

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

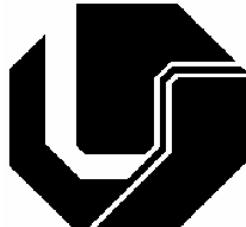


PROPOSTA DE CONTROLE PRÉ-PROGRAMADO
APLICADO AO CONVERSOR BOOST PFC SEM SENSOR
DE CORRENTE

Antonio de Pádua Finazzi

Uberlândia
2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



PROPOSTA DE CONTROLE PRÉ-PROGRAMADO APLICADO AO
CONVERSOR BOOST PFC SEM SENSOR DE CORRENTE

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Professor Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas.
Co-Orientador: Professor Dr. Valdeir José Faria.

Uberlândia
2011

ANTONIO DE PÁDUA FINAZZI

PROPOSTA DE CONTROLE PRÉ-PROGRAMADO APLICADO AO CONVERSOR BOOST PFC SEM SENSOR DE CORRENTE

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Uberlândia, 6 de Maio de 2011

Banca Examinadora

Professor Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas - UFU – Orientador

Professor Dr. Valdeir José Faria. – UFU - Co-Orientador

Professor Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior – UFC

Professor Dr. Luciano Coutinho Gomes – FEELT/UFU

Professor Dr. Luiz Carlos de Freitas – FEELT/UFU

Professor Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto - UFC

Uberlândia – Maio / 2011

DEDICATÓRIA

À minha esposa Ângela, à minha filha Ana Elisa,
aos meus filhos Thiago e Lucas, e a todos os meus
familiares.

AGRADECIMENTOS

A Deus que criou todos nós.

Ao Professor Dr. Luiz Carlos Freitas pela competência na orientação deste trabalho e principalmente pelo apoio, dedicação e amizade durante este período de convivência.

Ao Professor Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas, que através de sua orientação, competência técnica e dedicação, contribuiu bastante para a realização deste trabalho.

Ao meu irmão por escolha, Professor Dr. José Antonio Lambert, por sempre apoiar-me em toda minha vida profissional e ainda por ser o responsável pelos meus ingressos nos cursos de mestrado e de doutorado.

À minha esposa Ângela, à minha filha Ana Elisa, aos meus filhos Thiago e Lucas, por sempre me apoiarem, nas vitórias e nas derrotas.

Ao companheiro Professor Dr. Gilson Ramalho Correa pelos ensinamentos e apoio nos trabalhos com microprocessador.

Aos amigos e companheiros Professores Dr. Fernando Nogueira de Lima, Msc. José Matheus Rondina e Msc. Hamilton Dias de Carvalho pelo incentivo, auxílio e cobranças de finalização de trabalho.

Ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, pela ajuda financeira fornecida.

A todos que me ajudaram. Colegas Professores da UFMT e da UFU, Técnicos e Discentes. São vários os não citados nesta redação, no entanto, estão gravados em minha mente e no meu coração. Obrigado a todos.

RESUMO

Finazzi, A. P., Proposta de controle pré-programado aplicado ao conversor BOOST PFC sem sensor de corrente, FEELT-UFG, Uberlândia – Brasil, 2009, 100p.

O desenvolvimento de conversores pré-reguladores para realização da correção do fator de potência de entrada e controle da tensão no barramento DC dos mais diversos tipos de equipamentos eletrônicos, como por exemplo, UPS, Inversores de Tensão e Fontes Chaveadas, tem atraído grande interesse por parte da comunidade científica que busca redução de custos, alto rendimento e confiabilidade operacional. Dentro deste contexto, esta tese de doutorado apresenta como principal contribuição uma nova concepção de controle pré-programado para imposição de corrente senoidal na rede CA de alimentação de um conversor Boost, atuando como pré-regulador sem a utilização de sensor de corrente, denominado neste trabalho de conversor BOOST-PFC-SSC. O método proposto consiste na obtenção experimental de uma tabela de seqüências de pulsos de gatilho correspondentes a um ciclo da tensão CA de entrada, para cada condição de carga ensaiada. Esta tabela de seqüências de pulsos é gravada em um microprocessador que reproduz os sinais de gatilho e assume o acionamento do conversor Boost, dispensando, portanto, o uso de um sensor de corrente e operações preditivas a cada intervalo de chaveamento, simplificando o controle do módulo executor. No sentido de comprovar e validar a proposta, um protótipo de 600W foi submetido à técnica de controle desenvolvida e os resultados experimentais são apresentados.

ABSTRACT

Finazzi, A. P., Proposal for Preprogrammed Control applied to a Current-Sensorless PFC Boost Converter, FEELT-UFU, Uberlândia - Brazil, 2009, 150p

The development of front-end converters for power factor correction and DC link voltage control of electronics converters such as, UPS, Inverters, and Switched Power Supplies, has been attracting great interest from the scientific community that works toward the achievements of cost reduction, high efficiency, and reliability. In this context, this paper proposes an innovative micro processed control technique for sinusoidal input line current imposition of front-end sensorless Boost converters, named in this work as BOOST-PFC-SSC.

The proposed method is based on experimental acquisition of sequences of gate-to-source signals for different load conditions. These signals correspond to a complete cycle of the AC input voltage and are recorded in the microcontroller memory in order to be reproduced when used in a Boost converter, eliminating thus the use of a current sensor and predictive operations each switching interval, simplifying the control module executor. Aiming to prove the proposed digital concept, a 600W Boost-PFC-CSL was built and analyzed in laboratory and the main experimental results are presented herein.

PROPOSTA DE CONTROLE PRÉ-PROGRAMADO APLICADO AO CONVERSOR BOOST PFC SEM SENSOR DE CORRENTE

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

FIGURA 1.1 – CIRCUITO DE CONTROLE BÁSICO APRESENTADO EM [1].....	21
FIGURA 1.2 – CIRCUITO DE CONTROLE BÁSICO E FORMAS DE ONDAS APRESENTADOS EM [4]	
CONTROLE COM EFEITO DE HISTERESE.....	22
FIGURA 1.3 – CIRCUITO DE CONTROLE BÁSICO E FORMAS DE ONDA APRESENTADOS EM [3]	
CONTROLE COM MODULAÇÃO PWM.....	22
FIGURA 1.4 – CIRCUITO DE CONTROLE E DE COMANDO APRESENTADOS EM [8]	
CONVERSORES INTERCALADOS (PARALELO).....	23
FIGURA 1.5 – CIRCUITO DE CONTROLE E DE COMANDO APRESENTADOS EM [9]	
CONVERSORES AC-DC COM ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA.].....	23
FIGURA 1.6 – CIRCUITO DE CONTROLE E DE COMANDO APRESENTADOS EM [18]	
CONTROLE PREDITIVO.....	25
FIGURA 1.7 – DIAGRAMA DE BLOCO COM AS AÇÕES REALIZADAS EM UM CONTROLE PFC	26
FIGURA 1.8 - CIRCUITO DE POTÊNCIA E DE COMANDO DO CONVERSOR BOOST PFC (CONVENCIONAL).....	27

CAPÍTULO 2

CAPÍTULO 2 - DESCRIÇÃO DO PRINCIPIO DE FUNCIONAMENTO DA TÉCNICA CONTROLE PROPOSTA

FIGURA 2.1 – TELA DO PROGRAMA SIMBOOST NO MODO “STORING”.....	32
FIGURA 2.2. CIRCUITO EQUIVALENTE DO SISTEMA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BOOS”	34
FIGURA 2.3. CIRCUITO EQUIVALENTE DO SISTEMA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BOOST, COM A CHAVE S FECHADA.....	35
FIGURA 2.4. CIRCUITO EQUIVALENTE DO SISTEMA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BOOST, COM A CHAVE S ABERTA.....	35
FIGURA 2.5 – FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE ENTRADA, SIMULADA NO PROGRAMA SIMBOOST ($RO = 127 \Omega$, $PO = 100 W$).”.....	42
FIGURA 2.6- FORMA DE ONDA DE CORRENTE DE ENTRADA OBTIDA EXPERIMENTALMENTE ($RO = 127 \Omega$, $PO = 100 W$).	42
FIGURA 2.7 - FORMA DE ONDA DE CORRENTE DE ENTRADA SIMULADA NO PROGRAMA SIMBOOST ($RO = 75 \Omega$, $PO = 150 W$).....	43

FIGURA 2.8 - FORMA DE ONDA DE CORRENTE DE ENTRADA OBTIDA EXPERIMENTALMENTE ($R_O = 75 \Omega$, $P_O = 150 \text{ W}$).....	43
FIGURA 2.9 – LAYOUT DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO PSBOOST	44
FIGURA 2.10 – LAYOUT DO CIRCUITO DE COMANDO DO PSBOOST.....	45
FIGURA 2.11 – LAYOUT DOS CIRCUITOS AUXILIARES DO PSBOOST	45
FIGURA 2.12 – FORMAS DE ONDA VIRTUAIS PARA GERAR AS SEQÜÊNCIAS DE ACIONAMENTO DO ENSAIO III ..	47
FIGURA 2.13 - CURVA DA CORRENTE DE ENTRADA, SIMULADA NO APLICATIVO PSPICE ENSAIO III (120Ω , 400 W).....	48
FIGURA 2.14 – RESULTADOS DO ENSAIO III – 260 W.....	48
FIGURA 2.15 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO OPERACIONAL DO CONVERSOR BOOST PFC-SSC.....	50
FIGURA 2.16 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO MÓDULO MESTRE.	52
FIGURA 2.17 – FORMAS DE ONDA (FICTÍCIAS) COM ACIONAMENTO “DISCRETIZADO”	54
FIGURA 2.18 – FLUXOGRAMA DAS AÇÕES DO MICROPROCESSADOR NA EXECUÇÃO DO “LAÇO PRINCIPAL”, NO MODO PROGRAMANDO.....	55
FIGURA 2.19 – ILUSTRAÇÃO FICTIONÍA DO SINAL DE SINCRONISMO, NO CASO DE HAVER NÍVEL DC NA TENSÃO SENOIDAL DA FONTE DE ENTRADA.	58
FIGURA 2.20 – ARMAZENAMENTO DAS SEQÜÊNCIAS DE ACIONAMENTO DO GATILHO EM PALAVRAS DE OITO “BITS”.....	59
FIGURA 2.21 – FORMAS DE ONDA DAS SEQÜÊNCIAS DE ACIONAMENTO DE GATILHO EM RELAÇÃO À TENSÃO SENOIDAL DA FONTE DE ENTRADA.	60
FIGURA 2.22 – SUBROTINA ASSEMBLER DE TRANSFERÊNCIA DE SINAL.....	62
FIGURA 2.23 – ESQUEMA DE ENDEREÇAMENTO DAS PÁGINAS NA MEMÓRIA PERMANENTE DO MICROPROCESSADOR.....	63
FIGURA 2.24 – DIAGRAMA DE BLOCO SIMPLIFICADO DA REALIMENTAÇÃO EM TENSÃO BOOST PFC-SSC.....	65
FIGURA 2.25 – DIAGRAMA DE LIGAÇÃO COM O SISTEMA DE REALIMENTAÇÃO EM TENSÃO DA UNIDADE BOOST PFC SSC.	66
FIGURA 2.26 – FLUXOGRAMA DAS AÇÕES DO MICROPROCESSADOR NO MODO PROGRAMADO, COM REALIMENTAÇÃO EM TENSÃO.	67
FIGURA 2.27 – FLUXOGRAMA DAS AÇÕES DO MICROPROCESSADOR NO MODO ESCRIVENDO.....	68
FIGURA 2.28 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO FLUXO DE SINAIS DE ACIONAMENTO DE GATILHO.	69

CAPÍTULO 3

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

FIGURA 3.1 – FOTOGRAFIA DA MONTAGEM EM LABORATÓRIO.	71
FIGURA 3.2 - TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA. (A) POTÊNCIA DE SAÍDA = 650W, (B) POTÊNCIA DE SAÍDA = 320W – BOOST PFC OPERANDO NO MODO “PROGRAMADO”	72
FIGURA 3.3 - TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA. (A) POTÊNCIA DE SAÍDA = 650W, (B) POTÊNCIA DE SAÍDA = 320W – BOOST PFC OPERANDO NO MODO “PROGRAMADO”	73
FIGURA 3.4 CORRENTE DE ENTRADA E TENSÃO DE SAÍDA. (A) POTÊNCIA DE SAÍDA = 650W, (B) POTÊNCIA DE SAÍDA = 320W – CONVERSOR BOOST PFC OPERANDO NO MODO “PROGRAMADO”	74

FIGURA 3.5 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA E TENSÃO DE SAÍDA (A) PLENA CARGA – 600W (B) 50% DE CARGA (C) 20% DE CARGA.....	76
FIGURA 3.6 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA E TENSÃO DE SAÍDA DURANTE TRANSITÓRIOS DE CARGA (A) DEGRAU POSITIVO DE CARGA – 120W PARA 600W (B) DEGRAU NEGATIVO DE CARGA – 600W PARA 120W.....	77
FIGURA. 3.7 CURVAS DE (A) RENDIMENTO E (B) THDI EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DE ENTRADA.....	78
FIGURA 3.8 – ESPECTRO DE FREQÜÊNCIA DA CORRENTE DE ENTRADA EM COMPARAÇÃO COM OS LIMITES IMPOSTOS PELA NORMA INTERNACIONAL IEC61000-3-2.	79
FIGURA 3.9 – ESPECTRO DE FREQÜÊNCIA DA TENSÃO E DA CORRENTE DE ENTRADA - PLENA CARGA - 600W	81
FIGURA 3.10 – ESPECTRO DE FREQÜÊNCIA DA TENSÃO E DA CORRENTE DE ENTRADA - 50% DA CARGA.....	80
FIGURA 3.11 – ESPECTRO DE FREQÜÊNCIA DA TENSÃO E DA CORRENTE DE ENTRADA - 250% DA CARGA.....	80

ANEXO I

DIAGRAMAS DE LIGAÇÃO DOS CIRCUITOS DE COMANDO

FIGURA A1.1 – DIAGRAMA DE LIGAÇÃO DO PIC 16F876A.	89
FIGURA A1.2 – CIRCUITO COMPARADOR: CORRENTE DE REFERÊNCIA (IREF) X CORRENTE DO SENSOR (ISENSOR).	89
FIGURA A1.3 – CIRCUITO CONDICIONADOR DO SINAL DE SAÍDA DO PIC QUE VAI PARA O CIRCUITO DE GATILHO.	89
FIGURA A1.4 – CIRCUITO SINCRONIZADOR. GERA ONDA QUADRADA SINCRONIZADA COM A SENOIDAL DE ENTRADA.	90
FIGURA A1.5 – CIRCUITO COMPARADOR: TENSÃO DC DE SAÍDA (V0) X TENSÃO MÍNIMA DESEJADA (VOMIN) ...	90
FIGURA A1.6 - CIRCUITO COMPARADOR: TENSÃO DC DE SAÍDA (V0) X TENSÃO MÁXIMA DESEJADA (VOMAX) ...	91

ANEXO II

FLUXOGRAMAS DA PROGRAMAÇÃO ASSEMBLER

FIGURA A2.1 – FLUXOGRAMA DO PROGRAMA PRINCIPAL DO MICROPROCESSADOR.	92
FIGURA A2.2 – FLUXOGRAMA DA ROTINA DE INTERRUPÇÃO.	93
FIGURA A2.3 –FLUXOGRAMA DA ROTINA “LENDO”.	93
FIGURA A2.4 – FLUXOGRAMA DA ROTINA “PROGRAMANDO”....	94
FIGURA A2.5 –FLUXOGRAMA DA ROTINA “ESCREVENDO”....	94
FIGURA A2.6 – A) FLUXOGRAMA DA ROTINAS “ARMAZENA VOLÁTIL”; B) FLUXOGRAMA DA ROTINAS “BUSCA VOLÁTIL”....	95
FIGURA A2.7 –FLUXOGRAMA DA ROTINA “LÊ_FIXA”.	95
FIGURA A2.8 –FLUXOGRAMA DA ROTINA “ESCREVE_FIXA”.	96

