experimentais

### 6.3.1 - Tensão e Corrente de Fase antes da Correção do Fator de Potência

As formas de onda apresentadas na Figura 6-2 mostram a tensão e a corrente de fase sem a comutação dos MOSFETs , neste caso, tem-se um baixo fator de potência. Seu rendimento à plena carga é igual a 82,72 % ao passo que para cargas menores, seu valor cai para 67,17 % .

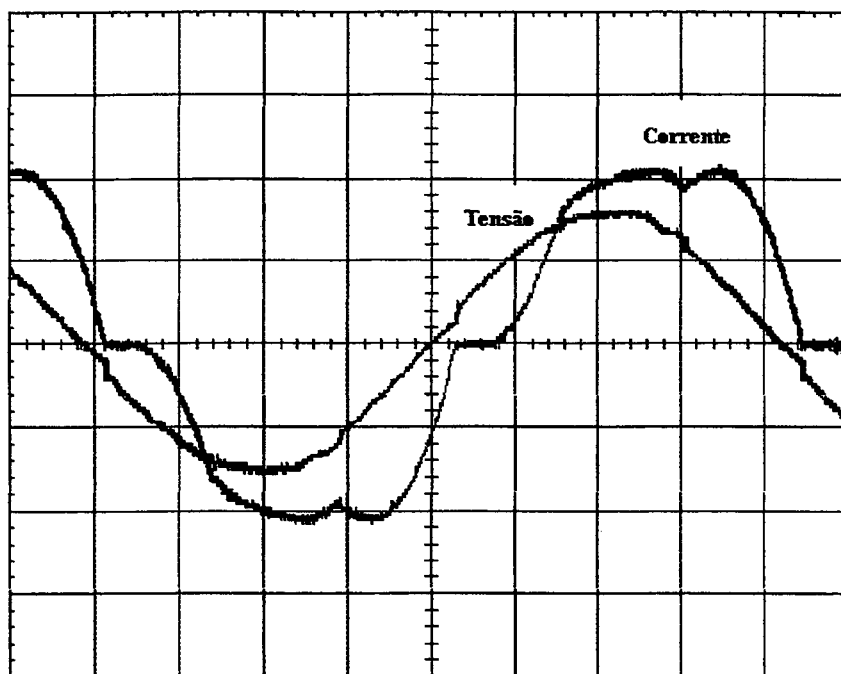


Figura 6-2: Tensão e Corrente de Fase.

Escala : Tensão 50V / div; Corrente 5A / div; Tempo 2 ms / div.

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada na figura 6-2 é igual a 26,1% e o fator de potência é igual a 0,78.

### 6.3.2 - Sinal de Saída dos Pinos P1.1, P1.2 e P1.3 do Microcontrolador 8031

Este sinal mostrado na figura 6-3 está disponível no pino P1.1 do Microcontrolador 8031 e corresponde ao comando enviado ao MOSFET A. Percebe-se que este está em sincronismo com a tensão de fase A da rede elétrica.

É importante ressaltar que o interruptor bidirecional em corrente está pronto para conduzir no intervalo que este sinal (pino P1.1) fica em nível baixo. Isto se dá porque este sinal é enviado para um inversor do circuito integrado 7416, o qual fará o complemento deste e enviará ao gate do MOSFET A, acionando-o à entrada em condução ou bloqueio.

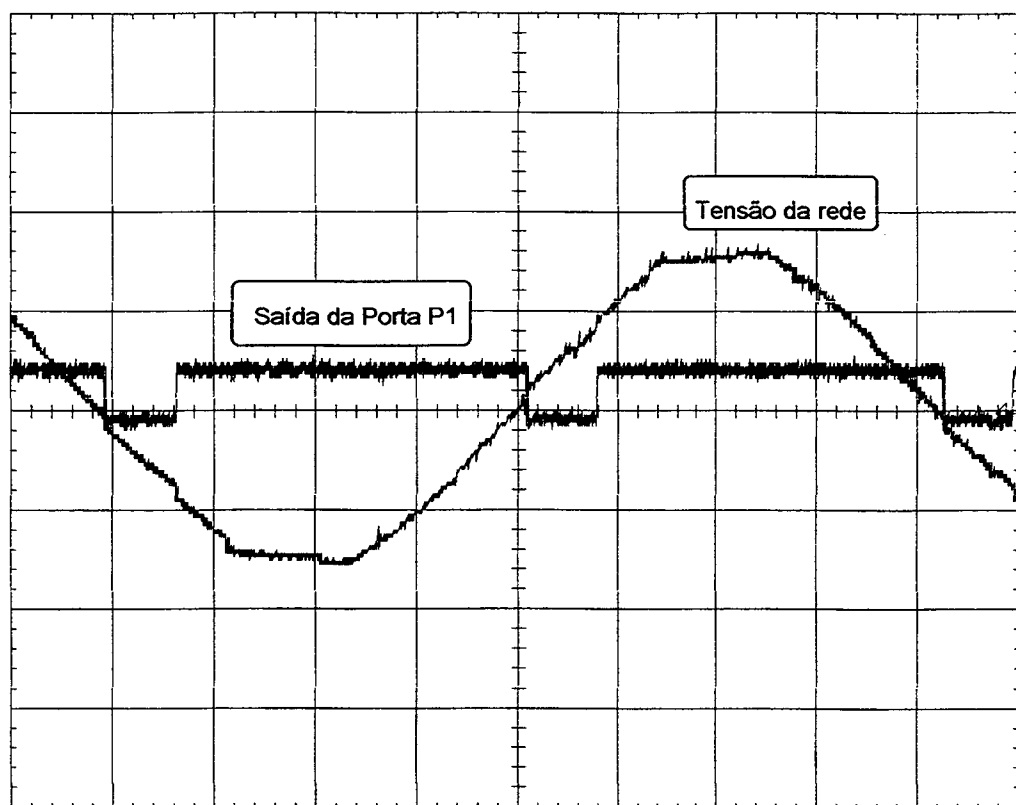


Figura 6-3: Tensões da Rede e na Porta P1 do Microcontrolador 8031.

Escala: Tensão da Rede 50V/ div; Tensão na Porta P1 10V/ div; Tempo : 2 ms/ div.

### 6.3.3 - Tensão e Corrente de Fase com Correção do Fator de Potência

A figura 6-4 mostra as formas de onda da corrente e da tensão na entrada do conversor CA-CC após o disparo dos interruptores bidirecionais.

Percebe-se que a corrente assume uma forma quase senoidal indicando uma baixa taxa de distorção harmônica e um alto fator de potência, neste caso 7,02 % e 0,97, respectivamente.

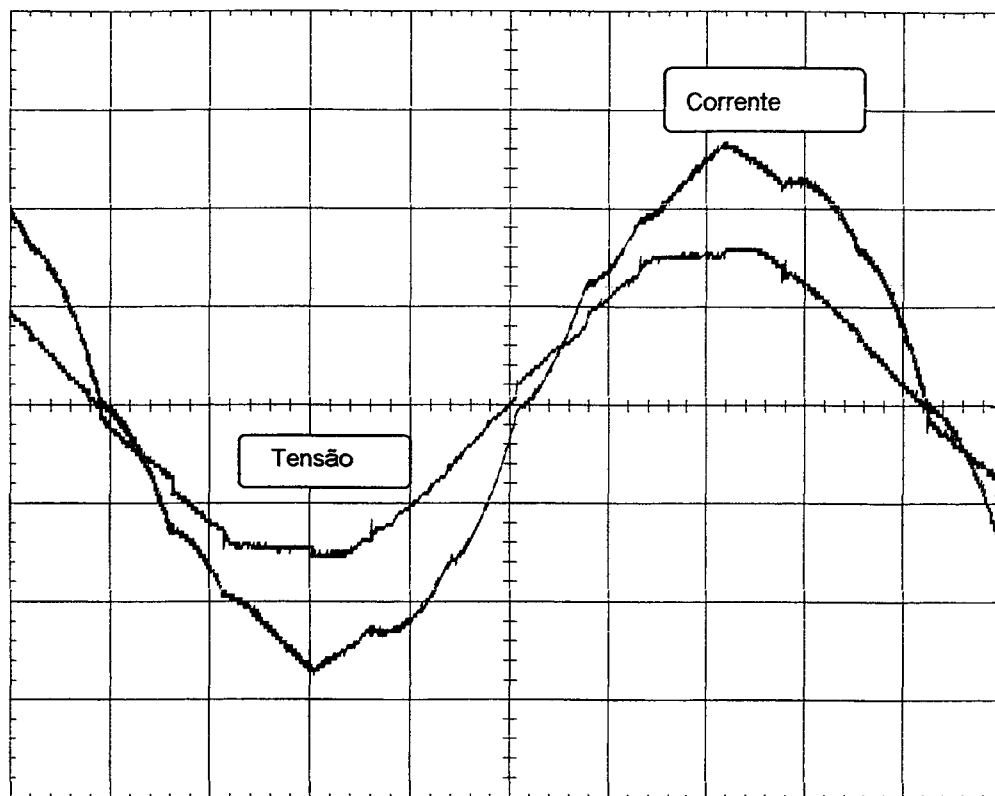


Figura 6-4: Tensão e Corrente de Entrada do Retificador Trifásico com Correção do Fator de Potência.

Escala: Tensão de entrada 50V/ div; Corrente de entrada 5A/ div; Tempo 2 ms/ div.

Nota-se uma pequena descontinuidade na forma de onda da tensão de entrada quando ocorre uma comutação dos MOSFETs. Isto se dá porque o varivolt, o qual fornece a tensão de entrada, possui uma alta impedância indutiva.

### 6.3.4 - Tensão e Corrente em um dos MOSFETs

A tensão sobre os MOSFETs tem um valor correspondente à metade da tensão na carga, ou seja, sua amplitude é igual a 60V conforme ilustra a figura 6-5,. Portanto, nesta estrutura, não há sobretensão e esforços excessivos nos semicondutoras.

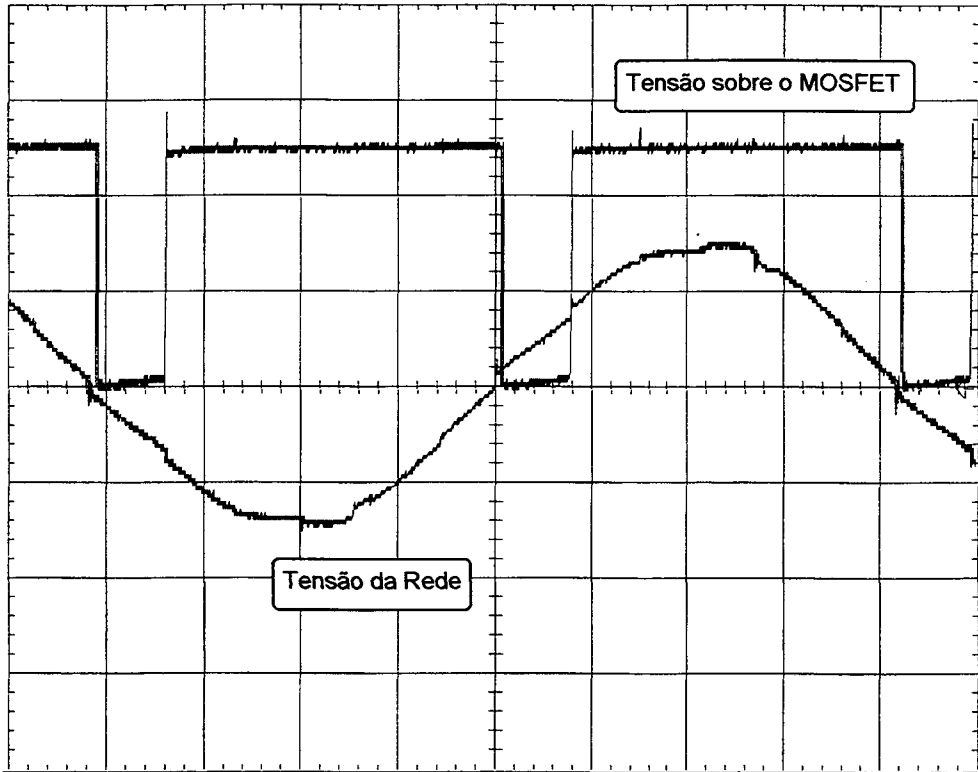


Figura 6-5: Tensões da Rede e no MOSFET.

Escala: Tensão da Rede 50V/ div; Tensão no MOSFET 25V/ div; Tempo 2 ms/ div.

A corrente nos interruptores é representada na figura 6-6 para  $\alpha = 29^\circ$ .

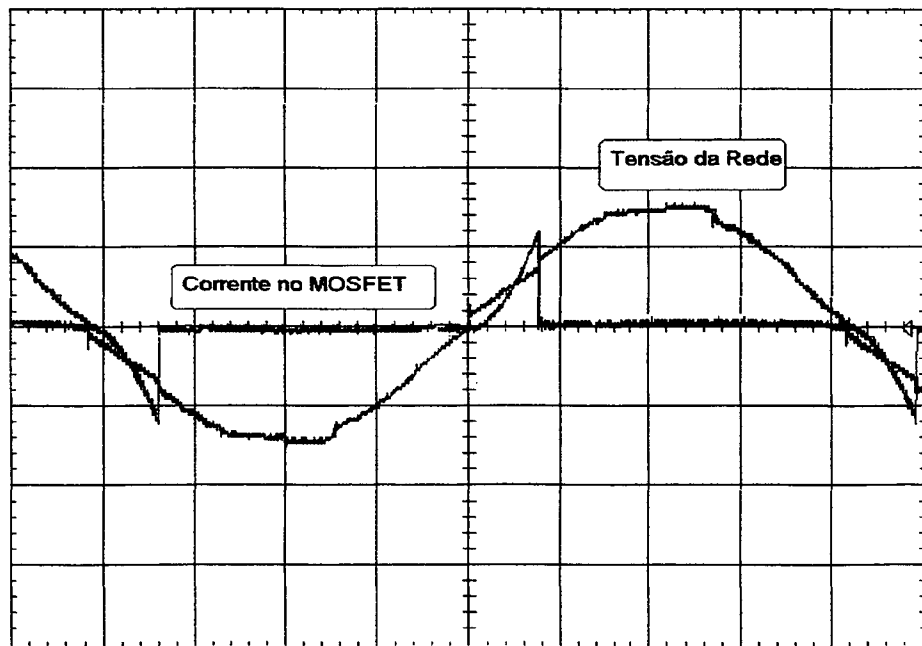


Figura 6-6: Tensão da Rede e Corrente em um dos MOSFETs.

Escala: Tensão da Rede 50V/ div; Corrente na chave 5A/ div; Tempo 2 ms/ div.

A figura 6-7 mostra a soma das correntes nos MOSFETs em um ponto médio do circuito, localizado entre os dois capacitores eletrolíticos de entrada.

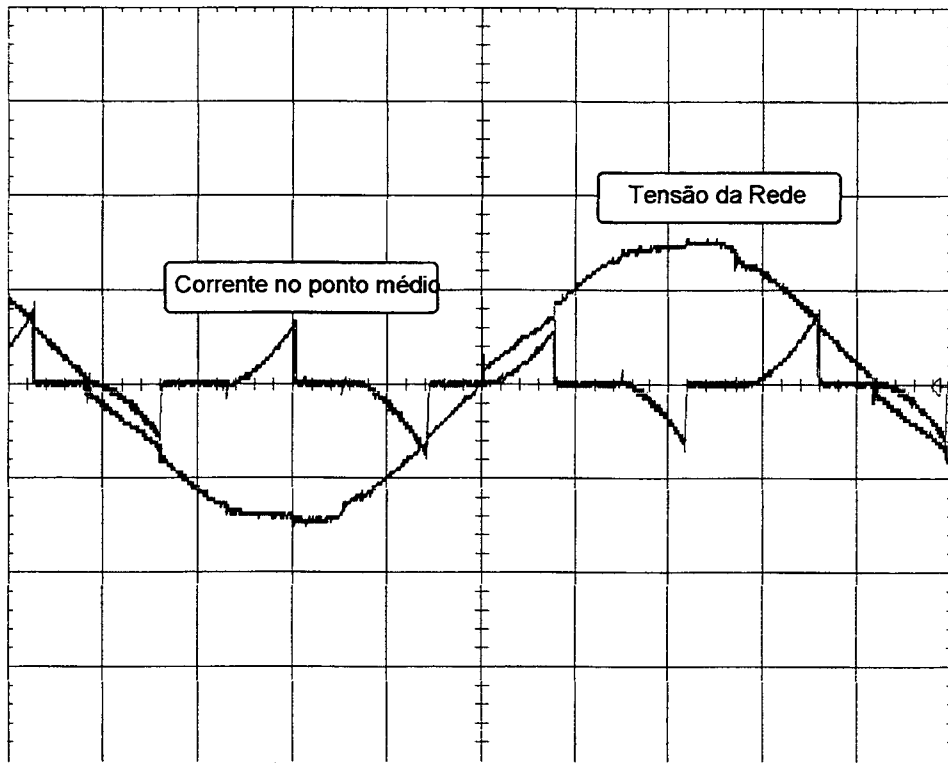


Figura 6-7: Tensão da Rede e Corrente no Ponto Médio do Circuito.

Escala: Tensão 50V/ div; Corrente 5A/ div; Tempo 2 ms/ div.

A figura 6-8 mostra o sinal de comando de disparo de um MOSFET (saída da porta P1 do microcontrolador 8031) e a corrente neste semicondutor. O intervalo de condução deste semicondutor é 1,36 ms ou  $29,38^\circ$ .

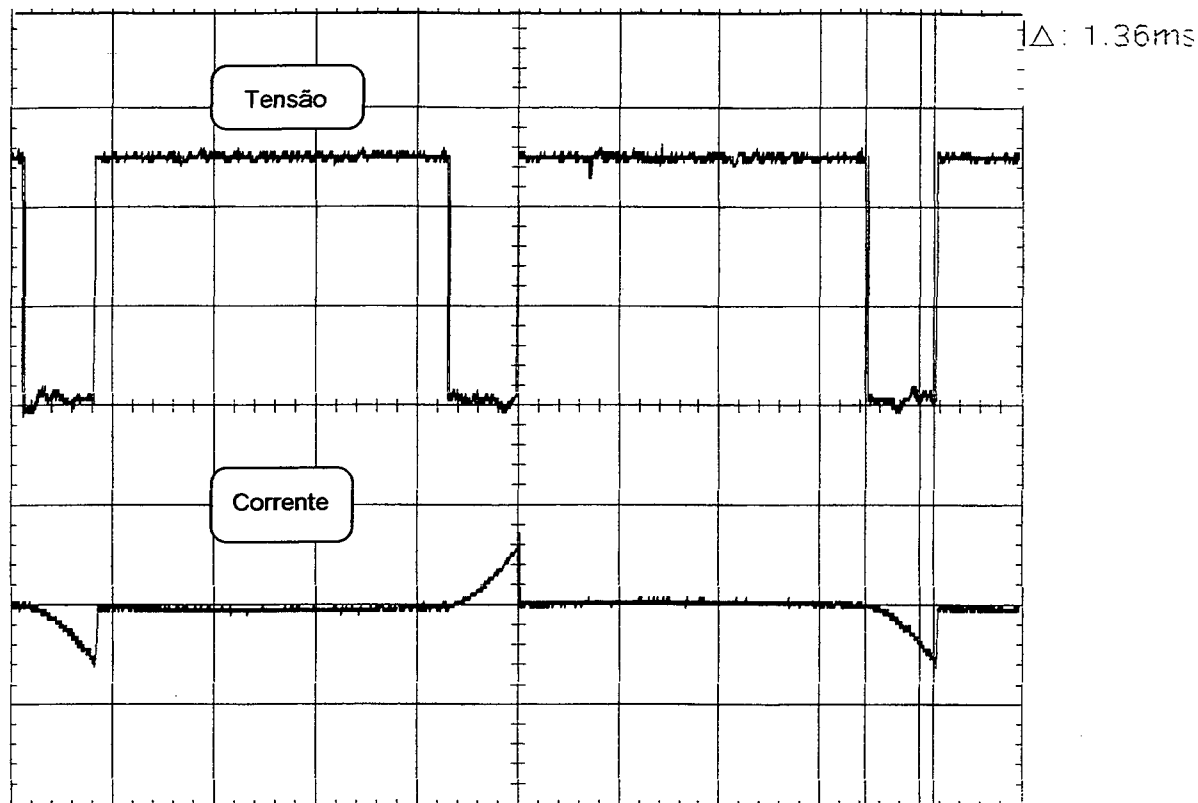


Figura 6-8: Comando na Porta P1 do Microcontrolador ( Tensão ) e Corrente no MOSFET.