PROPOSTA DE CONTROLE PRÉ-PROGRAMADO APLICADO AO CONVERSOR BOOST PFC SEM SENSOR DE CORRENTE

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

B ₁	Porta lógica do microprocessador que envia sinal para o circuito de gatilho
B ₂	Porta lógica do microprocessador que recebe sinal que compara se é menor que a tensão mínima desejada para a tensão DC de saída
B ₃	Porta lógica do microprocessador que recebe sinal que compara se é maior que a tensão máxima desejada para a tensão DC de saída
B ₄	Porta lógica do microprocessador que recebe o sinal que deve ser enviado para o circuito de gatilho, após a próxima interrupção
B ₅	Porta lógica do microprocessador que recebe sinal de acionamento da tecla que finaliza a gravação na memória permanente do microprocessador.
B ₆	Porta lógica do microprocessador que recebe sinal de acionamento da tecla que incrementa uma página de gravação na memória permanente do microprocessador.
B ₇	Porta lógica do microprocessador que recebe sinal de acionamento da tecla que decrementa uma página de gravação na memória permanente do microprocessador.
C ₀	Porta lógica do microprocessador que recebe sinal que define o modo de operação do microprocessador
C ₁	Porta lógica do microprocessador que recebe sinal de acionamento da tecla que interrompe o modo “Programando” e coloca o microprocessador no modo “Gravando”
C	Capacitor de saída conversor BOOST
D	Díodo principal do conversor BOOST
Dígito	Índice de ordem do bit dentro de uma palavra de oito bits (varia de 0 a 7)
THDI	Distorção Harmônica Total da Corrente
ΔI _L	Amplitude de desvio da corrente do indutor principal do conversor BOOST em relação à corrente senoidal de referência
ΔT _b	Tempo mínimo para comutação da interruptor principal do conversor BOOST. É imposto pelo temporizador do microprocessador
ΔV ₀	Amplitude de desvio da tensão na saída do conversor BOOST em relação à

	tensão desejada
E _D	Queda de Tensão constante no diodo D
EEADR	Registro de endereçamento da memória permanente do microprocessador
EEADRH	Registro complementar de endereçamento da memória permanente do microprocessador
EECON1,RD	Bit do registro de controle do microprocessador que habilita/desabilita a Leitura da memória permanente
EECON1,WREN	Bit do registro de controle do microprocessador que habilita/desabilita a Escrita da memória permanente
EECON2	Bit do registro de controle do microprocessador que habilita/desabilita escrita da memória permanente
E _S	Quedea de Tensão constante na chave principal S
mH	miliHenry, unidade de indutância
Hz	Hertz, unidade de freqüência
i _C	Corrente no Capacitor de C ₀
i _{in}	Corrente da fonte de entrada que alimenta o conversor BOOST
i _L	Corrente senoidal retificada, no indutor principal do conversor BOOST
INTCON,GIE	Bit do registro de controle do microprocessador que habilita/desabilita as interrupções
I ₀	Valor médio da corrente DC na saída do conversor BOOST
i _o	Corrente de saída do conversor Boost
i _{ref}	Corrente senoidal retificada, de referência
L	Indutor principal do conversor BOOST
Modo	Variável binária que define os modos “Lendo” ou “Programando”.
MemVolátil (N)	Palavra indexada de oito bits armazenada na memória volátil do microprocessador
N	Índice de ordem da palavra de oito bits, dentro de uma seqüência de “zeros” e “uns” que representam uma seqüência de acionamento do

	gatilho
N_{final}	Total de palavras de oito bits captados durante um ciclo da senoidal de entrada
Palavra	Variável de oito bits (“zeros” e “uns”) que representam uma parcela da seqüência de acionamento do gatilho
Pag	Número da página de gravação na memória permanente (apontador)
PFC	Conversor Boost, operando com fator de potência unitário
PFC-SSC	Conversor Boost PFC atuando como pré-regulador, sem a utilização de sensor de corrente (proposto nesta Tese)
PFC-MM	Conversor Boost PFC atuando como pré-programador, com utilização de sensor de corrente (Módulo Mestre)
P_{max}	Potência máxima de operação
P_{min}	Potência mínima de operação
P_0	Potência na saída do conversor BOOST
Pré-Vgat	Variável que representa o nível do sinal (“0” ou “1”) que será transferido para o circuito de gatilho
R	Resistência de carga na saída do conversor BOOST
r_C	Resistência intríseca do capacitor C
r_D	Resistência intríseca do diodo D
r_L	Resistência intríseca do indutor de filtro L
r_S	Resistência intríseca da chave principal S
r_C	Resistência intríseca do capacitor C
R_1	Resistência 1 do divisor de tensão DC na saída do Conversor Boost
RMS	Valor quadrático médio ou valor eficaz
R_2	Resistência 2 do divisor de tensão DC na saída do Conversor Boost
S	Interruptor principal do conversor Boost
S_C	Chave virtual que habilita ou não o sinal do Comparador
S_P	Chave virtual que habilita ou não o sinal da memória permanente

S_v	Chave virtual que habilita ou não o sinal da memória volátil
THD	Taxa de Total Distorção de Harmônicas
T_0	Potencial de Aterramento do circuito de comando e do circuito de potência
T_G	Tecla de gravação
T_R	Tecla de finalização da gravação
T_{Dec}	Tecla que Decrementa a página de gravação
T_{Inc}	Tecla que Incrementa a página de gravação
T_{Modo}	Chave que define o modo de funcionamento do microprocessador: nível alto: PROGRAMANDO nível baixo:PROGRAMADO
TMR0	Interrupção por tempo no microprocessador
V	Volts, unidade de tensão elétrica
V_{rms}	Tensão eficaz da fonte de entrada do conversor BOOST
V_{Ce}	Tensão de controle da integral do erro da tensão DC de saída do conversor BOOST
v_C	Tensão devida a capacidade do Capacitor C
v_e	Tensão de erro entre a tensão de referência e a de realimentação da tensão DC de saída do conversor BOOST
$v_{0refmáx}$	Sinal que indica se a tensão DC de saída é maior que o valor máximo de referência.
$v_{0refmin}$	Sinal que indica se a tensão DC de saída é menor que o valor mínimo de referência.
V_{gat}	Tensão de gatilho da interruptor principal do conversor BOOST
V_{in}	Tensão da fonte de entrada que alimenta o conversor BOOST
V_{max}	Nível de tensão máxima que limita a tensão desejada na saída do conversor BOOST
V_{min}	Nível de tensão mínima que limita a tensão desejada na saída do conversor BOOST
V_0	Valor médio da tensão DC na saída do conversor BOOST
v_0	Tensão instantânea de saída do conversor BOOST

$v_{0\text{real}}$	Tensão proporcional a Tensão DC de saída do conversor BOOST (real).
$v_{0\text{ref}}$	Tensão de referência desejada para o sinal de tensão $v_{0\text{real}}$, no modo Programando.
$v_{0\text{refmax}}$	Tensão de referência máxima desejada para o sinal de tensão $v_{0\text{real}}$, no modo Programado.
$v_{0\text{refmin}}$	Tensão de referência mínima desejada para o sinal de tensão $v_{0\text{real}}$, no modo Programado.
v_{ret}	Tensão senoidal retificada, na entrada do conversor BOOST
v_{sinc}	Tensão de sincronismo (onda quadrada) entre o Microprocessador e a Fonte de Tensão Senoidal de entrada

**PROPOSTA DE CONTROLE PRÉ-PROGRAMADO APLICADO AO
CONVERSOR BOOST PFC SEM SENSOR DE CORRENTE**

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1 – TABELA DE TEMPOS ESPERADOS PARA CADA PULSO DE AÇÃOAMENTO.....	60
TABELA 2.2 – QUADRO DE UTILIZAÇÃO DA MEMÓRIA PERMANENTE DO PIC 16F876A.....	64
TABELA 3.1 – PARÂMETROS DA UNIDADE BOOST PFC-SSC.....	71
TABELA 3.2 – VALORES EFICAZES E VALORES MÉDIOS DAS TENSÕES E CORRENTES DE ENTRADA E DE SAÍDA COM O CONVERSOR BOOST PFC OPERANDO NOS MODOS “PROGRAMANDO” E “PROGRAMADO”	74

PROPOSTA DE CONTROLE PRÉ-PROGRAMADO APLICADO AO CONVERSOR BOOST PFC SEM SENSOR DE CORRENTE

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

INTRODUÇÃO	18
1.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS	18
1.2 – ESTADO DA ARTE	19
1.3 – O CONTEXTO DA PRESENTE TESE.....	27
1.4 – A ESTRUTURA DA TESE	29

CAPÍTULO 2 - DESCRIÇÃO DO PRINCIPIO DE FUNCIONAMENTO DA TÉCNICA CONTROLE PROPOSTA

2.1 - INTRODUÇÃO	30
2.2 - GERAÇÃO DE SEQÜÊNCIAS DE ACIONAMENTO COM ENSAIOS VIRTUAIS	30
2.2.1 - PROGRAMA EM LINGUAGEM DELPHI (SIMBOOST).....	32
2.2.2 – MODELO MATEMÁ PARA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST	34
2.2.2.1 – ANÁLISE QUANDO A CHAVE “S” ESTÁ FECHADA	36
2.2.2.2 – ANÁLISE QUANDO A CHAVE “S” ESTÁ ABERTA	38
2.2.3 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS UTILIZANDO O PROGRAMA DELPHI COM MODELO MATEMÁTICO	42
2.2.4 – APlicativo PSPICE (PSBOOST)	44
2.3 - GERAÇÃO DE SEQÜÊNCIAS DE ACIONAMENTO COM ENSAIOS REAIS	49
2.3.1 - MÓDULO MESTRE PARA GERAÇÃO DE SEQÜÊNCIAS DE ACIONAMENTO POR ENSAIOS REAIS	51
2.3.2 – FORMAS DE ONDA “DISCRETIZADAS”	54
2.3.3 – FUNCIONAMENTO DO MICROPROCESSADOR NO MODO PROGRAMANDO	55
2.3.4 – ARMAZENAMENTO DAS SEQÜÊNCIAS DE ACIONAMENTO DE GATILHO	58
2.3.5 – MODO PROGRAMADO COM REALIMENTAÇÃO EM TENSÃO.	65
2.3.6 – MODOS ESPECIAIS DE FUNCIONAMENTO DO MICROPROCESSADOR	68
2.3.6.1 – MODO ESCREVENDO	68
2.3.6.2 – MODO LENDO (PROGRAMADO SEM REALIMENTAÇÃO DE TENSÃO):	68

CAPÍTULO 3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

3.1 - INTRODUÇÃO	70
3.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM SEQÜÊNCIAS GERADAS EM ENSAIOS REAIS	70
3.3 - CONCLUSÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	81

CAPÍTULO 4 - CONCLUSÕES FINAIS

CONCLUSÕES FINAIS	82
-------------------------	----

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	85
ANEXO I – DIAGRAMAS DE LIGAÇÃO DOS CIRCUITOS DE COMANDO	88
ANEXO II – FLUXOGRAMAS DA PROGRAMAÇÃO ASSEMBLER	92
ANEXO III – CÓDIGOS ASSEMBLER.....	97

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 – Considerações Iniciais

Nos últimos anos, o desenvolvimento tecnológico na área da Eletrônica de Potência, principalmente nas aplicações com conversores de energia AC-DC, tem aperfeiçoado normas, exigindo a melhoria da qualidade da energia, tanto no setor produtivo como na área residencial. Foram desenvolvidas novas topologias e estratégias de controle. Os controles digitais tomaram espaço dos controles analógicos. Nesse sentido, os microprocessadores permitiram as mais diversas inovações, fruto da criatividade inerente ao ser humano.

Pode-se citar como objetivos desse desenvolvimento, a redução de tamanho e volume, o aumento de eficiência na conversão de energia, a redução de EMI, a robustez, a boa resposta dinâmica e outras características que viabilizam o uso de novas tecnologias para as demandas do mercado.

Os conversores pré-reguladores para operação com fator de potência de entrada unitário e controle da tensão no barramento DC de saída têm atraído grande interesse por parte da comunidade científica no que tange a redução de custos, alto rendimento e confiabilidade operacional para aplicações dos mais diversos tipos de equipamentos eletrônicos, por exemplo, UPS, Inversores de Tensão e Fontes Chaveadas.

Atualmente, vários trabalhos encontrados na literatura mostram que o número de sensores utilizados pode ser reduzido, através de métodos de controle preditivos, reduzindo custos, sendo este o campo de aplicação do presente trabalho.

Esta tese de doutorado apresenta como principal contribuição uma nova concepção de controle pré-programado aplicado em um conversor Boost PFC, atuando como pré-regulador. Nessa concepção, a imposição de corrente senoidal na rede CA de alimentação se dá sem a utilização de sensor de corrente e sem as usuais operações preditivas de obtenção de corrente. Esta configuração de conversor Boost, com correção de fator de potência, sem sensor de corrente, recebe a denominação de conversor BOOST-PFC-SSC.

O método proposto consiste na obtenção experimental (“ensaio de fábrica”) de seqüências de pulsos de gatilho correspondentes a um ciclo da tensão CA de entrada, chamadas doravante de “seqüências de acionamento de gatilho”. No ensaio de fábrica são

obtidas várias seqüências de acionamento de gatilho, uma para cada condição de carga ensaiada. Essas seqüências são gravadas em forma de tabela, na memória permanente de um microprocessador. Em funcionamento normal (“funcionamento pós-fábrica”), o microprocessador pré-programado assume o acionamento do conversor Boost, reproduzindo uma das seqüências de acionamento gravadas em sua memória permanente, dispensando, portanto, o uso de um sensor de corrente e as operações preditivas. Todo detalhamento teórico, assim como os principais resultados obtidos através da avaliação experimental de um protótipo de 600W, construído em laboratório, estão apresentados neste trabalho.

Os trabalhos publicados durante a pesquisa [33], [34] e [35] introduzem importantes e inovadores conhecimentos tecnológicos para a comunidade científica mundial, contribuindo, portanto, com o desenvolvimento da pesquisa em Eletrônica de Potência.

1.2 – Estado da Arte

Considerando que este trabalho propõe uma nova estratégia de controle para ser aplicada principalmente nos conversores chaveados, reportaremos ao estado da arte no que diz respeito às estratégias de controle aplicadas ao conversor Boost com correção de fator de potência (PFC).

Os conversores Boost PFC iniciaram com aplicações de controles analógicos para os comandos de chaveamento do circuito de potência, de maneira a impor que a corrente instantânea na entrada principal AC siga um sinal de referência de corrente, em fase com a tensão alternada de entrada. Isso garante um fator de potência bem próximo da unidade.

Para obter a corrente de entrada como descrita anteriormente e, ao mesmo tempo, realizar o controle da tensão DC de saída (v_0), um sistema em malha fechada capta um sinal proporcional à tensão DC de saída (v_0) e, adequadamente, varia a amplitude do sinal senoidal de referência de corrente de entrada, procurando obter como resultado o nível de tensão DC desejado na saída do conversor pré-regulador.

Uma visão global das configurações projetadas para a melhoria da qualidade de energia dos conversores (IPQCs), abordando as configurações de controle, recursos de design, seleção de componentes, outras considerações relacionadas, assim como a adequação e seleção para determinadas aplicações é tratada em [1], com o objetivo de fornecer um amplo espectro sobre o estatuto da tecnologia IPQC para pesquisadores, projetistas e engenheiros de aplicação, trabalhando em conversores AC-DC chaveados. É apresentada uma lista classificada de mais de 450 publicações de pesquisa sobre o estado da arte da IPQC.

Uma revisão do desempenho e do estado da arte das técnicas de correção do fator de potência em aplicações de conversores monofásicos é apresentado em [2]. São discutidos os méritos e limitações de várias técnicas PFC usadas nas fontes alimentação de servidores de rede e fontes de alimentação de telecomunicações, procurando maximizar a eficiência de conversão. Essas técnicas incluem vários tipos de comutação com tensão nula e comutação com corrente nula, abordando snubbers e as técnicas empregadas para reduzir as perdas de comutação reversa, bem como as técnicas para a minimização das perdas de condução. Finalmente, são discutidos os efeitos dos avanços recentes na tecnologia de semicondutores, principalmente a tecnologia de carboneto de silício, sobre o desempenho e design dos conversores PFC.

Os aspectos relacionados às estratégias de controle dos conversores com correção do fator de potência (PFC) são investigados em [3]. São revistas e analisadas as técnicas de controle para se obter uma corrente de entrada senoidal . É discutida a extensão de uma estratégia de controle a outras topologias do conversor, relatando alguns resultados experimentais, o que permite a comparação do desempenho do conversor com diferentes técnicas de controle. Finalmente, são apresentadas algumas considerações sobre as operações dinâmicas, juntamente com informações sobre os integrados desenvolvidos especificamente para aplicações de controle de PFC.

Uma comparação entre controle analógico e digital, utilizando um “snubber” não dissipativo é apresentado em [4]. Os dois tipos de controle utilizam a técnica de busca de fator de potência quase unitário, com histerese da forma de onda da corrente

Publicada em 1989, [5] apresenta um circuito de controle básico, utilizando sensores de corrente e de tensão, reapresentado nesta tese na Fig. 1.1. Esse controle se baseia em uma comparação simples entre a corrente instantânea da entrada principal AC e um sinal de referência de corrente em fase com a tensão alternada de entrada.

Para sistemas realimentados com controle da tensão DC de saída, há também a necessidade de captar, a cada pequeno intervalo de tempo, amostra da tensão DC de saída e automaticamente modificar os parâmetros que influenciam nas operações de obtenção da corrente de referência senoidal. Esse resultado é um valor de referência que será comparado com o valor da corrente que acontece no circuito. Como consequência dessa comparação, um sinal de gatilho, nível alto ou nível baixo, é enviado para comandar a chave principal do circuito de potência.

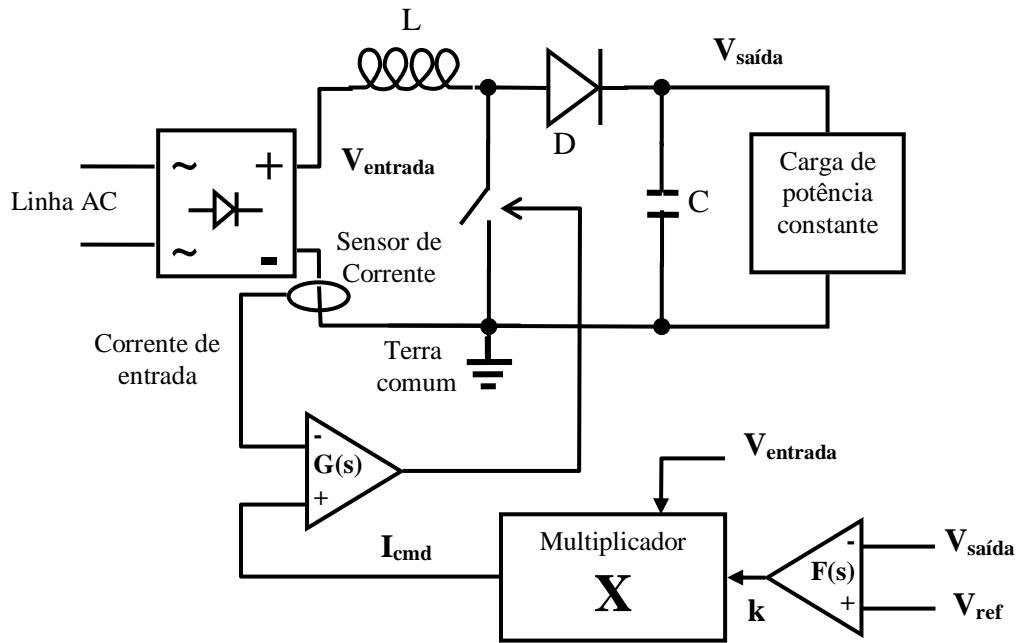


Figura 1.1 – Circuito de controle básico apresentado em [4]

A comparação simples entre o valor instantâneo de uma corrente de referência e o valor de uma corrente acontecendo em um ponto do circuito de potência provoca freqüências de comutações indesejáveis. Na tentativa de amenizar inconvenientes dessa natureza, surgiram os controles com moduladores de sinais, fixando os instantes em que o controle permite a comutação resultante das comparações processadas. Pode-se citar como exemplos mais utilizados, a comparação com efeito de histerese [6] e a quase sempre presente, modulação por largura de pulso (PWM) [6]. A Fig. 1.2 mostra um circuito de controle básico e formas de ondas para um controle com efeito de histerese, apresentados em [6]. A Fig. 1.3, por sua vez, ilustra um circuito de controle básico e formas de onda para um controle com modulação PWM, apresentados em [7].