Escala: Tensão 2V/ div; Corrente 10A/ div; Tempo 2 ms/ div.

### 6.3.5 - Tempo de Resposta à Variação da Tensão de Saída

Com base nos valores atribuídos à variável de controle  $\alpha$  - ou seja  $0,1^\circ$ ,  $0,5^\circ$  e  $6^\circ$  - o sistema digital possui uma resposta bastante rápida à mudança da tensão de saída. A figura 6-9 ilustra esta situação com a tensão na carga, inicialmente, igual a 106 V (sem chaveamento) e após, uma tensão na carga regulada em 120 V (com chaveamento). O tempo de resposta é igual a 25 ms até a estabilização da tensão de saída.



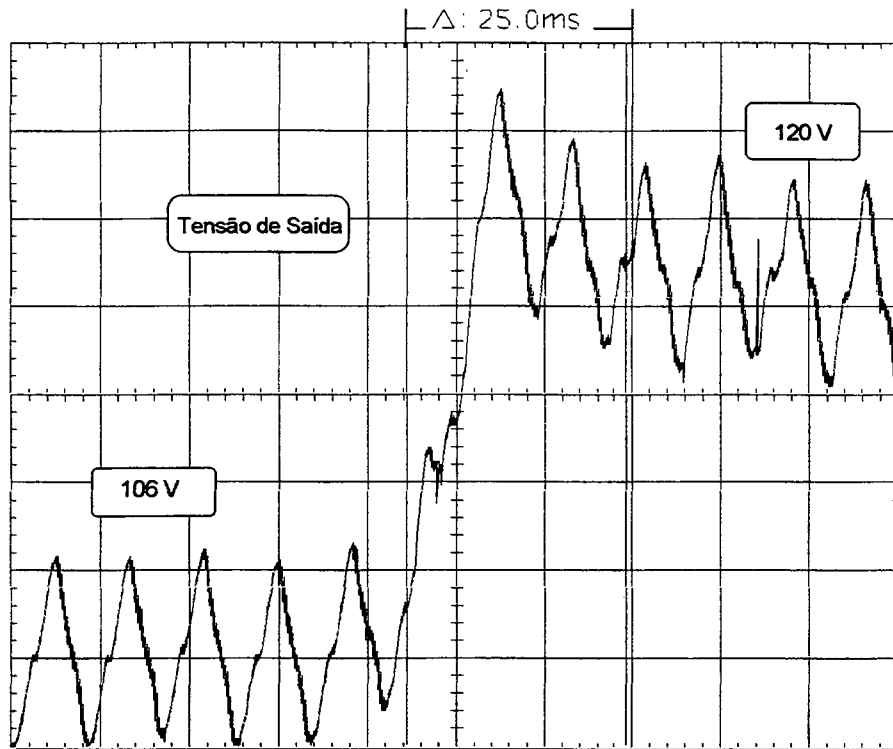


Figura 6-9: Tempo de Resposta à Variação da Tensão de Saída.

Escala: Tensão 3.5V/ div; Tempo 10 ms/ div.

A figura 6-10 mostra o incremento da elevação da tensão na carga até atingir a sua regulação em 120 V.

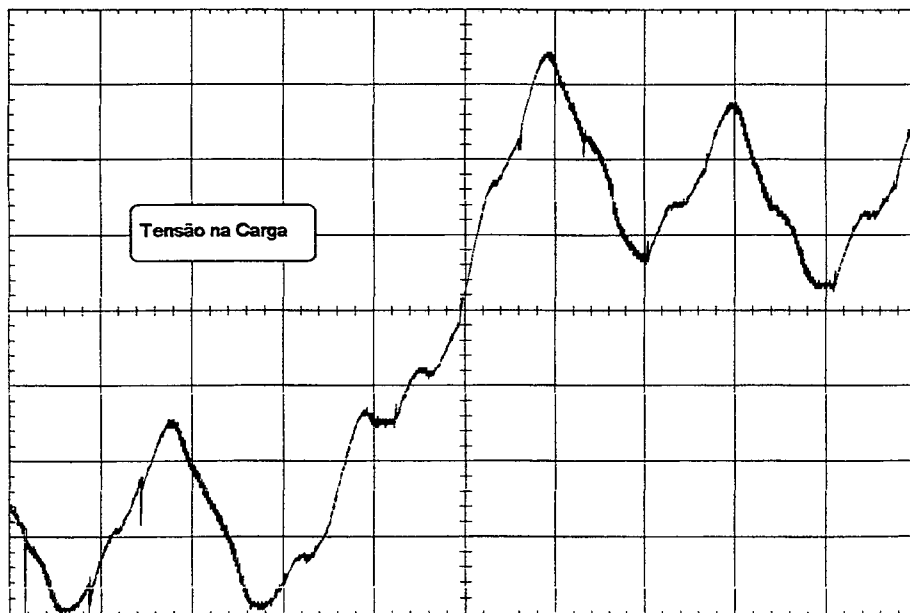


Figura 6-10: Tempo de Resposta à Variação da Tensão de Saída.

Escala: Tensão 3.5V/ div; Tempo 4 ms/ div.

### 6.3.6 - Regulação da Tensão de Saída

O sistema de controle digital regula a tensão na carga por meio das informações recebidas do Circuito de Amostragem da Tensão de Saída e compara com o valor de referência armazenado na memória do microcontrolador 8031. Desta forma, o microcontrolador envia pulsos aos MOSFETs que podem variar de  $0^\circ$  a  $30^\circ$ .

Na curva característica deste conversor apresentado no capítulo V (figura 5-8), nota-se que dependendo do valor da tensão de saída, a qual se deseja regular, o conversor CA-CC poderá ter uma ampla faixa de regulação.

A fim de verificar a sua versatilidade na regulação da tensão na carga, ensaiou-se três níveis de tensão de saída: 114 V, 120 V e 140 V.

Inicialmente, o ensaio foi realizado para 114 V conforme indicado na figura 6-11, a curva de regulação da tensão de saída.

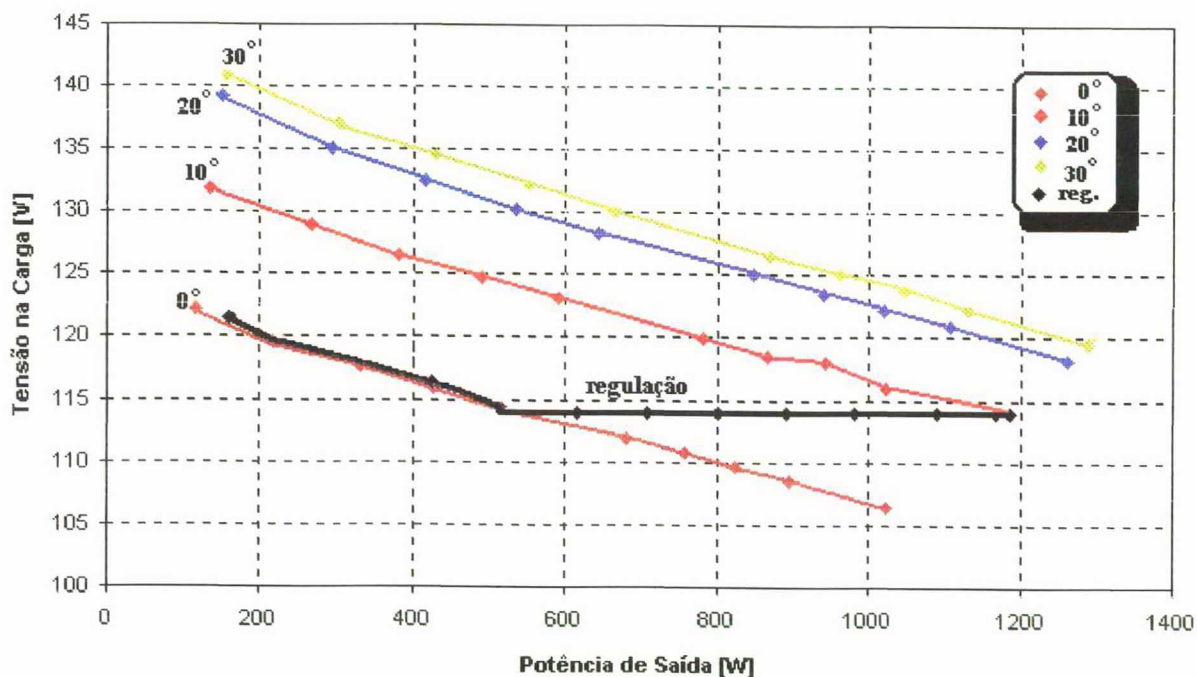


Figura 6-11: Regulação da Tensão de Saída em 114 V.

A faixa de regulação da tensão na figura 6-11 tem uma boa extensão, variando desde a potência de 450 W até 1,2kW. Antes destes valores, o conversor fica a mercê da sua própria condição de operação, ou melhor, o microcontrolador 8031 não regula mais a estrutura de potência, devido o ângulo  $\alpha$  ter atingido seu valor máximo igual a  $30^\circ$ .

Sem regulação e com um ângulo de condução  $\alpha$  igual a  $30^\circ$ , o conversor fornece uma potência nominal de 1,29 kW e uma tensão de saída de 119V ao passo que com a regulação em 120V - a maior faixa de operação - e com correção do fator de potência, sua potência de saída aumenta para 1,32 kW.

Sua maior faixa de operação com regulação é mostrado na figura 6-12, com a potência variando de 440 W até a nominal em 1,32 kW mantida a tensão contínua em 120 V.

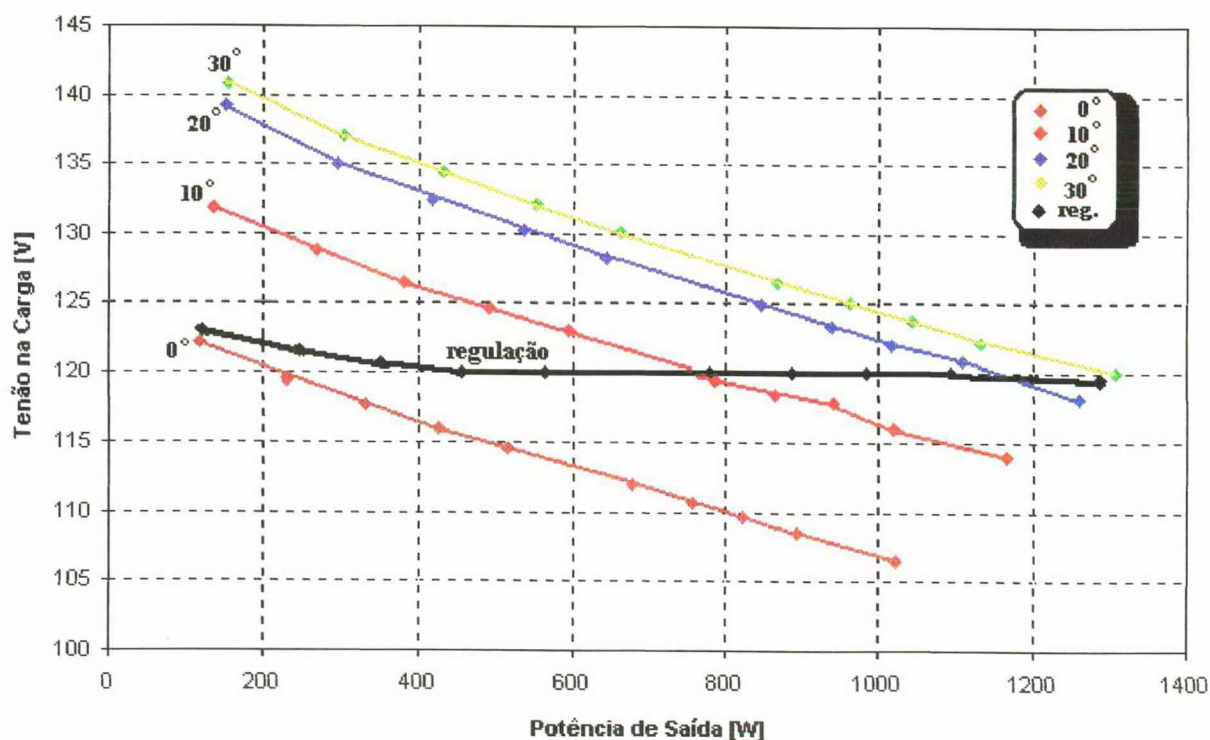


Figura 6-12: Tensão de Saída Regulada em 120 V - a Maior Faixa de Controle.

Um terceiro ensaio foi para a regulação da tensão em 140 V conforme indica a figura 6-13.

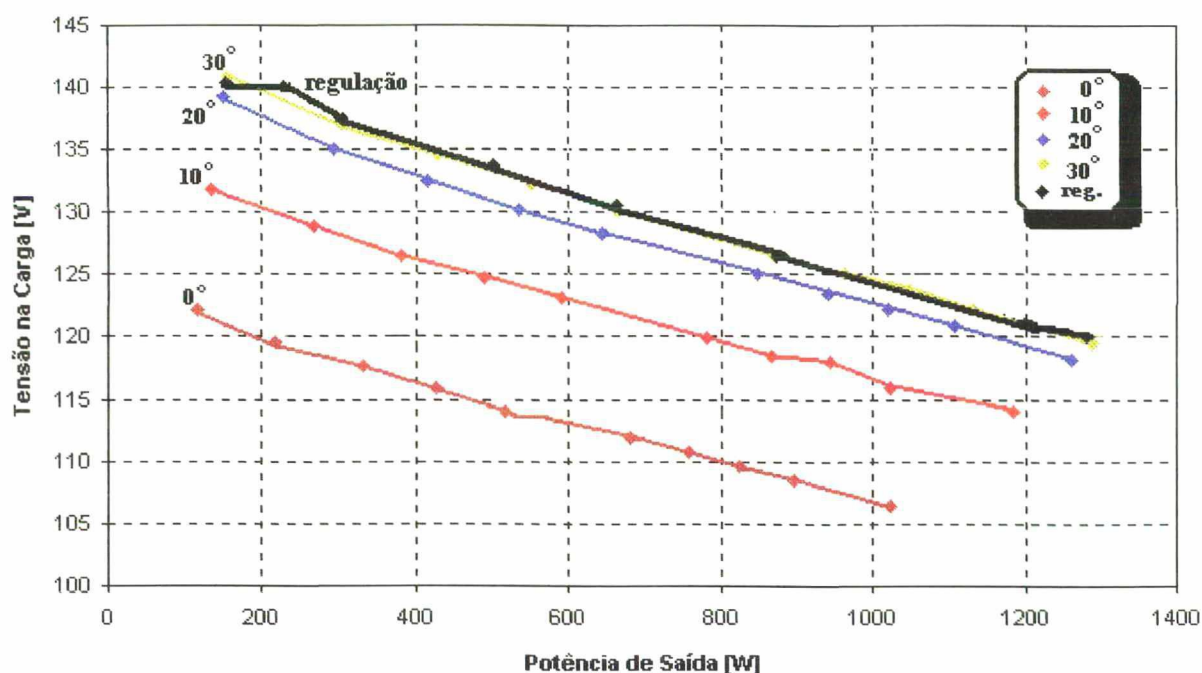


Figura 6-13: Tensão de Saída Regulada em 140 V.

O controle digital feito pelo microcontrolador 8031 permite ao usuário escolher a tensão de saída desejada por meio da chave S1 e S2, a qual está conectada aos pinos P1.3 e P1.4. Cada vez que S1 é fechada, aumenta-se o valor da variável  $V_{ref}$  armazenada na memória RAM interna do microcontrolador. De modo similar, ocorre para S2, a qual faz diminuir seu valor. A faixa de valores possível para regulação do retificador trifásico proposto é de 7Ah até 95h, cujos valores correspondem a 114 V e 140 V, respectivamente. O microcontrolador faz periodicamente uma leitura destes pinos para que possa ajustar a tensão de saída àquela desejada pelo usuário. A figura 6-14 ilustra o circuito de seleção da tensão na carga.

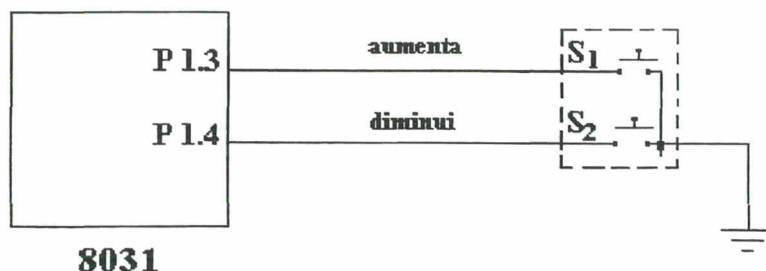


Figura 6-14: Seleção da Tensão de Saída do Conversor.

Os pinos P1.5, P1.6 e P1.7 têm como função ativar a regulação do conversor, ou desabilitá-la, e ainda, selecionar qual ângulo de condução se deseja quando não houver regulação. A tabela 6-1 mostra as possíveis alternativas usadas pelos pinos P1.5, P1.6 e P1.7.

P1.7	P1.6	P1.5	Seleção das Funções	
0	0	0	regulação	
0	0	1	$\alpha = 5^\circ$	sem regulação
0	1	0	$\alpha = 10^\circ$	sem regulação
0	1	1	$\alpha = 15^\circ$	sem regulação
1	0	0	$\alpha = 20^\circ$	sem regulação
1	0	1	$\alpha = 25^\circ$	sem regulação
1	1	0	$\alpha = 30^\circ$	sem regulação
1	1	1	aciona o contator trifásico	

Tabela 6-1: Seleção das Funções dos Pinos P1.5, P1.6 e P1.7.

### 6.3.7 - Comentários sobre o Retificador Trifásico de Alto Fator de Potência

O retificador trifásico possui algumas características importantes a serem observadas:

1. O fator de potência medido foi igual a 0,97 sob condições nominais de operação com uma taxa de distorção harmônica igual a 7,02 %. A figura 6-15 mostra a evolução do fator de potência com tensões reguladas na carga em 114 V e 120 V.