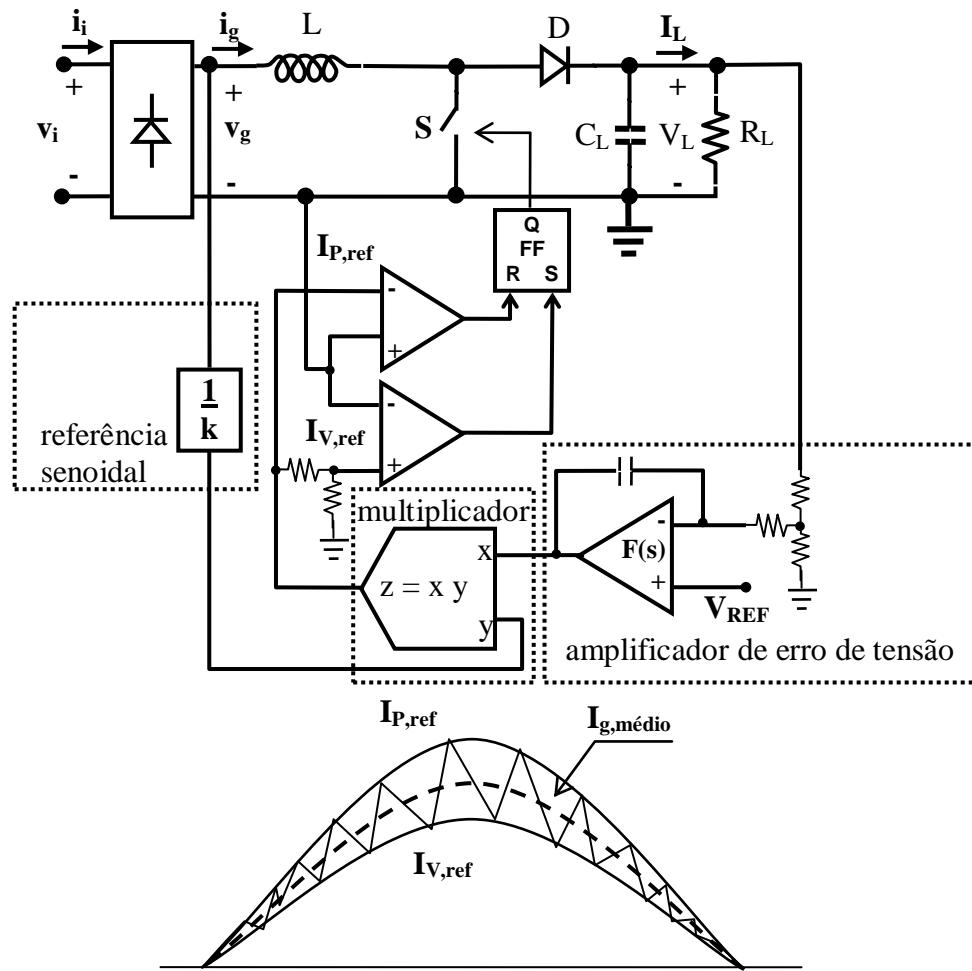


Figura 1.2 – Circuito de controle básico e formas de ondas apresentados em [4]. Controle com efeito de histerese.

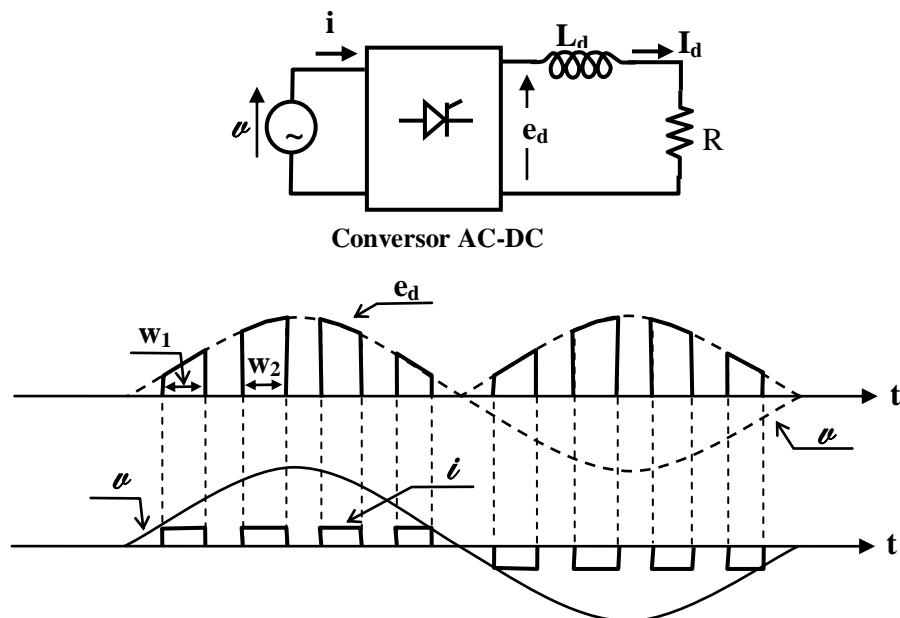


Figura 1.3 – Circuito de controle básico e formas de onda apresentados em [3]. Controle com modulação PWM.

Com a viabilização do uso de dispositivos microprocessados, surgiram vários sistemas propondo diferentes estratégias de controle. Essas inovações tecnológicas proporcionaram uma melhoria de desempenho dos conversores chaveados quanto a rendimento, nível de harmônicos (THD), freqüências de chaveamento e resposta dinâmica [8], ampliando as possibilidades de interação entre as diferentes partes do circuito de potência, contemplando topologias tais como conversores intercalados [9], [10], aplicações com comutação quase ressonante [11] e composições trifásicas [12], conforme ilustrado na Fig. 1.4 e na Fig. 1.5, respectivamente.

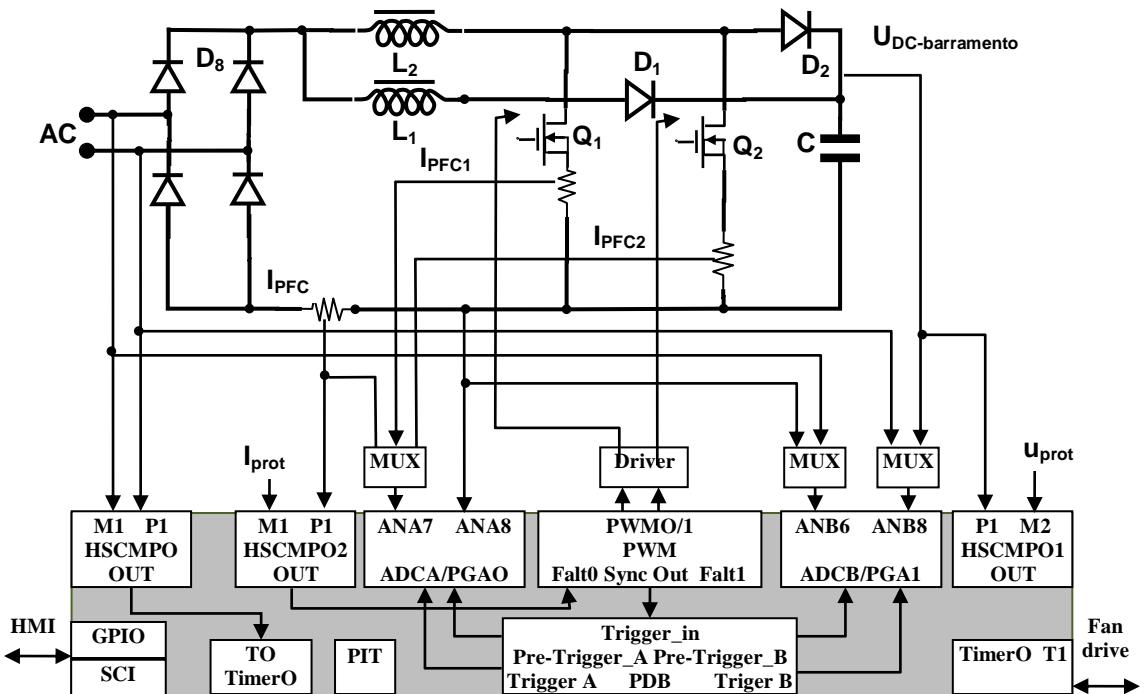


Figura 1.4 – Circuito de controle e de comando apresentados em [10]. Conversores intercalados (paralelo).

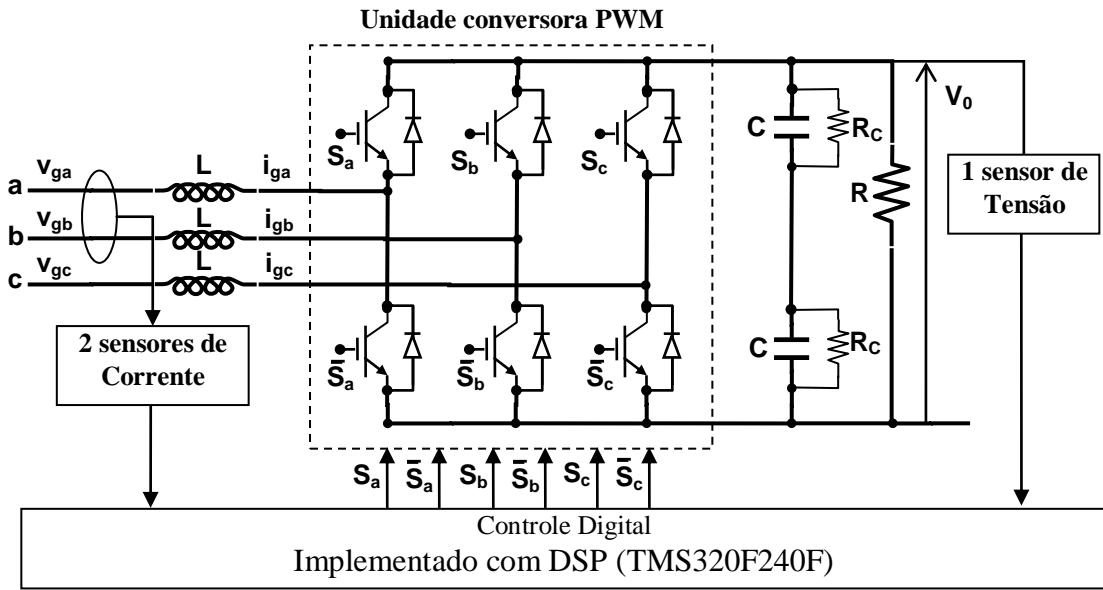


Figura 1.5 – Circuito de controle e de comando apresentados em [11]. Conversores AC-DC com alimentação trifásica.

Normalmente, a tensão de saída DC dos conversores é a variável de saída do sistema, utilizada tanto na realimentação como em qualquer malha de controle. Existem vários tipos de abordagens, tais como o controlador proporcional-integral (PI), proporcional-integral-derivativo (PID), controle de modo deslizante [13], [14], [15], [16], também conhecido como variável de controle estruturada (VSC), controladores de lógica fuzzy (FLCs) [17], [18], controladores adaptativos, controladores baseados em rede neural (NN) [19]. Todas essas estratégias são empregadas buscando uma resposta rápida e dinâmica, e mantendo a estabilidade do sistema conversor para uma ampla faixa operacional.

O valor da corrente que circula no indutor de filtro, num determinado instante, pode ser obtido por amostragem direta ou através de operações matemáticas, utilizando como parâmetros de entrada sinais de tensão e valores fixos dos elementos do circuito de potência. Essas funções variam conforme a estratégia de escolha dos instantes de amostragem e procuram atender as leis que regem o circuito equivalente do modelo proposto. Esses tipos de controle recebem o nome de “preditivos” [20]. Com objetivo de economizar sensores de corrente, novas estratégias de controle passaram a prever a corrente de maneira indireta [21].

Quando as operações de obtenção de corrente são simples, podem ser realizadas analogicamente, e quando são mais complexas, utilizam microprocessadores de razoável velocidade e capacidade de processamento. Salienta-se que funções muito complexas podem ser previamente resolvidas e configuradas (gravadas) em forma de tabela [22]. Ressalta-se aqui, que a estratégia de controle proposta neste trabalho utiliza essa metodologia de

gravação, porém, adicionando uma maneira nova e eficaz de se obter a tabela a ser gravada. Essa tabela contém a informação (chave aberta ou chave fechada) que decide o acionamento da chave do circuito de potência, para cada instante intermediário do ciclo da tensão senoidal de entrada. A figura Um digrama de montagem proposto em [21] é apresentado na Fig. 1.6.

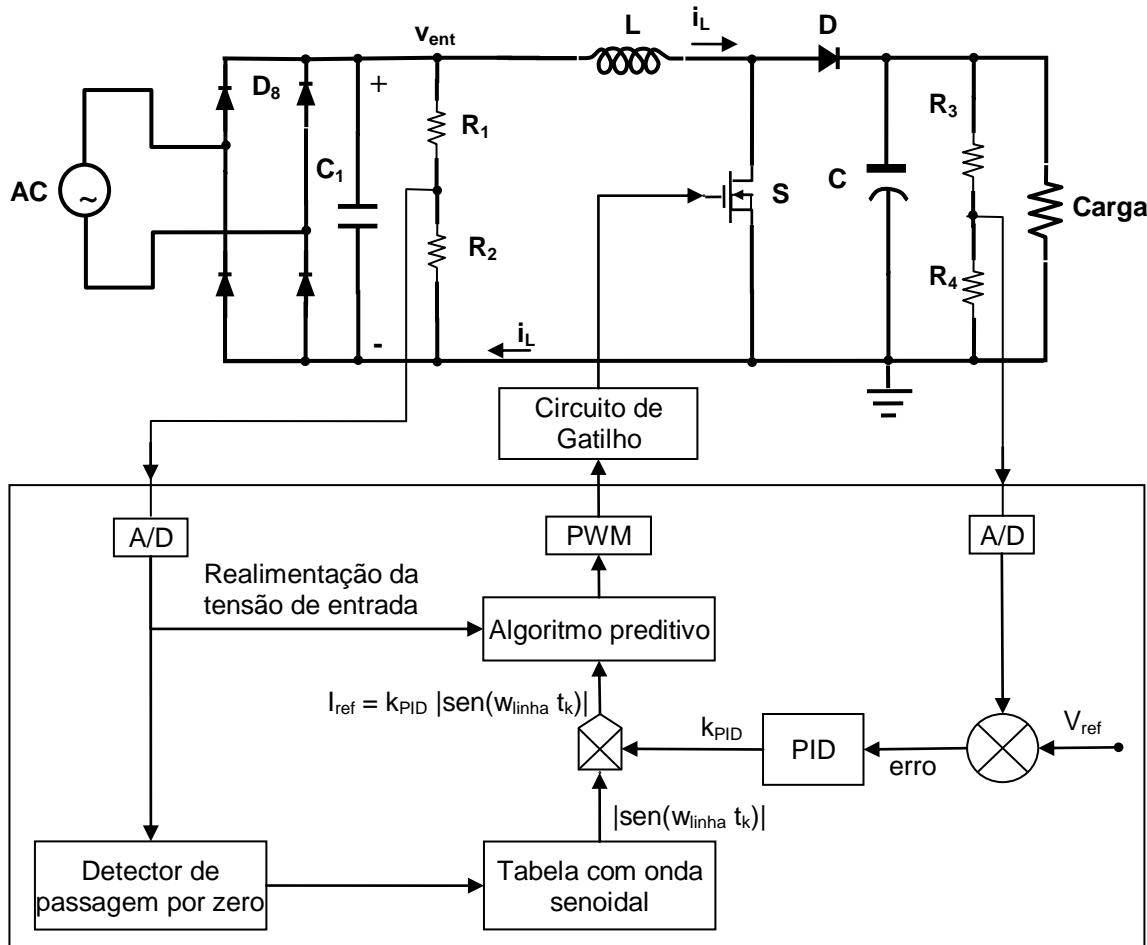


Figura 1.6 – Circuito de controle e de comando apresentados em [20]. Controle prebitivo.

A metodologia prebitiva permite economizar quanto ao número de sensores utilizados e, consequentemente, ameniza problemas inerentes ao uso desses sensores. Na maioria das estratégias de controle prebitivas há a necessidade de captar amostras de outros sinais de tensão a cada pequeno intervalo de tempo (da ordem de micros segundos). Em seguida, são realizadas as operações que resultam em um valor previsto para a corrente, que está acontecendo no circuito, naquele instante. Finalizando, um último estágio lógico compara valores e envia o sinal de comando para a chave do circuito de potência [22] a [34]. Muitas dessas operações serão dispensadas na estratégia de controle proposta neste trabalho, conforme indicado na Fig. 1.7.