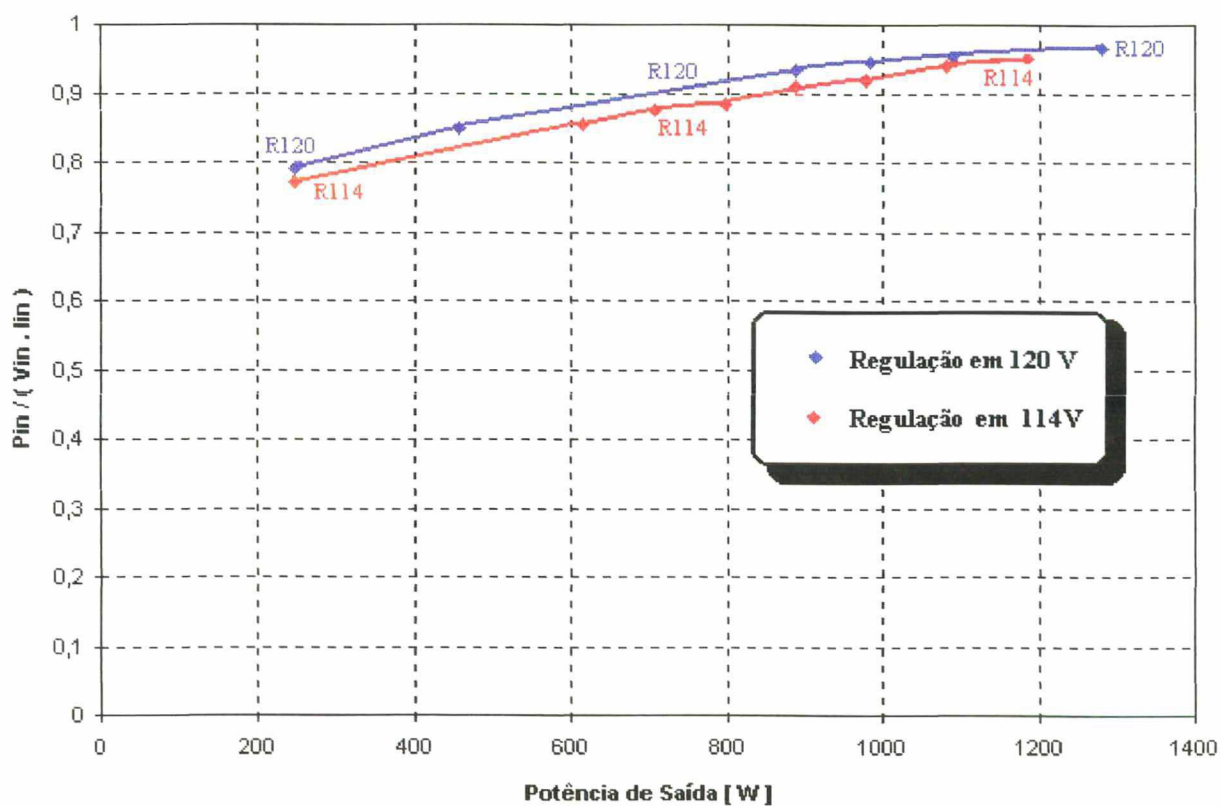


Figura 6-15: O Fator de Potência do Retificador Trifásico Proposto. para diferentes valores da Tensão na Carga.

2. A figura 6-16 ilustra a comparação entre a taxa de distorção harmônica para a estratégia de controle convencional [2] e proposta por meio de simulações em toda faixa de operação do conversor com o ângulo de condução igual a  $15^\circ$ .

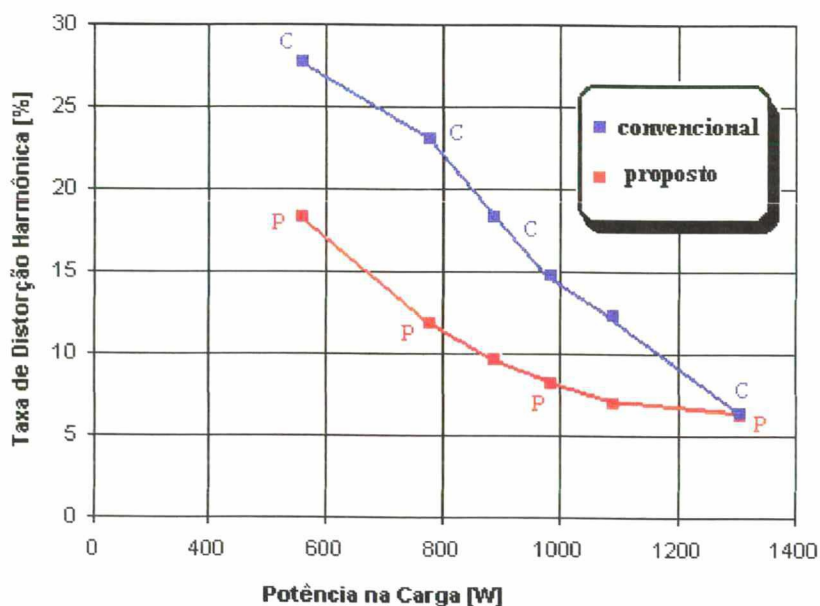


Figura 6-16: Comparação entre T.D.H. da Modulação Convencional e Proposta ao longo da Faixa de Operação do Conversor para  $\alpha = 15^\circ$ .

3. As figuras 6-17 e 6-18 mostram uma extensão desta análise, as taxas de distorção harmônica com diversos valores de  $\alpha$  para os métodos proposto e convencional, respectivamente. Observa-se nitidamente que para o método proposto, os valores de TDH são menores, indicando um melhor funcionamento da estrutura.

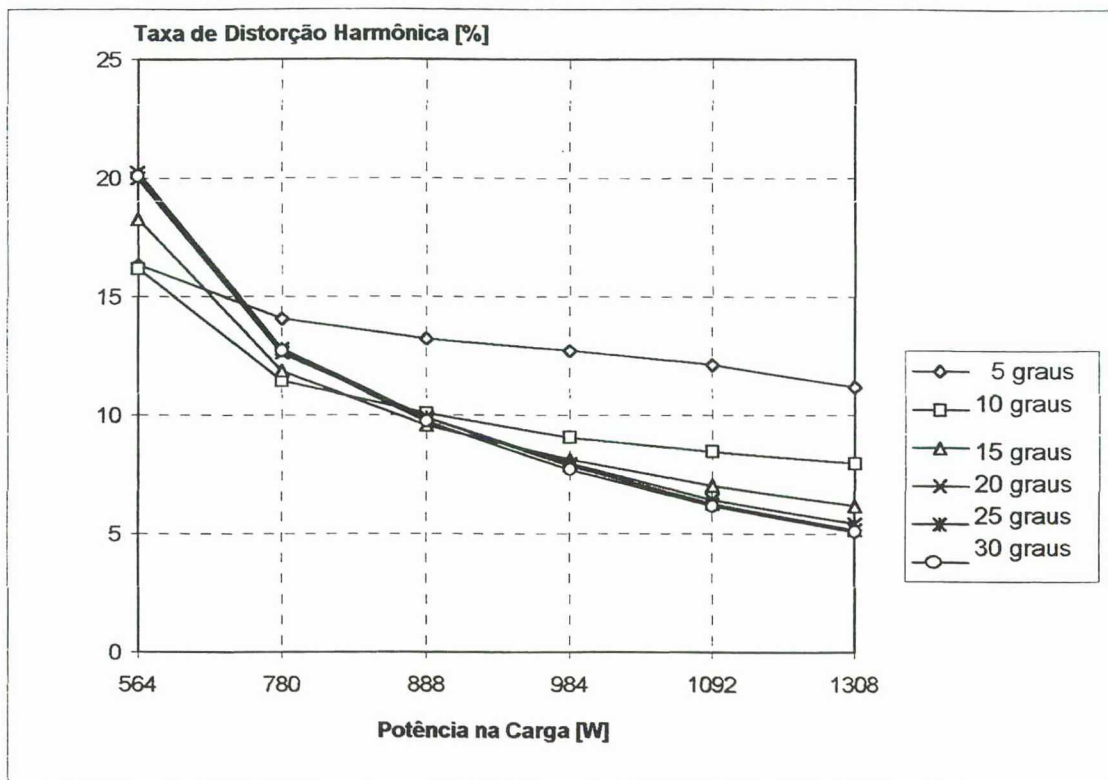


Figura 6-17: Taxa de Distorção Harmônica para o Método Proposto.

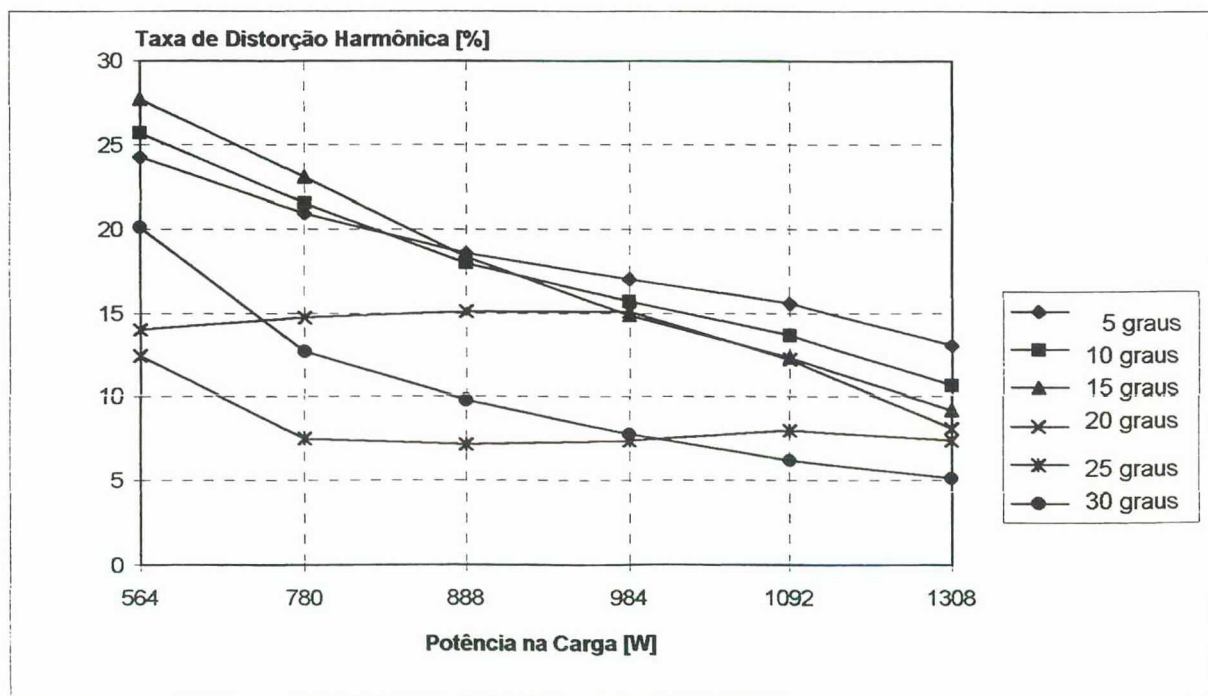


Figura 6-18: Taxa de Distorção Harmônica para o Método Convencional.