Um diagrama de bloco geral das operações que podem acontecer em um controle com correção do fator de potência, dependendo da estratégia de controle aplicada é apresentado na Fig. 1.7. Os blocos mais à direita apresentam os elementos empregados para realizar as ações listadas nos equivalentes blocos da esquerda. Os itens assinalados com “*” não serão necessários na estratégia de controle proposta neste trabalho.

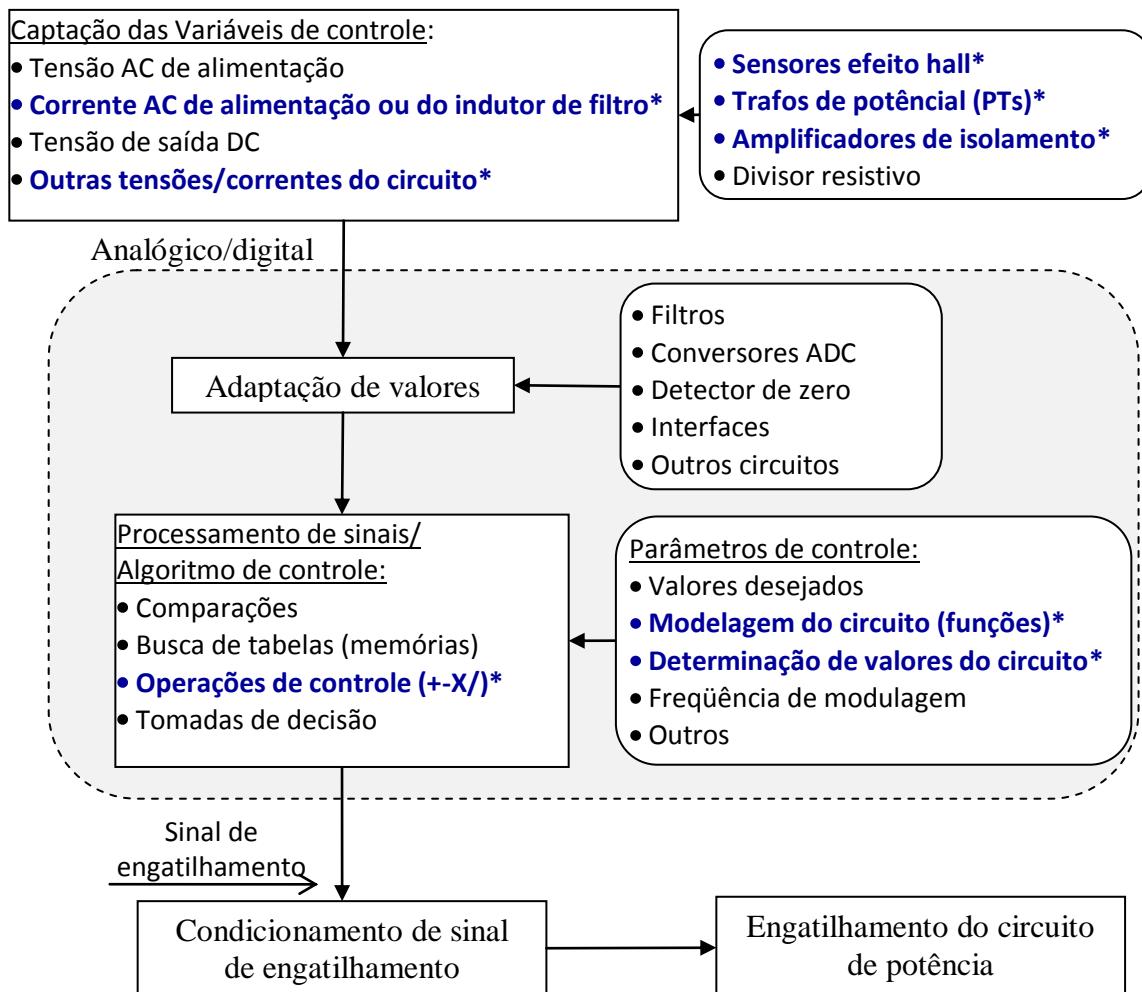


Figura 1.7 – Diagrama de bloco com as ações realizadas em um controle PFC.

A estratégia de controle proposta contempla todos os esforços e benefícios dos métodos já existentes. Descrevendo-a, de maneira sucinta, pode-se dizer que um único módulo, chamado de módulo “Mestre”, produz as seqüências de acionamento e os módulos denominados de “Soldados” executarão essas seqüências de acionamento.

Os resultados experimentais para a estratégia de controle proposta são apresentados neste trabalho utilizando como protótipo um conversor Boost PFC operando na faixa de 200 a 600 watts, com tensão de entrada AC de 127 V e tensão de saída DC de 230 V. O chaveamento se dá em intervalos de tempo múltiplos de 28 µs. Os resultados mostram que a nova estratégia proposta, funcionando com um microcontrolador PIC16F876A, não tão rápido

quanto um DSP, garante uma corrente de entrada bem próxima de uma onda senoidal, em fase com a tensão de entrada e também, uma boa regulação de tensão DC de saída.

1.2 – O Contexto da Presente Tese

O conversor Boost operando com fator de potência unitário (PFC), tem sido a principal opção da indústria em sistemas monofásicos, em aplicações como conversor AC-DC pré-regulador [1-4].

Sabe-se que a forma mais comum de controle do conversor Boost PFC é realizada pela imposição de uma corrente senoidal retificada (i_L) através do indutor de filtro do conversor (L). Para realizar esta tarefa, é necessário que a corrente do indutor de filtro (i_L) siga uma corrente de referência (I_{ref}), cuja amplitude e forma são o resultado do produto de um sinal de tensão DC de controle (V_c) por um sinal de tensão senoidal retificada de amplitude fixa e conhecida (V_{ret}). O sinal de tensão de controle (V_c) é obtido pela integral do sinal de erro entre as tensões de referência (V_{oref}) e o sinal de tensão de saída obtido por realimentação (V_{oreal}). A corrente de referência, obtida conforme esse procedimento, é comparada com a corrente do indutor de filtro (i_L), amostrada por um sensor de corrente, produzindo os pulsos (V_{sinc}) que acionam o circuito de gatilho que, por sua vez, comanda o interruptor do conversor Boost PFC, enviando o sinal de gatilho (V_{gat}).

Observa-se que é indispensável o sensor de corrente na implementação da estratégia de controle apresentada (convencional), como pode ser observado na Fig. 1.8 .

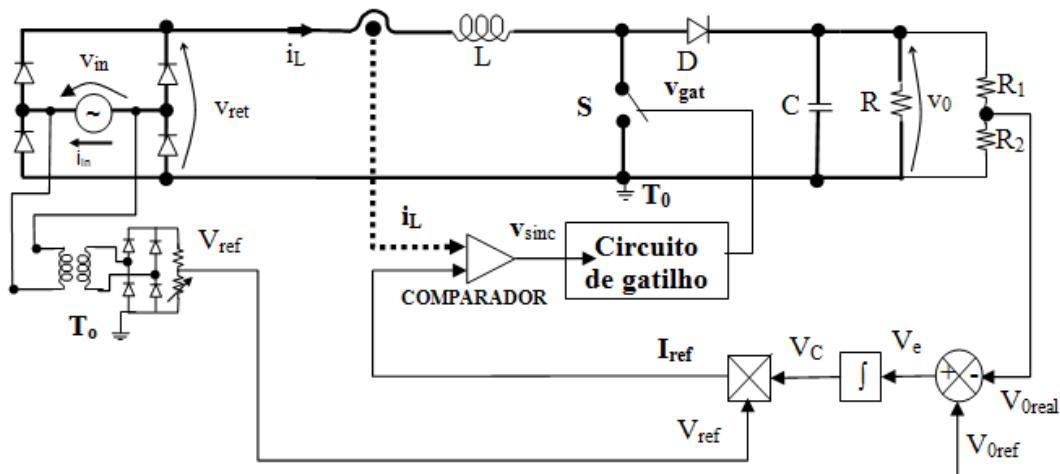


Figura 1.8 - Circuito de potência e de comando do conversor Boost PFC (convencional).

Esta tem sido a metodologia de controle mais utilizada pelos pesquisadores que atuam no estudo e implementação de conversores Boost AC-DC pré-reguladores operando com fator de potência unitário. Em muitas aplicações, seja com controle analógico ou digital, utilizando-se FGA, DSP ou outro microprocessador, tem sido indispensável o uso de sensor de corrente no controle aplicado ao conversor Boost PFC. É nesse contexto que a presente Tese se insere, na medida em que objetiva oferecer uma alternativa de controle para a operação do conversor Boost PFC, atuando como pré-regulador, bem como estimular novas investigações nesta área de estudo. Para alcançar tal propósito, este trabalho propõe a aplicação de uma nova concepção de controle pré-programado. Trata-se de um sistema de controle capaz de realizar a tarefa de impor a corrente senoidal CA de entrada sem o uso de Sensor de Corrente (Boost PFC-SSC) e sem operações preditivas de corrente.

A estratégia de controle proposta permite economizar o número de sensores e eliminar as necessidades de: captar amostras durante pequenos intervalos de tempo; realizar operações matemáticas em pleno funcionamento; desenvolvimento de modelo matemático do circuito de potência e controle e determinação prévia de valores dos elementos do circuito de potência (próprios e parasitas).

Na estratégia de controle proposta as seqüências de acionamento são obtidas segundo um modelo real, “sensoriado”. Portanto são considerados os valores reais de todos os elementos do circuito, incluindo os parasitas. O projetista não se preocupa em determinar os valores reais das resistências, indutâncias e capacitâncias, sejam elas próprias ou intrísecas. Também não se preocupa em modelar o circuito equivalente para o circuito de potência ou de comando. Isto é mais vantajoso quanto mais complexo forem o sistema de potência e o sistema de controle aplicado.

No funcionamento normal, essas seqüências de acionamento serão repetidas por módulos de controle menos complexos, em sincronismo com a tensão senoidal de entrada. A cada pequeno intervalo de comutação, os módulos “Soldados” não fazem cálculo, apenas transfere para o circuito de gatilho a informação final sobre a próxima condição da chave (aberta ou fechada). Essa informação é apenas um “bit” de uma seqüência de acionamento previamente gravada na memória permanente de um microprocessador. Desta maneira, a estratégia de controle proposta opera com módulos “Soldados”, sem o uso de sensor de corrente e controlando com um mínimo de esforço computacional.

1.4 – A Estrutura da Tese

O capítulo 2 apresenta o funcionamento do sistema proposto. No item 2.1, de maneira sucinta e introdutória, é descrita a estratégia de controle proposta.

No item 2.2 são apresentadas as etapas de geração através de ensaios virtuais e através de ensaios reais.

Inicialmente foi desenvolvido um modelo matemático e as expressões finais de tensão e correntes foram inseridas em um programa computacional (Delphi). Na tentativa de aproximar o circuito virtual do circuito real foi utilizado o simulador *PSPICE*, substituindo o modelo matemático desenvolvido e inserindo no projeto os circuitos auxiliares de comutação (choppers). Também são apresentadas telas com resultados de simulação e resultados experimentais.

A opção de geração de seqüências de acionamento através de ensaios reais foi escolhida como objeto principal de pesquisa deste trabalho. Por esta razão, todo o restante do capítulo 2, iniciando no item 2.3, se reporta a essa opção.

No capítulo 3 são apresentados os resultados experimentais do sistema de controle proposto, obtidos com seqüências de acionamento gravadas e que foram previamente geradas através da realização de ensaios reais. São apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente de entrada e da tensão de saída do conversor, como também as respostas aos transitórios de carga, as curvas de rendimento e de Distorção Harmônica Total (THD) da corrente de entrada.

Finalizando, o capítulo 4 apresenta a conclusão do trabalho e propõe temas para a continuidade do estudo.

São apresentados ainda, em anexo, os Circuitos de Comando (Anexo I), os Fluxogramas referentes à programação em Assembler (Anexo II) e o Código Assembler que é gravado na memória de programação (permanente) do microprocessador (Anexo III).

CAPÍTULO 2

DESCRÍÇÃO DO PRINCIPIO DE FUNCIONAMENTO DA TÉCNICA CONTROLE PROPOSTA

2.1 - Introdução

Em sistemas de controle com sensor, nos quais as ações sejam cíclicas, pode-se empregar um controle pré-programado, ou seja, com seqüências de acionamento pré-gravadas, utilizando um microprocessador. O objetivo é proporcionar uma forma alternativa de controle onde os sensores e algumas operações preditivas poderão ser dispensados ou, em aplicações mistas, onde os sensores poderão ser aliviados temporariamente, seja por descanso programado, por defeito ou seja por qualquer outra estratégia de controle que requeira maior confiabilidade.

As seqüências de acionamento que produzem os mesmos efeitos quando sensores estiverem sendo empregados, podem ser obtidas através de ensaios virtuais (modelos) ou reais (sensoriados). Ressalta-se que a primeira opção exige modelagem matemática e determinação de parâmetros do circuito de potência, portanto é limitada pela modelagem e não é tão confiável e prática como a segunda, que foi escolhida para o desenvolvimento final deste trabalho e abordada a partir do item 2.3 deste capítulo.

Inicialmente este trabalho voltou-se de maneira exaustiva, durante dois anos, para a primeira opção, aplicada a um conversor Boost com imposição de corrente senoidal CA de entrada (Conversor Boost PFC). Nessa tentativa, duas linhas de pesquisa foram realizadas, são elas: Desenvolvimento do Modelo Matemático e programação em linguagem Delphi; Utilização do aplicativo *PSPISE®*.

Reportando-se à opção escolhida para esta Tese, pode-se dizer que a técnica de controle proposta destaca-se pela sua generalidade, sendo sua aplicação adequada ao controle de qualquer sistema periódico para o qual se deseja impor a forma, amplitude e a fase de uma dada variável periódica. A aplicação desta metodologia dispensa o uso de sensores para monitorar a variável a ser imposta, uma vez que os sinais de acionamento são obtidos através de um ensaio e gravados na memória do microprocessador.

Durante um ensaio denominado de “ensaio de fábrica”, um único módulo chamado de módulo “Mestre”, equipado com todos os sensores necessários à obtenção do comportamento

desejado, produz para cada ciclo da tensão senoidal de entrada uma seqüência de acionamento, conforme a carga na saída do conversor. São realizados ensaios para várias cargas de saída, contemplando uma provável faixa de utilização. Essas seqüências de acionamento são gravadas na memória de um microprocessador, em forma de tabela. Em funcionamento normal, denominado de funcionamento “pós-fábrica”, módulos denominados de “Soldados” executarão essas seqüências de acionamento.

Para garantir o controle da tensão DC de saída do conversor, a cada final de ciclo da tensão senoidal de entrada, uma amostra da tensão DC de saída é captada para que o microprocessador do módulo “Soldado” tome a decisão necessária, que será apenas a de “mudar ou não” de seqüência pré-gravada em sua memória permanente.

Ressalta-se que a amostragem de tensão e consequentemente a tomada de decisão, ocorre somente a cada final de ciclo da tensão AC de entrada (60 Hz) e não a cada período de acionamento da chave do circuito de potência (30 KHz).

Desta maneira, os vários módulos “Soldados” comercializados (produção em série) serão menos complexos e de menor custo que o único módulo “Mestre”. Quando esses módulos “Soldados” estiverem em pleno funcionamento irão obter os mesmos desempenhos atingidos nos “ensaios de fabrica”, com um mínimo esforço computacional. Sendo assim, um novo tipo de controle é proposto com a denominação de controle “pré-programado e sem sensor”.

Para garantir que os intervalos de tempo de cada acionamento, quando da gravação das seqüências, sejam os mesmos no funcionamento pré-programado, o tempo de cada acionamento é “discretizado” em função de um tempo mínimo (ΔT_b). Este tempo ΔT_b que é fixo, tanto para o módulo “Mestre” como para o módulo “Soldado”, poderá ser menor quanto mais rápido for o microprocessador.

Para cada intervalo de tempo mínimo (ΔT_b), no qual a chave principal comandada ficou “fechada”, será armazenado na memória do microprocessador um “bit” nível alto “1” e para cada intervalo de tempo mínimo (ΔT_b) no qual a chave principal comandada ficou “aberta” será armazenado um “bit” nível baixo “0”.

2.2 - Geração de Seqüências de Acionamento com Ensaios Virtuais

2.2.1 – Programa em Linguagem Delphi (SIMBOOST)

Inicialmente, todos os esforços foram concentrados no desenvolvimento de um Modelo Matemático com as expressões das tensões e correntes do circuito de potência do conversor Boost, válidas para cada uma das topologias condutoras do circuito de potência. Este modelo foi inserido em um aplicativo computacional desenvolvido na linguagem Delphi, denominado de SIMBOOST.

O programa computacional SIMBOOST disponibiliza dois modos de operação:

- “Storing”- gera e armazena seqüências de açãoamento para serem utilizadas pelo microprocessador;
- “Simulating” - Simula o funcionamento do Conversor Boost, a partir de uma seqüência de açãoamento conhecida.

A figura 2.1 apresenta uma das máscaras do aplicativo SIMBOOST desenvolvido.