4. A partir dos dados obtidos na prática com a regulação da tensão de saída em 120 V, mediu-se a largura dos pulsos de disparo dos MOSFETs - valor de ângulo de condução  $\alpha$  - e introduziu-se no programa de simulação PSPICE para verificar sua validade. A figura 6-19 compara estes valores.

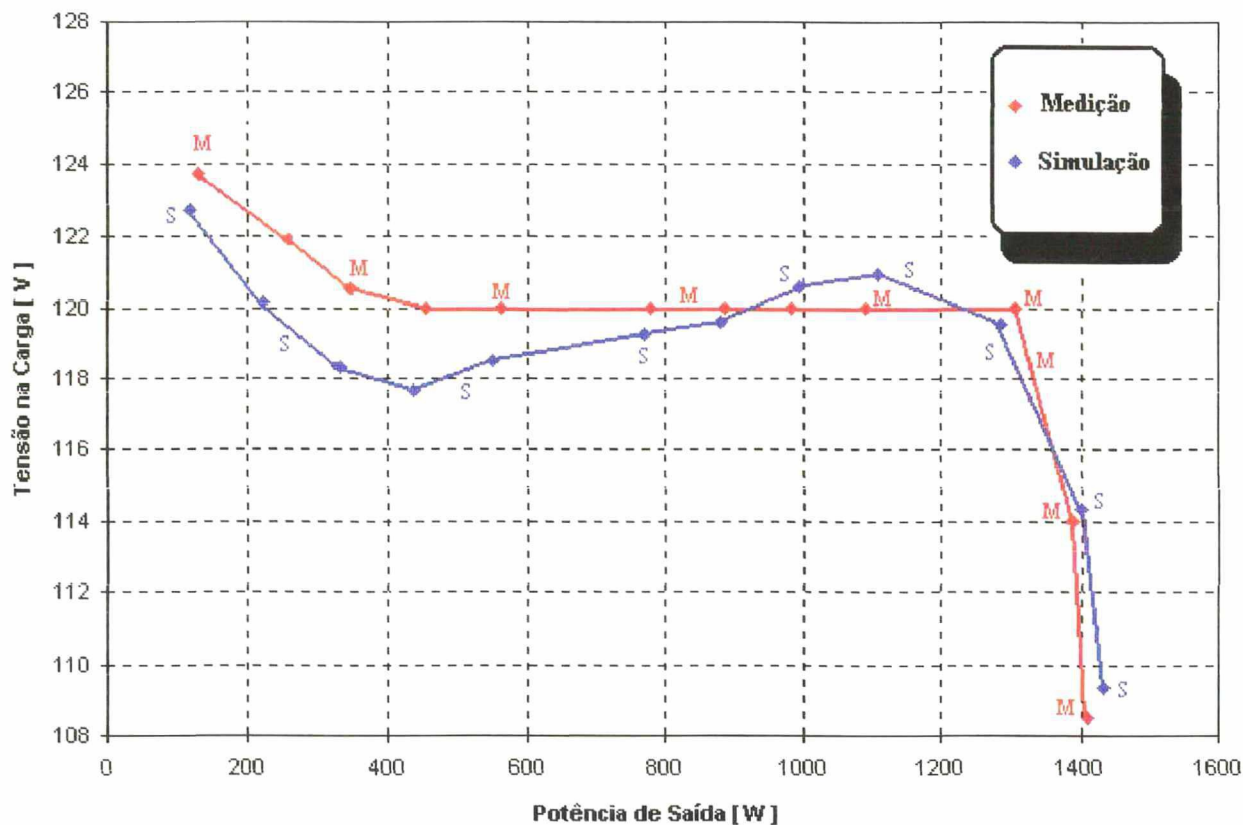


Figura 6-19: Comparação da Tensão na Carga Medida e a Simulada.

Um ponto importante a ser observado com respeito ao protótipo do retificador trifásico é que para conectá-lo diretamente à rede elétrica, deve-se utilizar um circuito de partida - cuja função é limitar a corrente de entrada do conversor (*"inrush current"*) - por exemplo, representado na figura 6-20.

Nota-se nesta figura que o microcontrolador 8031 foi usado para acionar o contator após um determinado tempo de espera.

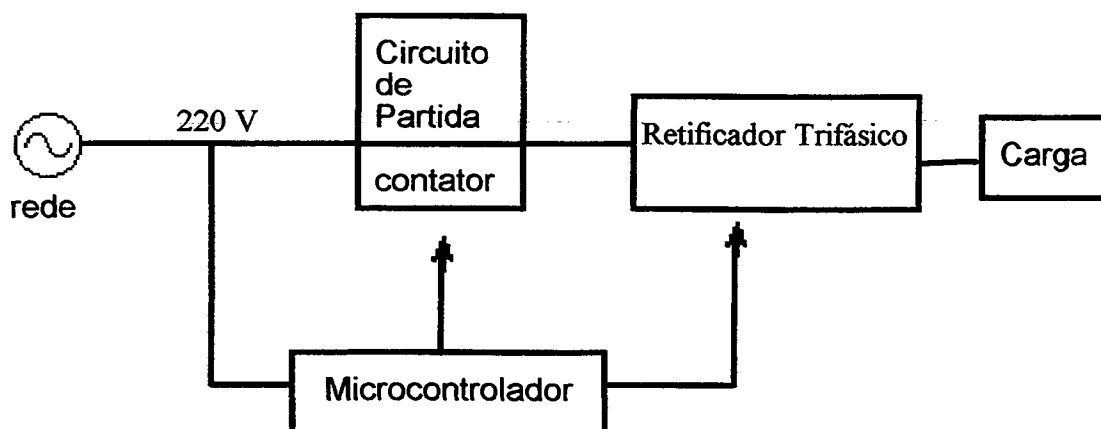


Figura 6-20: Estágio de Entrada do Retificador Trifásico Proposto.

## 6.4 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o projeto do retificador trifásico com alto fator de potência e tensão de saída regulada.

Os resultados do protótipo montado no Instituto de Eletrônica de Potência - INEP - comprovam a eficiência da lógica de controle digital realizada pelo microcontrolador 8031.

A estratégia de controle empregada neste trabalho mostrou ser mais eficiente que [2] e [4], pois faz com que o retificador trifásico proposto tenha menor taxa de distorção harmônica, e conseqüentemente um melhor fator de potência. Pode-se verificar esta conclusão por meio da análise matemática apresentada no capítulo II e os resultados por simulação e experimentação neste capítulo (figuras 6-16, 6-17 e 6-18).

A partir dos valores medidos da tensão de saída e do ângulo de condução  $\alpha$  no laboratório, comprovou-se via programa PSPICE o bom funcionamento do retificador trifásico proposto com um erro máximo de 2,0 % (figura 6-19).

## CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentada uma nova estratégia de controle de um retificador trifásico com alto fator de potência, regulação da tensão de saída e com baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, em comparação com os retificadores trifásicos convencionais.

O sistema de controle do conversor CA-CC é composto por circuitos digitais que fazem a amostragem da tensão na carga e a geração dos pulsos de comando dos MOSFETs. Existe também uma interface analógico-digital composta por circuitos de comando dos MOSFETs isolados (drives) e conversor A/D, cuja função é converter um sinal analógico (tensão de saída) em um valor digital. Menciona-se ainda, um circuito analógico detector de zero da tensão em uma das fases de alimentação do retificador trifásico proposto.

Este trabalho foi desenvolvido em seis principais etapas:

- i. A partir de uma estrutura de potência proposta em [2], desenvolveu-se uma análise matemática mais precisa, levando-se em conta a variação do ângulo de condução e a nova estratégia de comando dos interruptores auxiliares bidirecionais em corrente;
- ii. Metodologia de projeto dos componentes do retificador trifásico proposto;
- iii. Elegeu-se o microcontrolador 8031 para fazer o controle digital do retificador trifásico proposto;
- iv. Implementação dos circuitos responsáveis pelo controle do retificador trifásico proposto;
- v. Desenvolvimento do software de controle;
- vi. Experimentação através de um protótipo de laboratório;

Ao analisar o trabalho, extrai-se algumas conclusões relevantes descritas a seguir:

- I. A partir de um ajuste nos indutores de entrada para o valor de “indutância crítica”, obtém-se um conversor CA-CC com alto fator de potência, acima de 0,97.
- II. O retificador trifásico proposto apresentou uma tensão de saída regulada em uma ampla faixa de potência, com a maior excursão em 120 V.

- III. A nova estratégia de comando dos interruptores auxiliares bidirecionais em corrente mostrou-se mais eficiente que [2] e [4]. Verificou-se que esta estratégia reduz ainda mais a taxa de distorção harmônica.
- IV. O retificador trifásico proposto em baixa frequência favorece operar em altas potências para valores dos indutores de entrada cada vez menores visto que a indutância crítica é inversamente proporcional à potência de saída conforme demonstrada na equação 2-103.
- V. Em baixas frequências, o conversor apresenta a desvantagem de produzir um ruído audível no entanto sua vantagem reside no fato de não gerar emissão de rádio-interferência.
- VI. O controle digital permite que o retificador trifásico estudado seja mais versátil, pois é possível criar rotinas de diagnósticos e monitoramento que forneçam informações precisas ao usuário sobre o funcionamento do sistema.
- VII. O controle digital favorece a implementação de rotinas de prevenção e detecção de possíveis falhas, assegurando proteção ao usuário. Com isso, o sistema se torna mais confiável e seguro.
- VIII. O custo do equipamento mostrou ser baixo, facilitando a produção industrial em grande escala. O preço dos componentes utilizados para fazer o controle digital do conversor CA-CC é menor comparado com o analógico.
- IX. Os resultados experimentais mostraram que os esforços em tensão e corrente nos componentes foram pequenos, prolongando a vida útil do equipamento. Menciona-se ainda, uma comparação entre as estratégias proposta e convencional [2] [4] de comando dos interruptores auxiliares bidirecionais em corrente.
- X. Economizou-se dois circuitos na detecção do zero da tensão de fase da rede elétrica comparado com [2], pois o microcontrolador 8031 gera os pulsos de comando para os interruptores auxiliares conectados às demais fases. Pode-se obter maior compactação do controle digital se substituído os componentes 8031, EPROM 27256, 74HC373 por um microcontrolador 8051 pelo fato deste possuir uma ROM interna.
- XI. Caso a fonte de alimentação do retificador trifásico tenha uma frequência fixa diferente de 60Hz- por exemplo, 50Hz- o software de controle deverá ser ajustado para um bom funcionamento do sistema.
- XII. A curva característica de saída do retificador trifásico proposto é linear, tornando fácil o controle digital do circuito.

Constata-se a partir das afirmações acima que o retificador trifásico proposto com um controle digital é simples de ser implementado, com alto fator de potência, regulação da tensão de saída e de baixo custo, visando uma possível produção industrial deste equipamento.

## APÊNDICE

### PROGRAMA DE CONTROLE E COMANDO

flag	equ	20h
lalfa	equ	21h
halfa	equ	22h
lalfa0	equ	23h
halfa0	equ	24h
fmax	equ	25h
fmin	equ	26h
angmin	equ	27h
angmed	equ	28h
langmax	equ	29h
hangmax	equ	2Ah
lbeta	equ	34h
hbeta	equ	35h
lcompla	equ	36h
hcompla	equ	37h
lsupla	equ	38h
hsupla	equ	39h
ek	equ	40h
vref	equ	41h
vad	equ	42h
maxal	equ	43h
maxah	equ	44h
minal	equ	45h
minah	equ	46h
tespera	equ	47h

**Posições na RAM interna :**

- ; 20h : flag identifica se o nivel do pulso é 0 ou 1
- ; 21h : parte baixa de alfa
- ; 22h : parte alta de alfa ( alfa = alfa atual )
- ; 23h : parte baixa de alfa0
- ; 24h : parte alta de alfa0 (alfa0 = alfa anterior)
- ; 25h : constante faixa maxima para erro
- ; 26h : constante faixa minima para erro
- ; 27h : angulo minimo a ser incrementado/decrementado
- ; 28h : angulo mediano a ser incr/decr
- ; 29h : angulo maximo a ser incr/decr ( baixa )
- ; 2Ah : angulo maximo a ser incr/decr ( alta )
- ; 34h : parte baixa de beta
- ; 35h : parte alta de beta (beta= 30graus - alfa )
- ; 36h : parte baixa do complemento de alfa ( compla )
- ; 37h : parte alta do complemento de alfa ( compla )
- ; 38h : parte baixa do angulo 60 graus - alfa (supla)
- ; 39h : parte alta do angulo 60 graus - alfa (supla)
- ; 40h : erro atual ( presente )
- ; 41h : tensao de referencia na carga ( Vref )
- ; 42h : tensao de saida amostrada na carga (conv. A/D)
- ; 43h : parte baixa do maximo angulo alfa
- ; 44h : parte alta do maximo angulo alfa
- ; 45h : parte baixa do minimo angulo alfa
- ; 46h : parte alta do minimo angulo alfa
- ; 47h : tempo de espera antes de iniciar o programa

```

org 0000h
jmp program

org 0003h      ; endereço da rotina de interrupção INT0
ljmp inter0

org 000Bh
ljmp intimer

org 0013h      ; endereço da rotina de interrupção do INT1

```

<b>Subrotina de Sincronismo</b>
---------------------------------

```

;
;
;          Subrotina de tratamento da Interrupção Externa 1 (  $\overline{\text{INT1}}$  )
;
;
;          Coloca na porta P1 o nível 0 definido pelo ângulo beta
;
;
incrp1:
  push PSW
  push ACC

  clr EX1
  mov R2,#179d
  right: nop          ; correção para detecção do zero da rede
  djnz R2,right
  mov A,lbeta
  mov TL0,A          ; TH0 TL0 ← beta
  mov A,hbeta
  mov TH0,A

  setb TR0          ; início da contagem
  mov A,#0FFh
  mov P1,A          ; porta P1 em nível baixo

  setb EX1          ; habilita novamente a int1
  pop ACC
  pop PSW
  reti

```



## Subrotina de Leitura da Tensão na Carga

```

;
;
;
inter0:
    push PSW
    push ACC
                                ; observação: como neste programa é usado o registro DPTR apenas
                                ; para armazenar o endereço 8000 h, não é necessário acrescentar nesta
                                ; subrotina a instrução: mov DPTR, # 8000 h

    movx A,@DPTR                ; leitura da tensão amostrada na carga
    mov vad,A                   ; Vad <- valor da tensão amostrada

    pop ACC
    pop PSW
    reti

```

## Subrotina do Temporizador

```

intimer:
    push PSW
    push ACC

    clr TR0                      ; interrompe a contagem : temporizador parado
    cpl flag.0
    jnb flag.0,baixo             ; flag indica: nível alto ou baixo do pulso ?
    mov A,lcompla
    mov TL0,A
    mov A,hcompla                ; TH0 TL0 ← compla
    mov TH0,A
    setb TR0                     ; início de uma nova contagem
    cjne R4,#03h,prima
    clr P1.0                      ; P1.0 : disparo do Mosfet A
    jmp xend

prima:
    cjne R4,#02h,segu
    clr P1.1                      ; P1.1 : disparo do Mosfet B
    jmp xend

```

```

segu:
  clr P1.2          ; P1.2 : disparo do Mosfet C
xend:
  pop ACC
  pop PSW
  reti

baixo:
  mov A,#0FFh      ; temporizador continua parado
  mov P1,A         ; porta P1 em nivel alto

  djnz R4,above    ; As três chaves foram comandadas ? Caso afirmativo, desvio para above
  clr TR0
  mov R4,#03h
  mov R5,#60d
  mov DPTR,#8000h  ; inicio de conversão A/D
  movx @DPTR,A

tmpconv:
  djnz R5,tmpconv  ; Tempo máximo de conversão = 120µs

  lcall control
  lcall calalfa

  pop ACC
  pop PSW
  reti

above:
  mov A,lsupla
  mov TL0,A        ; TH0 TL0 ← supla
  mov A,hsupla
  mov TH0,A
  setb TR0        ; inicio da contagem

  pop ACC
  pop PSW
  reti

```

Subrotina de Inicialização
----------------------------

Esta subrotina faz inicialização de diversas variáveis, entre elas:

- **alfa** (formada pela parte mais significativa **halfa** e menos significativa **lalfa**)
- **beta** (formada pela parte mais significativa **hbeta** e menos significativa **lbeta**)  
*beta = 30 graus - alfa*
- **compla** (formada pela parte mais significativa **hcompla** e menos significativa **lcompla**), onde  
*compla = NOT (alfa)*
- **supla** (formada pela parte mais significativa **hsupla** e menos significativa **lsupla**), onde  
*supla = 60 graus - alfa*
- **Vref** é a tensão de referência na carga, desejada pelo usuário
- **Vad** é a tensão amostrada na carga
- **maxalfa** (formada pela parte mais significativa **maxah** e menos significativa **maxal**) é o valor máximo que pode atingir **alfa**
- **minalfa** (formada pela parte mais significativa **minah** e menos significativa **minal**) é o valor máximo que pode atingir **alfa**

```

;
;
inic:
    mov maxal,#058h    ; variáveis de controle: alfa, beta, compla e supla.
    mov maxah,#05h    ; valor maxalfa = 0558h
    mov minal,#00h
    mov minah,#00h    ; valor minalfa = 0000h
    mov lalfa0,#00h
    mov halfa0,#00h   ; valor inicial de alfa0 = 0000h
    mov lalfa,#01h
    mov halfa,#00h    ; valor inicial de alfa = 0001h
    mov lbeta,#0CCh
    mov hbeta,#0FBh   ; valor inicial de beta = FBCCCh
    mov lcompla,#0FEh
    mov hcompla,#0FFh ; valor inicial de compla = FFFEh
    mov lsupla,#0CCh
    mov hsupla,#0F6h  ; valor inicial de supla = F6CCCh
    mov vref,#80h     ; valor de tensão de referência: Vref = 80h (equivalente a Vref = 120 V)
    mov vad,#80h      ; valor inicial de Vad = 80h
    mov ek,#00h       ; erro : ek = vref - vad
    clr flag.1
    mov fmax,#50h
    mov fmin,#10h
    mov angmin,#5d
    mov angmed,#24d   ; 47d = 1 grau

```

```

mov langmax,#18h
mov hangmax,#01h
mov tespera,#100d ; tempo de espera antes de iniciar o controle do sistema: 59s
mov SP,#0007h
mov R4,#03h ; número de pulsos em um semi-período da rede
mov IP,#04h ; bit 2 PX1 = 1 prioridade alta para INT1
; bit0 PX0 = 0 prioridade baixa para INTO
setb EA ; habilita todas as interrupções
setb IT0 ; bit0 ( IT0 ) = 1 atua em edge negativo para INTO
clr EX1
setb IT1 ; bit 2 IT1 = 1 atua em edge negativo para INT1
mov TMOD,#00100001b ; T0 e' temporizador e recebe sinal interno
clr flag.0 ; Flag : bit 0 do byte 20h
; bit 0 = 0 --> ângulo beta ( 30 graus - alfa ) = complementar;
; bit 0 = 1 --> ângulo alfa;

ret

```

Subrotina de Cálculo do ângulo beta, compla e supla a partir do ângulo alfa

calalfa:

```

push PSW
push ACC
mov A,#0A7h ; parte baixa do valor onde inicia o pulso
; descontado o tempo de execução das instruções
; na subrotina de interrupção antes do disparo do
; temporizador ( = 252 pulsos de clock ou 21µs )

```

O valor inicial teórico do pulso e' FA92h.