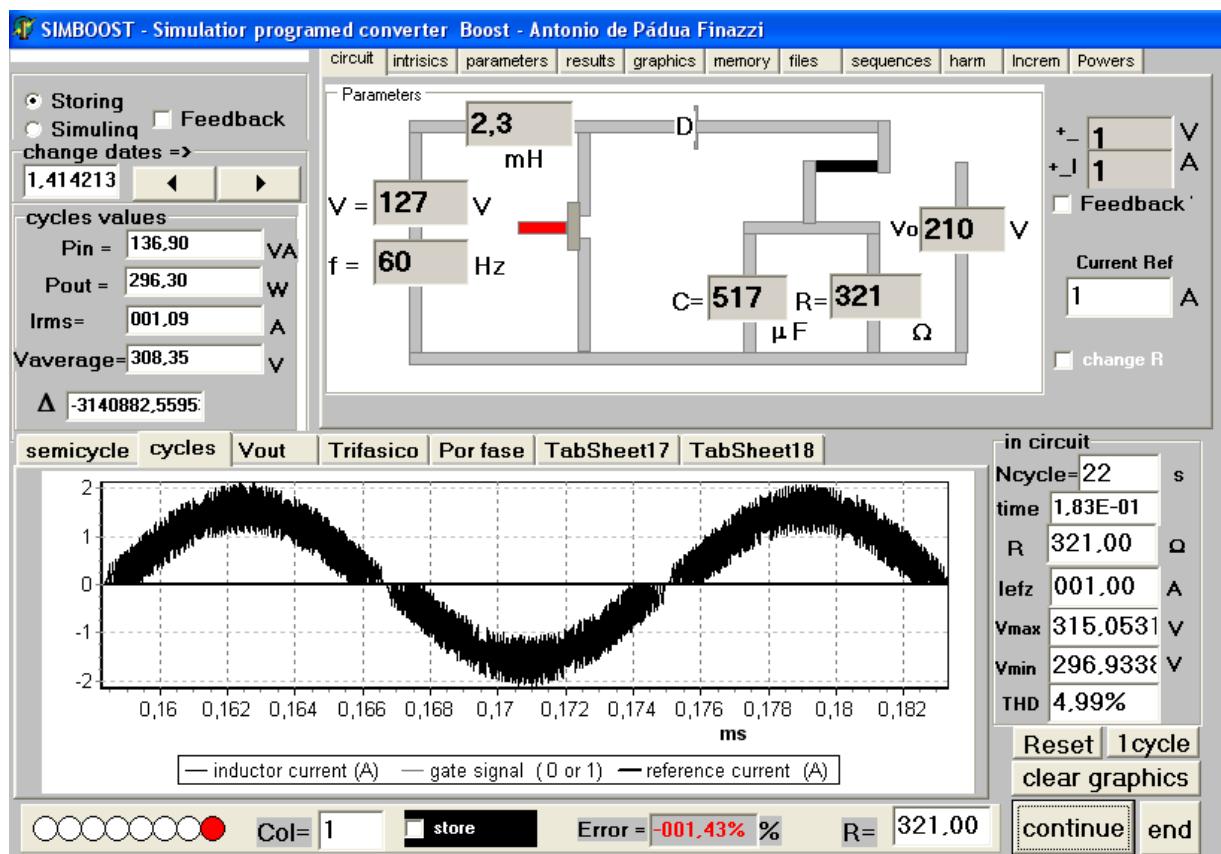


Figura 2.1 – Tela do programa SIMBOOST no modo “Storing”.

Para obter os valores de alguns parâmetros do circuito, utilizados como entrada na modelagem matemática deve-se, inicialmente, usar uma opção disponível no programa SIMBOOST, onde o funcionamento do circuito de potência é simulado com seqüências especiais de acionamento do gatilho. Essas seqüências especiais são gravadas e utilizadas para acionar o protótipo de laboratório. São medidos os valores de pico e tempos de condução das formas de onda resultante de corrente e tensão, com o uso de osciloscópios. Finalmente, uma metodologia apropriada calcula os prováveis valores dos parâmetros principais a serem utilizados no modelo matemático. Este modo de operação foi chamado de Modo Teste. Operando no modo teste pode-se determinar o valor mínimo de ΔT_b para o microprocessador utilizado, assim como os valores da indutância e capacitância de filtro do circuito de potência.

Retornando ao programa SIMBOOST (Delphi), o modo “Storing” disponibiliza a opção de controlar ou não o valor médio da tensão de saída. Caso a opção escolhida for a de controlar o valor médio da tensão de saída, a amplitude da corrente de referência é alterada, num ajuste fino, buscando-se o valor desejado da tensão de saída. O SIMBOOST disponibiliza todos os resultados das formas de onda de tensão e corrente, tanto da entrada como da saída ou de um elemento qualquer do circuito. Também são disponibilizados os espectros de freqüência de tensão e corrente de entrada, a curva de variação da razão cíclica, assim como os valores fixos, tais como valor médio, valor eficaz, potência média, fator de ondulação, THD, rendimento, etc.

Para cada condição de carga ensaiada, são simulados vários ciclos consecutivos, até que o sistema se estabilize. Logo em seguida, o programa armazena a seqüência de acionamento do último ciclo da tensão senoidal de entrada, assim como o valor máximo e o valor mínimo da tensão instantânea (v_0) na saída do conversor Boost PFC, de maneira que estes valores ficam disponibilizados para gravação em um microprocessador.

No modo “Simulating”, o programa permite que o usuário simule a situação de funcionamento, quando a chave principal (S) do conversor Boost é comandada por seqüências previamente geradas e gravadas no microprocessador.

Ainda no modo “Simulating”, o programa apresenta a opção de simular com ou sem o controle da tensão de saída do conversor Boost, ou seja, malha aberta ou malha fechada.

O programa proporciona uma visualização gráfica das respostas da corrente de entrada e da tensão de saída em função do tempo, assim como seus valores médios e eficazes. Disponibiliza também a visualização do espectro de freqüência e do valor da taxa de distorção harmônica (THD) da corrente de entrada.

O modelo matemático utilizado pelo programa computacional SIMBOOST é apresentado a seguir. Os resultados obtidos em laboratório, utilizando as seqüências de acionamento geradas pelo SIMBOOST, são apresentados no capítulo 4.

2.2.2 - Modelo Matemático para simulação do conversor BOOST

O modelo matemático utilizado neste trabalho baseia-se na solução algébrica das equações diferenciais de tensão e corrente, desenvolvidas a partir do circuito equivalente, apresentado na Fig. 2.2.

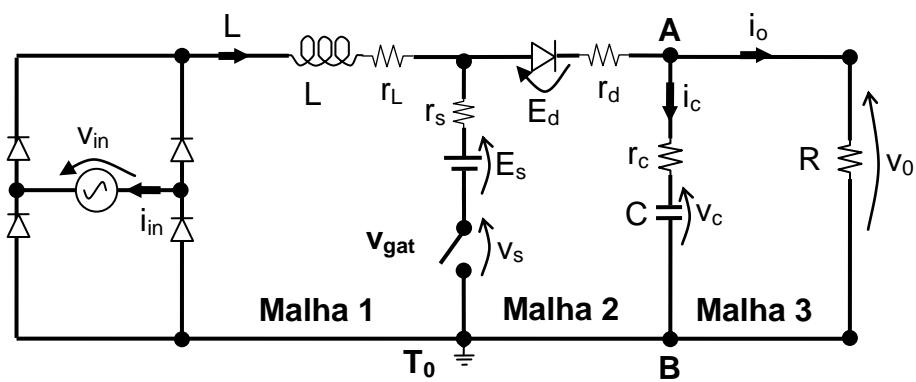


Figura 2.2. Circuito equivalente do sistema de potência do conversor Boost.

As expressões finais, no domínio do tempo, formam a base de cálculo do programa computacional desenvolvido.

Os valores calculados no final de um pulso de gatilho são dados de entrada para o cálculo de valores do próximo sinal de gatilho e assim sucessivamente. Esta metodologia pode provocar erros acumulativos razoáveis, pelo fato de se ter muitos pulsos sucessivos para um ciclo da tensão senoidal da fonte CA de entrada. Isto é evidenciado quando são alimentadas cargas de baixa potência. Para amenizar este efeito, o modelo matemático deve ser tão próximo quanto possível do comportamento real do sistema a ser comandado. Por essa razão, a modelagem matemática proposta leva em consideração as tensões nas resistências intrínsecas dos principais elementos do circuito de potência do conversor Boost PFC. Por outro lado, objetivando a produção em série de conversores Boost PFC, o modelo desenvolvido deve funcionar com certa tolerância em relação à precisão, visto que as unidades a serem comandadas, por maior que seja o padrão de confecção dos módulos de potência, não serão exatamente iguais em seus parâmetros.

Em seguida, são apresentadas as equações diferenciais e as devidas expressões finais para o cálculo dos valores instantâneos da corrente no indutor de filtro e da tensão de saída do conversor Boost. As etapas de operação utilizadas para o desenvolvimento das equações diferenciais são descritas a seguir e se baseiam na Fig. 2.2.

Quando a chave principal (S), que se situa no ramo comum à malha 1 e à malha 2, está fechada, o diodo (D) não conduz devido ao valor da tensão no capacitor (v_c) ser sempre positivo e maior do que zero, que é justamente o valor da tensão sobre a chave principal (S) quando está fechada. Nesta fase, a análise baseia-se na equação de tensão da malha 1 e na equação de tensão da malha 3, conforme ilustrado na Fig. 2.3 .

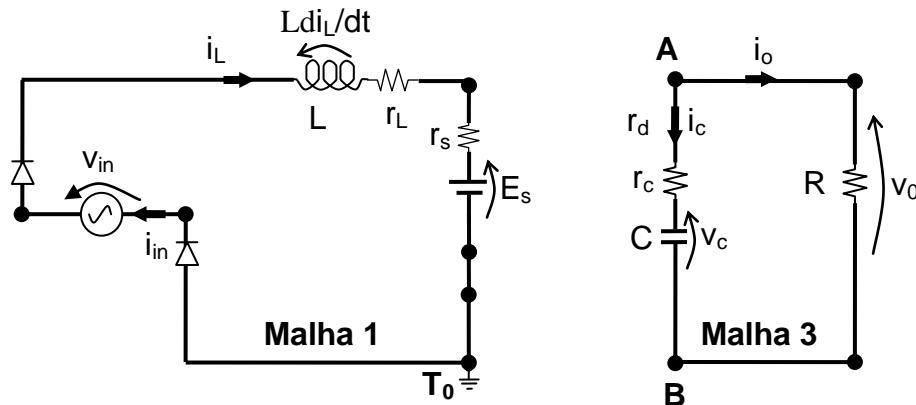


Figura 2.3. Circuito equivalente do sistema de potência do conversor Boost, com a chave S fechada.

Quando a chave principal (S) abre, o diodo (D) conduz para que a corrente no indutor (i_L) continue fluindo, e então, a análise baseia-se na equação de tensão da malha que envolve a malha 1 e a malha 2, na equação de correntes no nó A e na equação de tensão da malha 3, conforme ilustrado na Fig. 2.4.

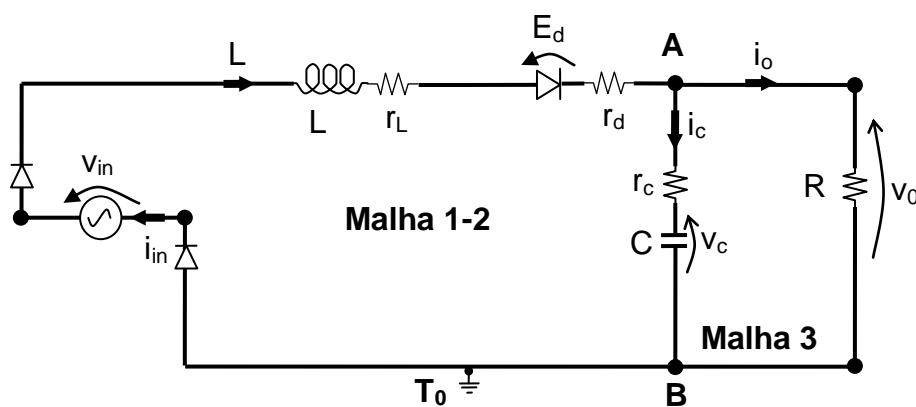


Figura 2.4. Circuito equivalente do sistema de potência do conversor Boost, com a chave S aberta.

2.2.2.1 - Análise quando a chave “S” está fechada

Da malha 1, tem-se:

$$V_m \operatorname{sen}(wt) = L \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} + (r_L + r_s) \mathbf{i}_L - E_s \quad 2.1$$

Sendo:

V_m - valor de pico da tensão da fonte senoidal de entrada.

w - freqüência angular da fonte senoidal de entrada.

t - valor instantâneo do tempo.

Observação: Os símbolos não definidos no decorrer deste desenvolvimento matemático estão apresentados na legenda da Simbologia que se encontra no inicio desta Tese.

Com objetivo de facilitar à escrita e a leitura, são definidos os parâmetros:

$$r = r_L + r_s \quad 2.2$$

$$Z_{rL} = \sqrt{(wL)^2 + r^2} \quad 2.3$$

$$\theta_{ZrL} = \arctan \left(\frac{wL}{r} \right) \quad 2.4$$

Desenvolvendo a equação diferencial (2.1) obtém-se a expressão (2.5):

$$\mathbf{i}_L = \frac{V_m}{Z_{rL}} \operatorname{sen}(wt - \theta_{Zr}) - \frac{E_s}{r} + \left[I_0 - \frac{V_m}{Z_{rL}} \operatorname{sen}(wt_0 - \theta_{ZrL}) + \frac{E_s}{r} \right] e^{-(r/L)x(t-t_0)} \quad 2.5$$

Sendo:

t_0 - tempo inicial de um pulso de gatilho.

I_0 - corrente inicial do indutor, para um pulso de gatilho.

No caso particular de “ r ” ser nulo, isto é:

$$r_L = r_s = 0 \quad 2.6$$

Neste caso, na malha 1, com a chave principal (S) fechada, tem-se:

$$V_m \operatorname{sen}(wt) = L \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} - E_s \quad 2.7$$

Devolvendo a equação diferencial (2.7), tem-se a expressão (2.8):

$$i_L = \frac{V_m}{Z_L} \operatorname{sen}(wt - \theta_{Zr}) - \frac{E_s}{r} (t-to) + I_0 \cdot \frac{V_m}{Z_L} \operatorname{sen}(wt_0 - \theta_{ZL}) \quad 2.8$$

Sendo:

$$Z_L = wL \quad 2.9$$

$$\theta_{ZL} = \frac{\pi}{2} \quad 2.10$$

Da malha 3, tem-se:

$$v_C + r' C \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad 2.11$$

Sendo:

$$r' = R + r_c \quad 2.12$$

Desenvolvendo a equação diferencial (2.11), obtém-se as expressões (2.13) e (2.14):

$$v_c = V_{co} e^{-1/(r'C)x(t-to)} \quad 2.13$$

$$i_c = -\frac{V_{co}}{r} e^{-1/(r'C)x(t-to)} \quad 2.14$$

Sendo:

V_{co} - Tensão inicial do capacitor.

A tensão de saída (v_0) é dada pela soma:

$$v_0 = v_c + r_c i_c \quad 2.15$$

Portanto, a tensão de saída (v_0) é dada por:

$$v_0 = \left(1 - \frac{r}{r'}\right) V_{co} e^{-1/(r'C)x(t-to)(t-to)} \quad 2.16$$

2.2.2.2 - Análise quando a chave (S) está aberta

No nó “A” tem-se:

$$i_L = i_c + i_r \quad 2.17$$

As correntes no capacitor (i_c) e na carga (i_R) são dadas por:

$$i_R = \frac{(v_c + r_c i_c)}{R} \quad 2.18$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad 2.19$$

Substituindo (2.18) e (2.19) em (2.20) obtém-se:

$$i_L = \left[1 + \frac{r_c}{R} \right] C \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{R} \quad 2.20$$

Na malha que envolve as malhas 1 e a malha 2, quando a chave principal (S) está aberta, tem-se:

$$V_m \operatorname{sen}(wt) = L \frac{di_L}{dt} + (r_L + r_d) i_L - E_d + r_c C \frac{dv_c}{dt} + v_c \quad 2.21$$

Desenvolvendo a equação diferencial (2.21) obtém-se as expressões (2.22) e (2.23):

$$i_c = C C_1 (-a+b) e^{(-a+b)(t-t_0)} + C C_2 (-a-b) e^{(-a-b)(t-t_0)} + V_{cmax} w C \cos(wt + \theta_{vc}) \quad 2.22$$

$$v_c = C_1 e^{(-a+b)(t-t_0)} + C_2 e^{(-a-b)(t-t_0)} + V_{cmax} \operatorname{sen}(wt + \theta_{vc}) - E_d \quad 2.23$$

Onde os parâmetros são dados pelas expressões:

$$a = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{RC\left(1+\frac{r_c}{R}\right)} + \frac{(r_L + r_d)}{L} + \frac{r_c}{L\left(1+\frac{r_c}{R}\right)} \right\} \quad 2.24$$

$$b = \frac{1}{2} \sqrt{\Delta} \quad 2.25$$

$$\Delta = \left\{ \frac{I}{RC\left[1+\frac{r_c}{R}\right]} + \frac{(r_L + r_d)}{L} + \frac{r_c}{L\left[1+\frac{r_c}{R}\right]} \right\}^2 - 4 \times \left\{ \frac{(r_L + r_d)}{\left[1+\frac{r_c}{R}\right]RLC} + 1 \right\} \quad 2.26$$

$$V_{cmax} = \frac{Vm}{wC} \frac{|Z_{AB}|}{|Z_{eq}| |Z_{rc}|} \quad 2.27$$

$$Z_{AB} = R_{AB} + j X_{AB} = \frac{R \left[r_c - j \frac{I}{wC} \right]}{(R+rc) - j \frac{I}{wc}} \quad 2.28$$

$$Z_{rc} = r_c + j \frac{I}{wC} \quad 2.29$$

$$Z_{eq} = R_{AB} + r_L + r_d + j(wL - X_{AB}) \quad 2.30$$

$$\theta_{vc} = \theta_{AB} - \theta_{eq} - \theta_{rc} \quad 2.31$$

Para se obter os parâmetros da equação (2.22) e (2.23) deve-se considerar as seguintes situações:

a) Para Δ positivo

Os coeficientes C1 e C2 são obtidos por:

$$C_1 = \frac{\begin{cases} I_o - [V_{co} - V_{cmax} \sin(\omega t_0 + \theta_{vc} + E_d)] \times \left\{ (-a-b) C \left[1 + \frac{r_c}{R} \right] + \frac{I}{R} \right\} \\ - \left[1 + \frac{r_c}{R} \right] V_{cmax} w C \cos(\omega t_0 + \theta_{vc}) \\ - \frac{V_{cmax}}{R} \sin(\omega t_0 + \theta_{vc} + \frac{E_d}{R}) \end{cases}}{2 b C \left[1 + \frac{r_c}{R} \right]} \quad 2.32$$

$$C_2 = V_{co} - C_1 - V_{cmax} + \sin(\omega t_0 + \theta_{vc}) + E_d \quad 2.33$$