Somando 21d, temos :

O valor inicial do pulso compensado e' FAA7h

```

clr ac ; zera o half-carry
clr cy ; zera o carry
add A,lalfa ; cálculo do ângulo beta
mov lbeta,A
mov A,#0FAh ; beta = 30 graus - alfa
addc A,halfa
mov hbeta,A
clr cy
clr ac ; cálculo do complemento de alfa

```

```

mov A,lalfa          ; compla = NOT (alfa)
cpl A
mov lcompla,A
mov A,halfa
cpl A
mov hcompla,A

clr cy              ; cálculo do ângulo 60 - alfa
clr ac
mov A,lalfa

add A,#025h        ; O valor inicial e' F525h ( equivale a 60 graus - alfa )
;
mov lsupla,A
mov A,halfa
addc A,#0F5h
mov hsupla,A

pop ACC
pop PSW
ret

```

Programa Principal
--------------------

```

;
program:

lcall inic          ; rotina de inicialização
lcall wait         ; rotina de espera
lcall calalfa      ; rotina de cálculo dos ângulos  $\beta$  e  $\gamma$ 
setb EX1           ; bit 2 EX1 = 1 habilita a INT1
setb EX0           ; bit0 ( EX0 ) = 1 habilita a INTO
setb ET0          ; habilita interrupção TIMER 0
aqui: sjmp aqui

```

Subrotina de Controle
-----------------------

```

;
control:

```

```

    push PSW
    push ACC

```

```

    mov A,vref
    clr cy
    clr ac
    subb A,vad
    jnc flagpos
    clr cy
    clr ac
    mov A,vad
    setb flag.1
    subb A,vref
    jmp flagneg

```

```

; Vref e' menor que Vad ?

```

```

; Flag: bit1 = 1 (indica que erro é negativo)

```

```

flagpos:

```

```

    clr flag.1

```

```

; Flag: bit1 = 0 (indica que o erro é positivo)

```

```

flagneg:

```

```

    mov ek,A
    jnb flag.1,quadpos
    clr cy
    mov A,ek
    subb A,fmax
    jnc sbmuito
    clr cy
    mov A,ek
    subb A,fmin
    jnc sbpouco
    clr cy
    mov A,lalfa
    subb A,angmin
    mov lalfa0,A
    mov A,halfa
    subb A,#00d
    mov halfa0,A
    jmp quase

```

```

; ek >= 0 ?

```

```

; quadrante negativo

```

```

; módulo de ek >= 50 ?

```

```

; o erro não excedeu o valor limite superior do quadrante negativo

```

```

; o ponto de operação está abaixo de D0 h

```

```

; módulo de ek >= 10h ?

```

```

; o ponto de operação está entre 90 h e 80 h

```

```

; o erro é pequeno, portanto o ajuste deverá ser suave

```

```

; alfa0 <- alfa - angmin, onde angmin = 0,1 graus

```

```

; agora vamos testar se este valor esta dentro da faixa 0000h a 0558h

```

```

sbpouco:

```

```

    mov A,lalfa
    subb A,angmed

```

```

; o ajuste deverá ser rápido para um bom funcionamento do conversor

```

```

; o ponto de operação está entre D0 h e 90 h

```

```

mov lalfa0,A
mov A,halfa
subb A,#00d
mov halfa0,A
jmp quase
; alfa0 <- alfa - angmed, onde angmed = 0,5 graus

sbmuito:
mov A,lalfa
subb A,langmax
mov lalfa0,A
mov A,halfa
subb A,hangmax
mov halfa0,A
jmp quase
; o ajuste deverá ser muito rápido
; o erro está acima de D0 h
; alfa0 <- alfa - angmax, onde angmax = 6 graus

quadpos:
clr cy
mov A,ek
subb A,fmax
jnc admuito
clr cy
mov A,ek
subb A,fmin
jnc adpouco
clr cy
mov A,ek
; quadrante positivo
; módulo de ek >= 50 ?
; o erro não excedeu o valor limite inferior do quadrante positivo
; o ponto de operação está acima de 30 h
; módulo de ek >= 10h ?
; o ponto de operação está entre 70 h e 80 h

cjne A,#00h,eksmall
jmp fim
; ek = 0 ? Não precisa de ajuste
; alfa0 = alfa; o ponto de operação está na referência (80 h)

eksmall:
clr cy
mov A,lalfa
add A,angmin
mov lalfa0,A
mov A,halfa
addc A,#00d
mov halfa0,A
jmp quase
; alfa0 <- alfa + angmin

adpouco:
mov A,lalfa
add A,angmed
mov lalfa0,A
mov A,halfa
addc A,#00d
mov halfa0,A
jmp quase
; o ajuste deverá ser rápido para um bom funcionamento do conversor
; o ponto de operação está entre 30 h a 70 h
; alfa0 <- alfa + angmed

```

```

admito:                ; o ajuste deverá ser muito rápido
    mov A,lalfa        ; o erro está abaixo de 30 h
    add A,langmax
    mov lalfa0,A
    mov A,halfa
    addc A,hangmax
    mov halfa0,A       ; alfa0 <- alfa + angmax
    jmp quase

quase:                 ; o valor alfa esta compreendido entre 0000h e 0558h ?
    jb halfa0.7,estouro ; Este trecho do programa faz esta verificação.
    clr cy
    mov A,halfa0       ; o acumulador A recebe a variável alfa.
    subb A,maxah       ; A = 05h ? (parte alta)
    jz equal
    jnc excesso        ; A > 05h ?

back:
    clr cy
    mov A,halfa0
    cjne A,#00h,continua ; A = 0 ? (parte alta)
    mov A,lalfa0
    clr cy
    cjne A,#00h,continua ; A = 0 ? (parte baixa)

estouro:
    mov A,#01h
    mov lalfa,A
    mov A,#00h
    mov halfa,A       ; alfa = 0001 h (ângulo mínimo)
    jmp fim

continua:              ; atualiza o ângulo alfa, armazenando-o numa posição da memória RAM
    mov A,halfa0      ; interna do microcontrolador 8031
    mov halfa,A
    mov A,lalfa0
    mov lalfa,A
    jmp fim

equal:
    clr cy
    mov A,lalfa0
    subb A,maxah      ; A > 58h ?
    jnc excesso
    jmp back

excesso:              ; alfa = 0558 h (ângulo máximo)
    mov A,maxah
    mov halfa,A

```



```
mov A,maxal  
mov lalfa,A
```

```
fim:
```

```
pop ACC  
pop PSW  
ret
```

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] **Rashid**, Muhammad H. *Power Electronics - Circuits, Devices and Applications*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1993 pp. 130-186.
- [2] **Mehl**, Ewaldo L. M. *Proposição, Análise, Projeto e Implementação Prática de um Novo Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência*. Tese de Doutorado - INEP - UFSC - Florianópolis - 1996.
- [3] **Dante**, Reinaldo G.; **Haddad**, Jamil e **Nakashima**, Kazuo *Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes: A Economia e a Qualidade da Energia Elétrica*. Conferência Internacional sobre Aplicação Industrial de Eletricidade e Exposição - IEEE / INDUSCON - São Paulo, Agosto-1996.
- [4] **Mussa**, Samir A. *Comando e Controle Digital, com DSP, de um Retificador Trifásico, visando Maximização do Fator de Potência*. Dissertação de Mestrado - INEP - UFSC - Florianópolis - 1994.
- [5] **Silva Jr.**, Vidal P. *Aplicações Práticas do Microcontrolador 8051*. São Paulo.: Editora Érica, 1994 pp. 121-149.
- [6] **Noll**, Valdir *Sistemas de Controle e Monitoração de um Banco de Baterias por Meio de Microcontrolador*. Dissertação de Mestrado - INEP - UFSC - 1993.
- [7] **8031 Microcontroller User's Guide**, 8031 Microcontroller Products, INTEL Inc., 1991.

- [8] **Barbi, Ivo e Mehl, Ewaldo L. M.** *An Improved High-Power Factor and Low-Cost Three-Phase Rectifier*. IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. 33, nº 2 pp. 485-490, March / April 1997.
- [9] **Kolar, J. W. e Zach, F. C.** *A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier*. 28<sup>th</sup> PCIM Conference, Nürnberg, Germany, June 1994.
- [10] **Watanabe, E. e Stephan, R.** *Potência Ativa e Reativa Instantâneas em Sistemas Elétricos com Fontes e Cargas Genéricas*. Controle & Automação - SBA, 1991.
- [11] **Cruz, Cícero M. T.** *Retificador Trifásico a Diodos, de Baixo Custo, com Correção de Fator de Potência*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, UFSC - Florianópolis, setembro 1993
- [12] **Cividino, Lorenzo** *Power Factor, Harmonic Distortion; Causes, Effects and Considerations*. IEEE INTELEC-1992 pp.506-513.
- [13] **Grimshaw, N. C.** *Review of the Canadian Standards Association C22.2 # 0.16 Rational Used in Its Development*. Annual IEEE Power Elect. Conf. - 1991.