A expressão da corrente de entrada “ i_L ” é dada por:

$$i_L = \left[1 + \frac{r_c}{R} \right] C \left[C_1 (-a+b) e^{(-a+b)(t-t_0)} + C_2 (-a-b) e^{(-a-b)(t-t_0)} + V_{cmax} w \cos(wt + \theta_{vc}) - Ed \right] + \frac{1}{R} [C_1 e^{(-a+b)(t-t_0)} + C_2 e^{(-a-b)(t-t_0)} + V_{cmax} \sin(wt + \theta_{vc}) - Ed] \quad 2.34$$

b) Para Δ negativo

As expressões de C_1 e C_2 são as mesmas que para Δ positivo (30) e (31), respectivamente. A expressão da tensão no capacitor (v_C) é dada por:

$$v_C = e^{-a(t-t_0)} [(C_1 + C_2) \cos(b(t-t_0)) + (C_1 - C_2) \sin(b(t-t_0))] + V_{cmax} \sin(wt + \theta_{vc}) - Ed \quad 2.35$$

A equação da corrente no capacitor (i_c) é dada por:

$$i_L = e^{-a(t-t_0)} [(C_1 + C_2) \cos(b(t-t_0)) + (C_1 - C_2) \sin(b(t-t_0))] + V_{cmax} \sin(wt + \theta_{vc}) - Ed \quad 2.36$$

A tensão de saída (v_o) é calculada através da substituição dos resultados de (36) e (37) em (17). A equação da corrente de entrada (i_L) é dada por:

$$i_L = \left[1 + \frac{r_c}{R} \right] C e^{(-a-b)(t-t_0)} \times \left[[C_1(-a+b) + C_2(-a-b)] \cos[b(t-t_0)] + [C_1(-a-b) + C_2(-a+b)] \sin[b(t-t_0)] \right] + V_{cmax} \sin(wt + \theta_{vc}) - Ed + \frac{1}{R} e^{(a+b)(t-t_0)} \{ (C_1 + C_2) \cos[b(t-t_0)] + (C_1 - C_2) \sin[b(t-t_0)] \} + \frac{V_{cmax}}{R} \sin(wt + \theta_{vc}) - \frac{Ed}{R} \quad 2.37$$

c) Para Δ igual a zero ($b=0$)

Os coeficientes C1 e C2 são obtidos por:

$$C_1 = V_{C0} + V_{cmax} \operatorname{sen}(wt_0 - \theta_{vc}) + E_d \quad 2.38$$

$$C_2 = \frac{\left\{ I_o \left[\frac{1}{R} - \left(1 + \frac{r_c}{R} \right) a C C_1 \right] - \left(1 + \frac{r_c}{R} \right) V_{cmax} w C \cos(wt_0 + \theta_{vc}) \right.}{\left. - \frac{V_{cmax}}{R} \operatorname{sen}(wt + \theta_{vc}) + \frac{E_d}{R} \right\}}{\left(1 + \frac{r_c}{R} \right)} \quad 2.39$$

A expressão da tensão no capacitor (v_c) é dada por:

$$v_c = [C_1 + C_2(t-t_0)] e^{-a(t-t_0)} + V_{cmax} \operatorname{sen}(wt - \theta_{vc}) - E_d \quad 2.40$$

A equação da corrente no capacitor “ic” é dada por:

$$i_c = C \{C_2 \cdot a [C_1 + C_2(t-t_0)]\} e^{-a(t-t_0)} + V_{cmax} w C \cos(wt - \theta_{vc}) \quad 2.41$$

A tensão de saída (v_0) é calculada pela substituição dos resultados de (41) e (42) em (17). A expressão da corrente de entrada (i_L) é dada por:

$$\begin{aligned} i_L = & \left[1 + \frac{r_c}{R} \right] \times \{-aCC_1 e^{(-a+b)(t-t_0)} + C[1 - a(t-t_0)] C_2 e^{-a(t-t_0)} + V_{cmax} w C \cos(wt + \theta_{vc})\} \\ & + \left[\frac{C_1}{R} + \frac{C_2}{R} (t-t_0) \right] e^{(-a+b)(t-t_0)} \\ & + \frac{V_{cmax}}{R} \operatorname{sen}(wt + \theta_{vc}) - \frac{E_d}{R} \end{aligned} \quad 2.42$$

2.2.3 – Resultados experimentais utilizando o Programa Delphi com Modelo Matemático

Para os resultados de ensaios em laboratório que se seguem, a varredura de carga de saída, para gerar virtualmente e gravar as seqüências de chaveamento, foi de $20\ \Omega$ a $400\ \Omega$, distribuído em sessenta e quatro valores discretos. Utilizando o programa PICBOOST no modo Teste, para determinar o tempo mínimo $\Delta T_b=25,4\ \mu s$, resultou em 656 pulsos de chaveamento, por ciclo da tensão senoidal de entrada.

As formas de onda de corrente de entrada do conversor Boost PFC obtidas por simulação e experimentalmente, são apresentadas na Fig. 2.5 e na Fig. 2.6, respectivamente. Os resultados experimentais foram obtidos utilizando-se o Scopemeter FLUKE® 196.

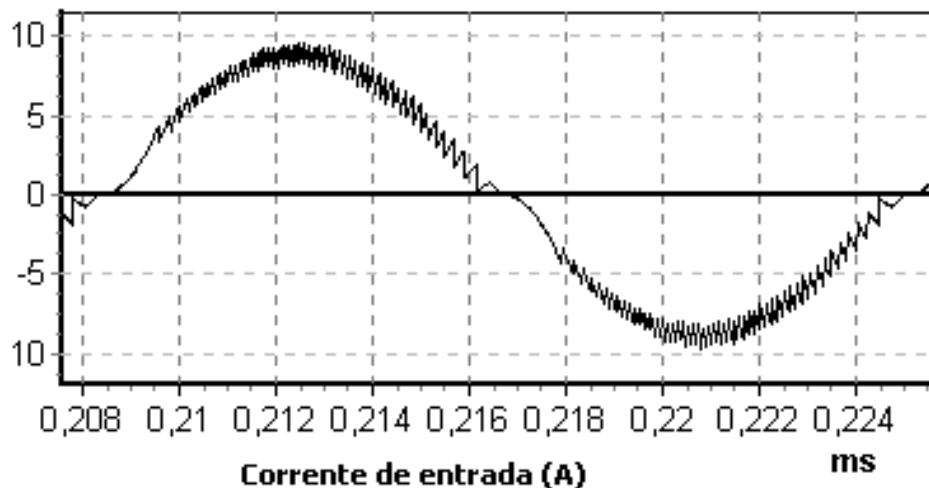


Figura 2.5 – Forma de onda da corrente de entrada, simulada no programa SIMBOOST
($R_o = 127\ \Omega$, $P_o = 100\ W$).

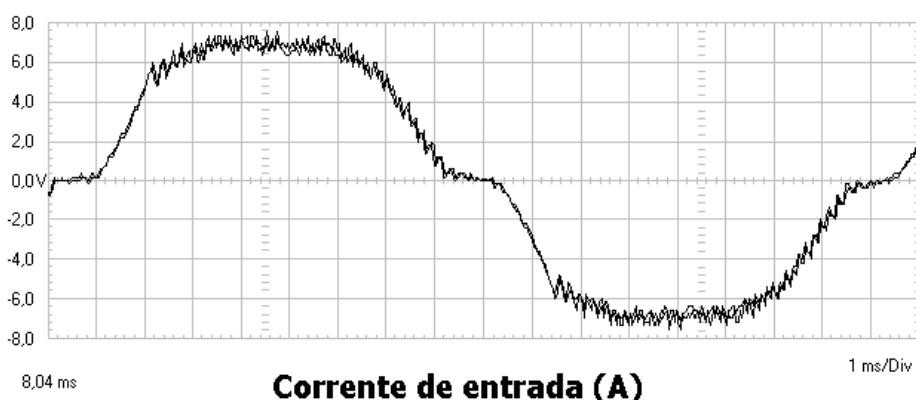


Figura 2.6- Forma de onda de corrente de entrada obtida experimentalmente
($R_o = 127\ \Omega$, $P_o = 100\ W$).

Devido ao fato de que a tensão senoidal de entrada, para os ensaios realizados, ter sido obtida através de um varivolt monofásico com razoável impedância de saída, comumente utilizado em laboratórios, a tensão na entrada do conversor apresentou a forma de onda distorcida. Essa realidade, consistiu em um dos motivos que contribuíram para que a forma de onda da corrente obtida experimentalmente divergisse da forma de onda obtida por simulação. As formas de onda na Fig. 2.7 e Fig. 2.8, apresentam, para uma potência de saída igual a 150 W, os resultados obtidos por simulação e experimentalmente, respectivamente.

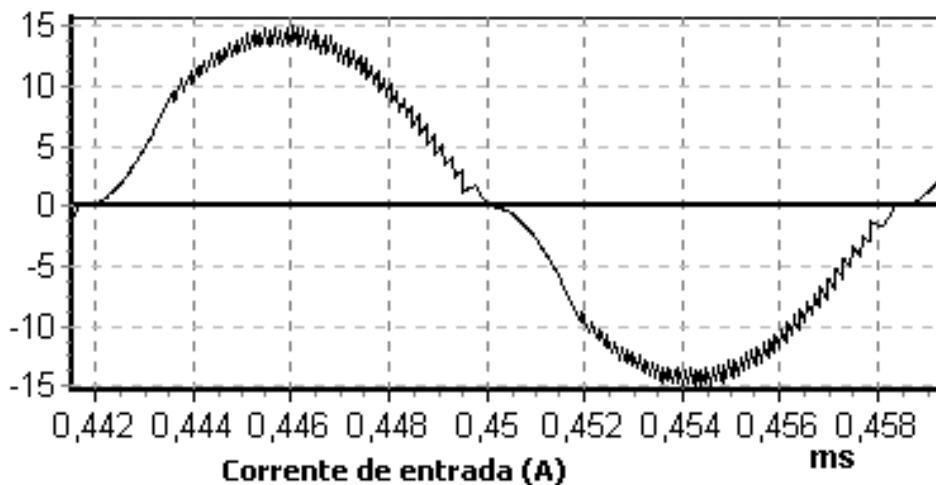


Figura 2.7 - Forma de onda de corrente de entrada simulada no programa SIMBOOST
($R_o = 75 \Omega$, $P_o = 150 \text{ W}$).

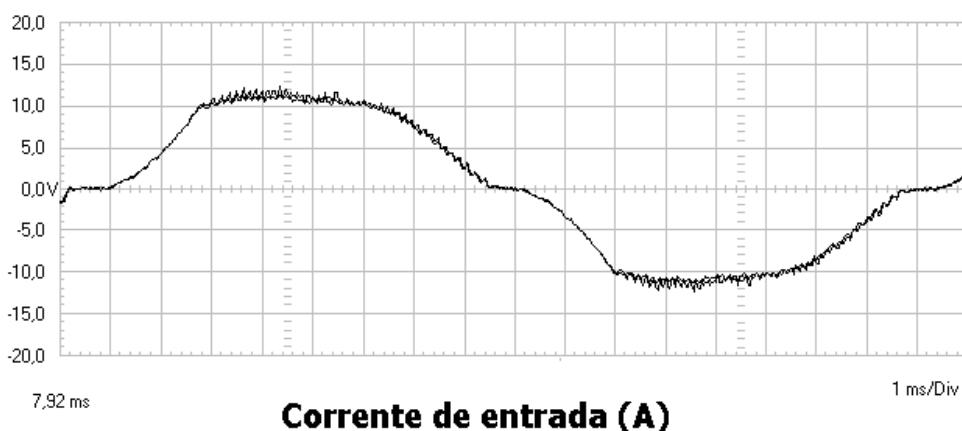


Figura 2.8 - Forma de onda de corrente de entrada obtida experimentalmente
($R_o = 75 \Omega$, $P_o = 150 \text{ W}$).

2.2.4 – Aplicativo PSPICE (PSBOOST)

A segunda fase desta pesquisa abordou a geração das seqüências de acionamento de maneira virtual, ou seja, utilizando-se aplicativo *PSPICE*[®]. O projeto modelado foi batizado de PSBOOST.

Com o intuito de aproximar o modelo virtual do sistema real, foram incrementadas as resistências e capacitores dos circuitos auxiliares de proteção da chave principal (S) e do diodo (D) no *layout* do PSBOOST, conforme ilustrado na Fig. 2.9.

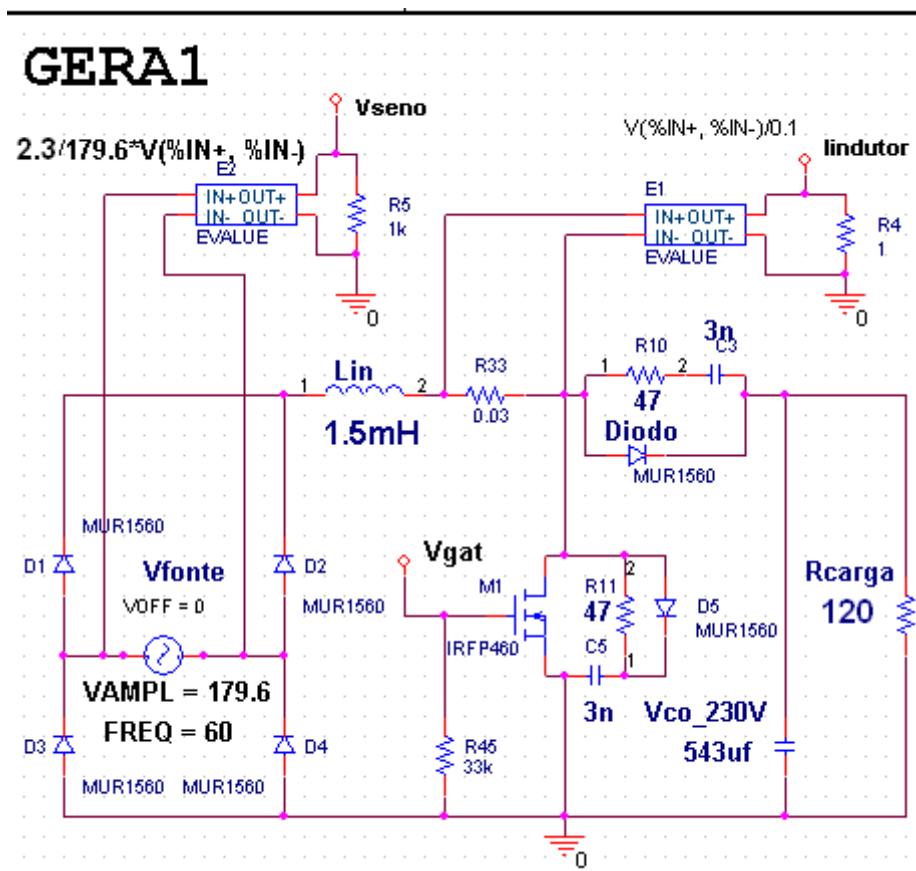


Figura 2.9 – *Layout* do circuito de potência do PSBOOST.

O layout do circuito de comando principal do PSBOOST é apresentado na Fig. 2.10 e os circuitos auxiliares que completam o *layout* do PSBOOST são apresentados na Fig. 2.11.

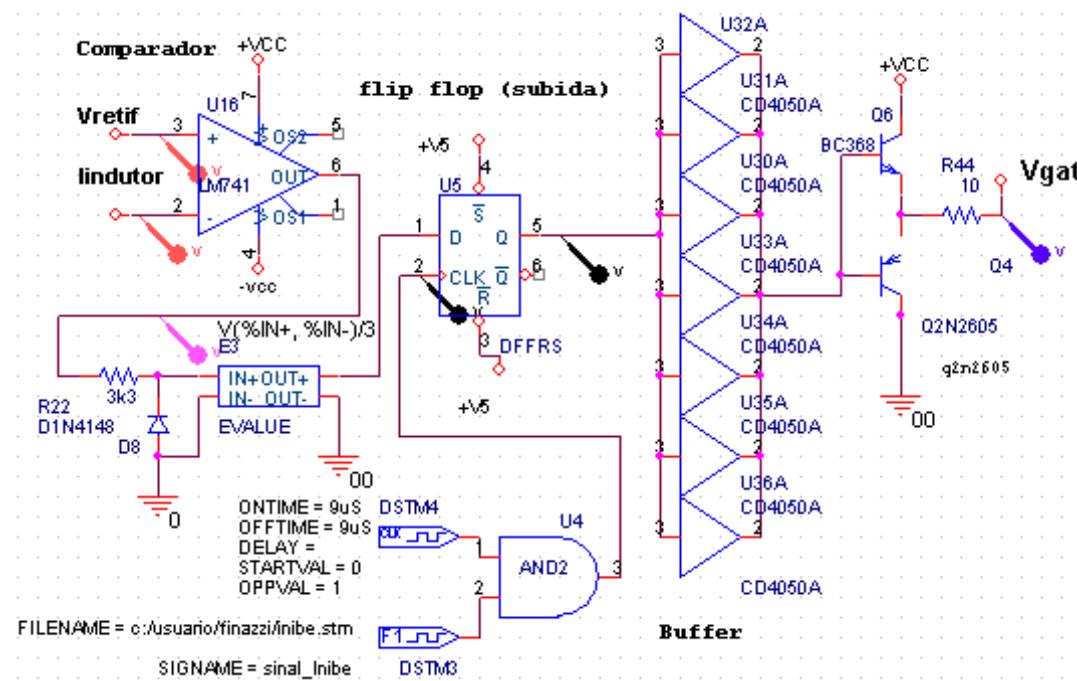


Figura 2.10 – Layout do circuito de comando do PSBOOST.

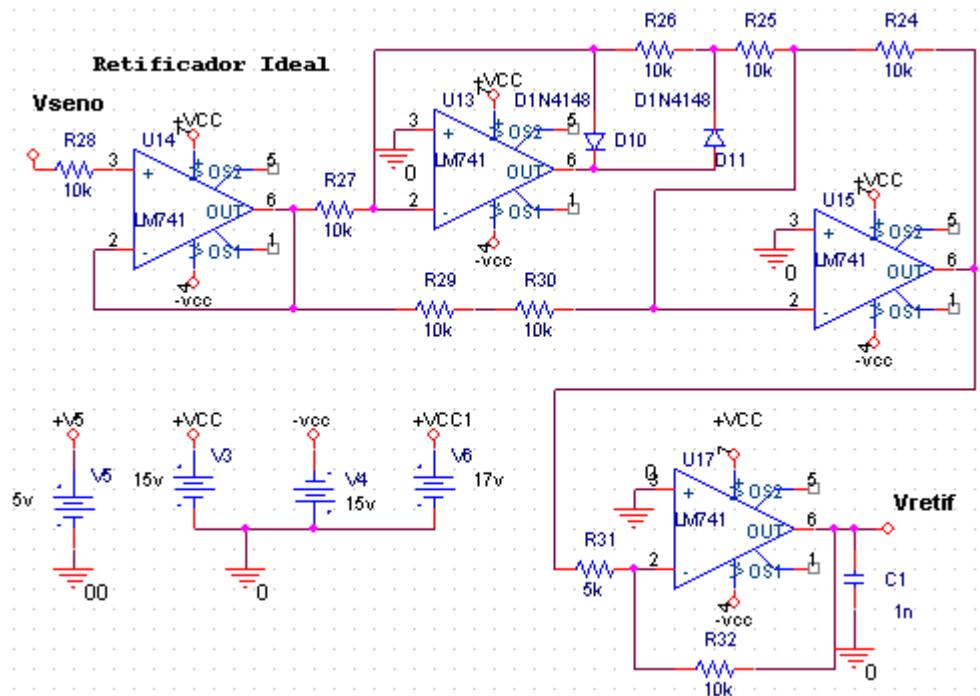


Figura 2.11 – Layout dos circuitos auxiliares do PSBOOST.

As formas de onda da tensão de gatilho, geradas pelo PSBOOST, foram transformadas em seqüências de zeros e uns. Essas seqüências foram gravadas no microprocessador utilizado no circuito de controle de um do conversor Boost PFC, construído em laboratório.

Foi desenvolvido no aplicativo PSPICE um simulador virtual que simula o funcionamento quando a chave principal (S) do conversor Boost é comandada por um microprocessador pré-gravado, utilizando seqüências previamente geradas.

As diferenças de tempos de respostas (subidas e descidas) entre a tensão do interruptor virtual (modelo do PSPICE) e a tensão do interruptor real (fabricante), embora fossem mínimas, causaram erros acumulados. Isso foi mais significativo nas situações com cargas de baixa potência, onde as subidas e descidas da corrente são rápidas e o acompanhamento de uma senoidal de referência requer muitos pulsos por ciclo da tensão senoidal de entrada. Desta maneira, a forma de onda da corrente obtida em laboratório ficou distorcida em relação à forma de onda prevista no ensaio virtual.

Os fabricantes têm aperfeiçoado seus produtos que hoje apresentam tempo de resposta menor do que o tempo de resposta do modelo virtual do PSPICE. Na produção virtual de seqüências de acionamento do gatilho torna-se imperativa medição dos tempos de resposta dos elementos reais e introduzir simuladores de atraso na tentativa de aproximar a situação virtual da situação real.

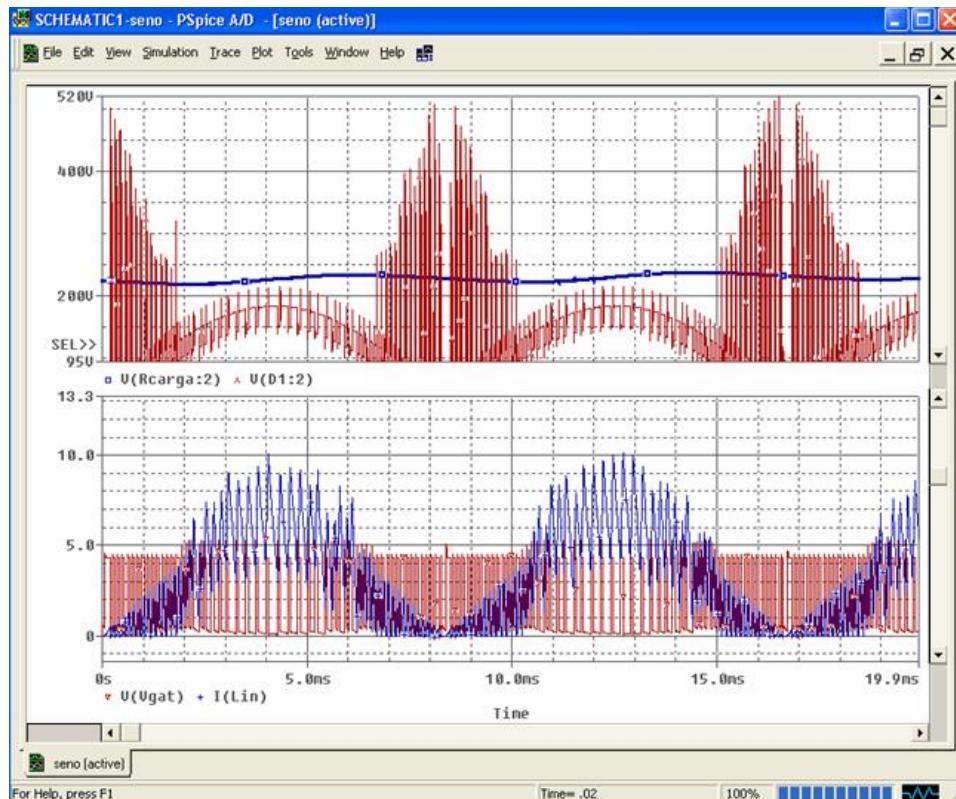
2.2.4.1 - Resultados experimentais utilizando o aplicativo PSPICE (PSBOOST)

Para os ensaios em laboratório que se seguem, Ensaio III e Ensaio IV, as seqüências de acionamento previamente gravadas na memória permanente do microprocessador foram geradas utilizando um modelo virtual projetado no PSPICE.

Na tentativa de que o modelo virtual retratasse as condições do dispositivo real, foi projetado um modelo PSPICE, apresentado anteriormente na Fig. 2.3, Fig. 2.4 e Fig. 2.5. Cada ensaio teve um valor de resistência da carga DC (Rcarga) diferente. O fator multiplicativo para se obter a amplitude da tensão senoidal de referência “Vseno” também foi alterado, de maneira a buscar um valor desejado para a tensão DC de saída. Ressalta-se que um ajuste do valor de tensão inicial para o capacitor de saída diminui o tempo de simulação necessário para que o sistema se aproxime do regime permanente, condição ideal para gravação da seqüência de acionamento.

A tensão eficaz da fonte senoidal de entrada foi de 127 V e a amplitude de corrente senoidal de referência para chaveamento foi regulada para se obter na saída do conversor Boost uma tensão DC de 220 V. A carga utilizada na saída do conversor Boost para o Ensaio III ($R=120\Omega$) proporcionou uma potência de aproximadamente 400 W e a carga utilizada no Ensaio IV ($R=180 \Omega$) proporcionou uma potência de aproximadamente 260 W.

As formas de onda da tensão DC de saída “ $V_{(Rcarga:2)}$ ”, da tensão senoidal de entrada retificada “ $V_{(D1:2)}$ ”, da tensão de gatilho da chave principal “ $V_{(Vgat)}$ ” e da corrente no indutor de filtro “ $I_{(Lin)}$ ”, obtidas virtualmente e portanto, esperadas para as condições do Ensaio III são apresentadas na Fig. 2.12.



Legenda	$V(Rcarga:2)$:Tensão DC de saída
	$V(D1:2)$:Tensão Senoidal Retificada
	$V(Vgat)$:Tensão de Gatilho da chave principal
	$I(Lin)$:Corrente no indutor de Filtro

Figura 2.12 – Formas de onda virtuais para gerar as seqüências de acionamento do Ensaio III

O arquivo com os dados (tempo e valores) que representa a forma de onda da tensão de gatilho, obtida no aplicativo *PSPICE* foi carregado para uma planilha Excel. Posteriormente foi desenvolvida uma rotina em *visual basic* para gerar as palavras binárias a serem gravadas na memória permanente do microprocessador, de maneira a reproduzir no tempo, e em sincronismo com a tensão senoidal de entrada, a seqüência de acionamento de gatilho equivalente.

Conforme pode ser observado na Fig 2.13 e na Fig. 2.14, no início de cada semi ciclo da tensão senoidal de entrada, a corrente do indutor de filtro acompanha a forma senoidal do

sinal de referência imposto, porém, à medida que mais pulsos vão acontecendo, a corrente vai se distanciando da senoidal de referência. Isso ocorre devido às diferenças entre o modelo virtual e o dispositivo real que acumula erro a cada pulso que ocorre durante o intervalo de meio ciclo da tensão senoidal de alimentação.

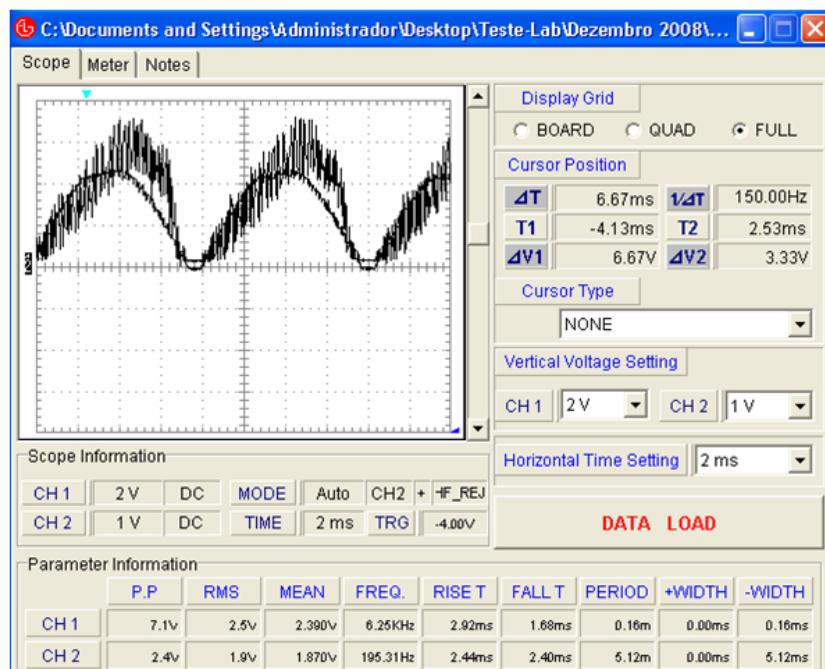


Figura 2.13 - Curva da corrente de entrada, simulada no aplicativo PSPICE. Ensaio II (120 Ω, 400 W).

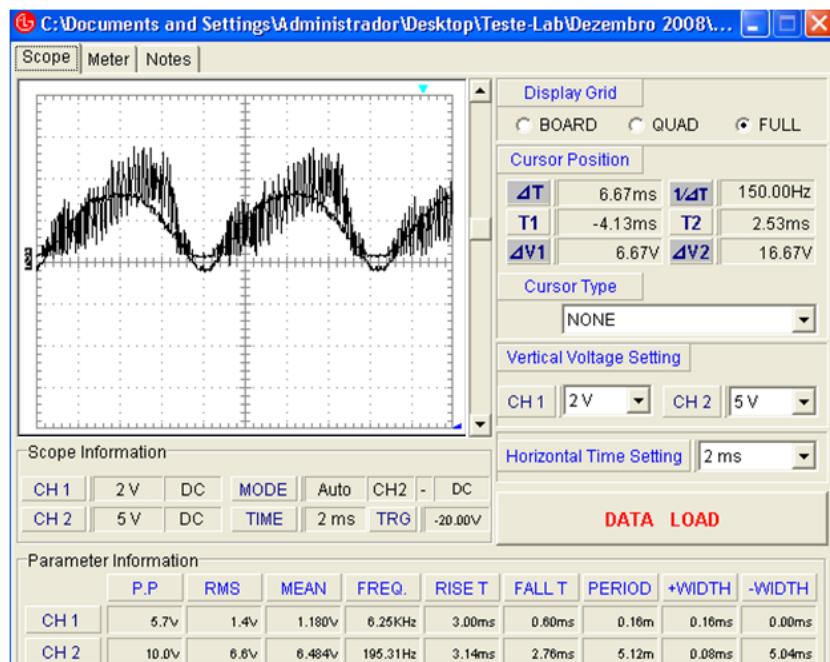


Figura 2.14 – Resultados do Ensaio III – 260 W

Diante do exposto, uma vez identificadas as limitações dos “métodos virtuais de geração de seqüências de acionamento de gatilho”, optou-se pela realização de “ensaios reais” para obtenção dos sinais de comando a serem aplicados em conversores Boost PFC sem sensor de corrente. Desta forma, objetiva-se tornar possível a produção em série desses dispositivos, com redução de custos através da eliminação de sensores de corrente. Os resultados alcançados estão apresentados no Capítulo 3 deste trabalho.

2.3 - Geração de Seqüências de Acionamento com Ensaios Reais

As seqüências de acionamento de gatilho, obtidas através de ensaios reais, dispensam todos os cuidados da modelagem virtual. Nesta estratégia, as seqüências gravadas são produtos dos tempos reais de chaveamento. O circuito comparador utilizado gera os sinais de acionamento de gatilho através da comparação dos sinais provenientes dos sensores utilizados e do sinal de referência de corrente, incluindo, desta forma, todos os atrasos inerentes do circuito. Portanto, a cada pulso gerado, todos os atrasos e demais fatores que provocaram afastamentos da corrente de entrada em relação ao sinal de referência observados nos ensaios virtuais, são compensados no ensaio real. Desta maneira, os erros citados anteriormente, quando se usa seqüências de acionamento obtidas virtualmente, não são acumulados.

As formas de ondas obtidas em laboratório, em experimentos que utilizaram seqüências de acionamento geradas em ensaios reais, apresentaram valores bem mais próximos do esperado, comparados com os experimentos que utilizaram seqüências de acionamento geradas em ensaios virtuais. Sendo assim, a opção de gerar seqüências de acionamento em ensaios reais foi escolhida para o desenvolvimento final deste trabalho.

Uma vez que o sistema de controle proposto neste trabalho proporciona a gravação dos acionamentos “sensoriados”, em tempo real, pode-se dizer que este método é uma opção de “simulação com parâmetros reais” do modelo a ser aplicado.

Na geração de seqüências de acionamento através de ensaios reais, sensores e comparadores, juntamente com os microprocessadores, gerenciam o funcionamento do sistema, buscando o comportamento desejado a cada condição de operação. Neste caso, as ações dos comparadores que atuam nas mudanças do sinal de gatilho levam em consideração os parâmetros reais dos dispositivos que compõem o sistema.

Vale lembrar que o método consiste na ação de um mestre que, em uma única aula prática (ensaio de fábrica), ensina milhares de “aprendizes” (gravação das seqüências de acionamento em vários outros microprocessadores). Portanto, as seqüências de acionamento

são previamente gravadas e disponibilizadas, por meio do microprocessador (memória permanente), a outro sistema idêntico ao ensaiado. O novo sistema impõe exatamente a mesma amplitude e forma da variável sob controle e supervisão, porém sem a necessidade da utilização do sensor correspondente.

O diagrama esquemático de uma unidade pré-programada para operar o conversor Boost PFC, atuando como pré-regulador, sem a utilização de sensor de corrente (Boost-PFC-SSC) é apresentado na Fig. 1.15. O sincronismo das ações do microprocessador com a tensão senoidal da fonte de entrada (v_{in}) é proporcionado através de um sinal (V_{sinc}) que é o resultado da comparação de um sinal proporcional à tensão senoidal de entrada com o nível zero. Este sinal é condicionado e enviado para uma das portas lógicas do microprocessador. O controle da tensão de saída é realizado pela comparação de um sinal proporcional à tensão DCde saída (V_{0real}) com dois níveis reguladores ($V_{OREFmax}$ e $V_{OREFmin}$), resultando em dois sinais (V_{emax} e V_{emin}) que são enviados para duas portas lógicas do microprocessador.

Para efeito de simplificação, os blocos referentes aos circuitos condicionadores de sinais foram omitidos. Esses circuitos condicionadores estão apresentados, por completo, no Anexo I.

No sentido de facilitar a compreensão da operação do conversor Boost PFC sob a ação desta nova técnica de controle, os dois modos de operação, isto é, modo Programando e modo Programado, são descritos e seus funcionamentos são detalhados a seguir.

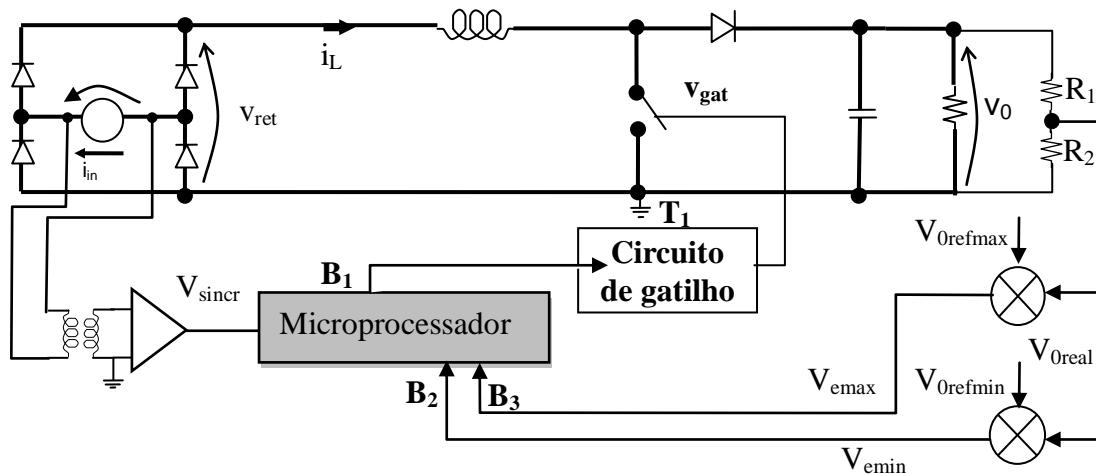


Figura 2.15 - Diagrama esquemático operacional do conversor Boost PFC-SSC.

O controle pré-programável proposto, aplicado ao conversor Boost PFC, resulta da sua operação em dois modos: modo “Programando” e modo “Programado”. O conversor Boost PFC, operando no modo Programando, utiliza uma técnica de controle com a qual são obtidos os pulsos de gatilho para o interruptor principal do conversor. Uma seqüência de pulsos obtida

para um ciclo CA da rede de alimentação aciona o conversor e, ao mesmo tempo, é gravada na memória permanente de um microprocessador. Repete-se este procedimento para várias condições carga e todas as seqüências de pulsos, gravadas durante a operação do conversor no modo “Programando”, são utilizadas no acionamento do interruptor principal de outro conversor Boost PFC, idêntico ao submetido ao ensaio, porém, sem sensor de corrente e respectivos circuitos de condicionamento, compensação e multiplicação, promovendo simplificação, confiabilidade e redução de custos.

2.3.1 - Módulo Mestre para Geração de Seqüências de Acionamento por Ensaios Reais

O protótipo para a fase de pré-programação, o módulo “Mestre”, pode até ser sofisticado e caro, porém o custo final de produção é diluído, já que todos os conversores endereçados aos usuários, os módulos “Soldados” não terão o sistema de controle com sensor e sim, um microprocessador programado com seqüências de acionamento gravadas na memória permanente.

Uma vez realizado o “ensaio de fábrica”, os conversores Boost, com os mesmos parâmetros do módulo “Mestre”, ou seja, indutor, interruptor, capacitor e demais elementos do circuito de potência, são equipados com microprocessadores contendo as mesmas seqüências de acionamento de gatilho gravadas durante o “ensaio de fábrica”. Esses módulos, programados, Sem Sensor de Corrente - SSC, chamados daqui por diante de “Boost-PFC-SSC” são endereçados aos usuários para o funcionamento pós-fábrica.

A tecnologia dos microprocessadores permite que se transfira, com facilidade, o conteúdo de um módulo “Mestre” para vários outros dispositivos (“soldados ou escravos”).

A necessidade de se gravar várias seqüências de acionamento de gatilho, uma para cada valor de carga, se deve ao fato de que o sistema de acionamento proposto tem como objetivo, além de impor corrente senoidal na rede CA de alimentação, o controle automático da tensão DC de saída, independente da carga a ser alimentada e da tensão de entrada. Cargas diferentes serão acionadas por seqüências diferentes, todas armazenadas em “páginas” (endereços) diferentes na memória permanente do microprocessador. O diagrama esquemático do módulo “Mestre” é apresentado em 2.16.

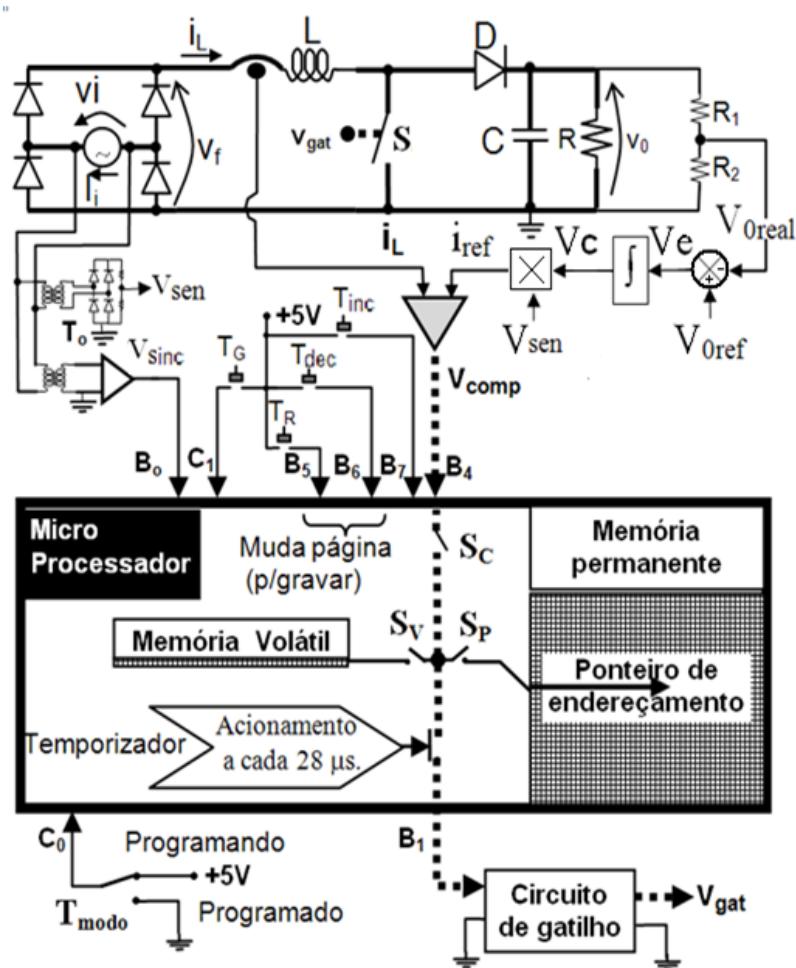


Figura 2.16 - Diagrama esquemático do Módulo Mestre.

Analisando a Fig. 2.16, observa-se que o circuito de controle proposto atua de forma semelhante à maioria daqueles amplamente divulgados na literatura, exceto quanto ao sinal de ataque de gatilho que, antes de ser disponibilizado para comandar o interruptor principal do conversor, é condicionado pelo microprocessador, cuja entrada é o bit de ordem 4 da porta B (B_4) e a saída para o circuito de gatilho é o bit de ordem 1 da porta B (B_1). Neste modo de operação, para uma dada condição de carga, são obtidos os pulsos (V_{comp}) resultantes da comparação entre a corrente de referência (I_{ref}) e o sinal proporcional à corrente do indutor de filtro (i_L). Por ação temporizadora do microprocessador, o sinal que entra em B_4 (V_{comp}) se transforma em sinal discretizado (V_{gat}) para comandar o circuito de gatilho do interruptor principal (S). Porém, antes de disponibilizar os pulsos para o circuito de gatilho, o microprocessador lê, condiciona e grava na memória volátil cada pulso gerado durante um ciclo da rede CA de alimentação.

Para cada carga instalada, após atingir o regime permanente, o operador aciona a tecla de gravação (T_G) interrompendo a operação do conversor e entrando em estado de espera para

gravação. Nesse estado as teclas de incremento (T_{Inc}) e decremento (T_{Dec}) podem ser acionadas, permitindo alterar o endereço da página da memória permanente, para a qual será transferida a seqüência gravada na memória volátil. Somente quando a tecla de retorno (T_R) for acionada é que a seqüência gravada na memória volátil (pulso a pulso) é transferida para a memória permanente. As teclas a serem acionadas pelo operador para a realização desta tarefa, apresentadas na Fig. 2.11, têm as seguintes funções:

- a. Tecla “ T_G ”: Coloca nível baixo na saída “ B_1 ” independente do valor de “ V_{sinc} ”, desligando o conversor através da abertura do interruptor “ S_C ”;
- b. Tecla “ T_{Inc} ”: Incrementa em uma unidade a posição do ponteiro de endereçamento da memória permanente;
- c. Tecla “ T_{Dec} ”: Decrementa em uma unidade a posição do ponteiro de endereçamento da memória permanente;
- d. Tecla “ T_R ”: Transfere para a memória permanente a última sequência de pulsos gravada na memória volátil, na página indexada pelo ponteiro de endereçamento da memória permanente, através do fechamento dos interruptores “ S_V ” e “ S_P ”.

Após a gravação, no sentido de verificar se a seqüência gravada reproduz a operação do modo “Programando”, é reiniciada a operação do conversor Boost-PFC-MM, porém comutando a chave (T_{modo}) para a posição “Programado”. Desta maneira, a seqüência de pulsos que aciona a chave do conversor é exatamente a que foi obtida no modo “Programando”.

Uma vez certificado que esta seqüência de pulsos reproduz a mesma corrente CA de entrada nos dois modos de operação, a tecla “ T_{modo} ” é comutada para a posição “Programando”, reiniciando a operação do conversor no modo “Programando” para uma nova carga conectada. Procedendo do modo descrito para “n” cargas, obtém-se “n” seqüências de acionamento de gatilho, uma para cada condição, e uma tabela de seqüências de acionamento é gravada.

Como a comutação é processada por um microprocessador, as larguras de pulso e a forma de onda da corrente ficam condicionadas às características e limites do microprocessador utilizado. Este efeito é detalhado no item a seguir.

2.3.2 - Formas de Onda “discretizadas”

Para garantir o mesmo sinal de gatilho, tanto no modo Programando como no modo “Programado”, os instantes de comutação do sinal enviado para o circuito de gatilho só acontecem em tempos múltiplos de um tempo fixo denominado ΔT_b .

O comportamento típico da corrente fluindo através do indutor de filtro (i_L) e a correspondente seqüência de pulsos de gatilho obtida após o condicionamento do sinal V_{sinc} , destacando os efeitos da “discretização” dos pulsos de gatilho, endereçados ao interruptor do conversor Boost PFC, tanto no modo “Programando” quanto no modo “Programado”, é ilustrado na Fig. 2.17.

A situação apresentada é fictícia, com fins didáticos, onde o tempo mínimo de comutação (ΔT_b) está super dimensionado, de maneira a tornar possível a visualização de efeitos e resultados, objetos de análise desta seção.

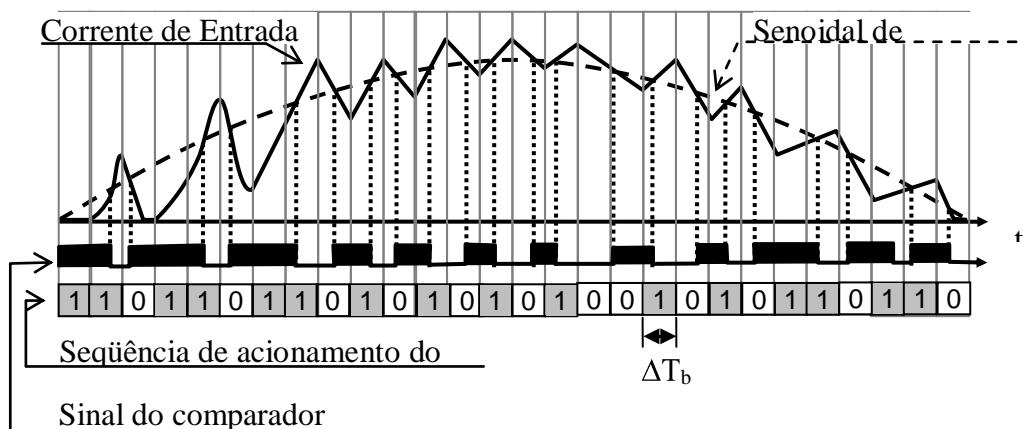


Figura 2.17 - Formas de onda (fictícias) com acionamento “discretizado”.

Analizando a Fig. 2.17, percebe-se que a mudança de estado do interruptor principal do conversor Boost ocorre somente a cada intervalo de tempo mínimo (ΔT_b), determinado pelo microprocessador (B_1) e não no instante de mudança de nível do sinal vindo do comparador (B_4). Fica evidente que quanto mais rápido for o microprocessador, menor será o tempo mínimo (ΔT_b) e mais próximo do desejado será a forma de onda de corrente de entrada.

As Unidades Boost-PFC-SSC, funcionando sem sensor e de maneira pré-programada e em sincronismo com a tensão da fonte de entrada, repetirão as mesmas ações do Módulo “Mestre”, resultando em um “funcionamento pós-fábrica” com o mesmo desempenho obtido nos “ensaios de fábrica”.

2.3.3 - Funcionamento do Microprocessador no Modo Programando

O emprego de um microprocessador exige que os tempos de comutação sejam múltiplos de um tempo mínimo ΔT_b . Para o controle proposto, este tempo tem que ser suficiente para que o microprocessador possa realizar algumas tarefas, tais como, ler, comparar, armazenar e ainda ficar em estado de espera (“Laço de Espera”) para que, quando interrompido, transfira o devido sinal para o circuito de gatilho, determinando então o início do novo pulso de acionamento. Ao retornar para o próximo pulso de acionamento o microprocessador completa então o “Laço Principal”.

O microprocessador possui várias maneiras de se fazer uma interrupção programada. Nesta proposta de controle, o microprocessador realiza interrupção por tempo (TMR0). A interrupção é causada de maneira assíncrona (pode ocorrer a qualquer momento), causando um desvio no processamento. Este desvio tem como destino a Rotina de Interrupção. Terminadas as ações da Rotina de Interrupção, o microprocessador retorna o seu trabalho no ponto onde havia sido interrompido.

O fluxograma resumido das ações realizadas pelo microprocessador, a cada pulso de acionamento do gatilho, durante o processamento do “Laço Principal” no modo Programando, é apresentado na Fig. 2.18.

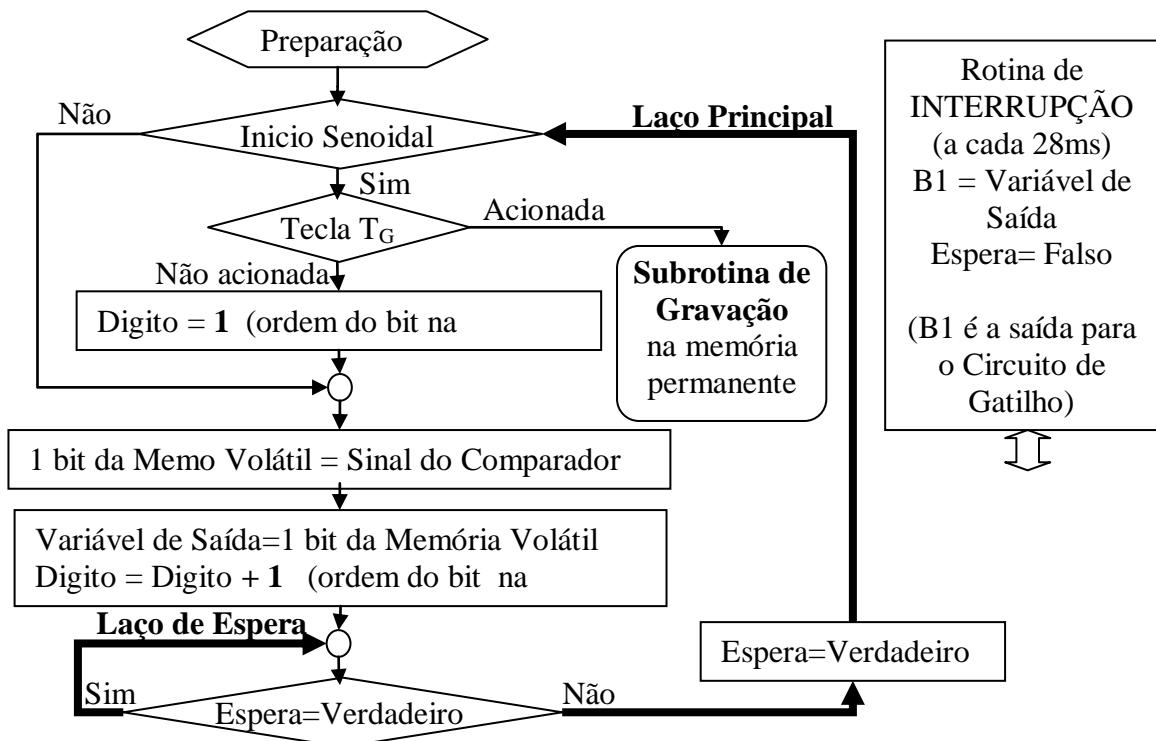


Figura 2.18 - Fluxograma das ações do microprocessador na execução do “Laço Principal”, no modo Programando.

Através do fluxograma apresentado na Fig. 2.13, nota-se dois caminhos distintos para realização do Laço Principal. O primeiro caminho ocorre quando da passagem por zero da tensão senoidal da fonte de entrada. Neste caso, o processamento realiza as seguintes tarefas:

Laço Principal

1. Se não é inicio de ciclo da senoidal da fonte de entrada vai para item 4
2. ...
3. ...
4. Grava na memória volátil um bit. Sinal vindo do comparador (sensor) na porta de entrada B4.
5. Transfere um bit do da memória volátil para a Variável de Saída.
6. Incrementa uma posição na memória volátil

Laço de Espera

7. Se está em “estado de espera” → permanece no item 7
Se não está em “estado de espera” → retorna ao item 1

Rotina de Interrupção (a cada 28 µs)

1. Transfere o sinal (bit) da Variável de Saída para o Circuito de Gatilho
2. Desabilita o flag de “espera”
3. Retorna ao ponto da interrupção

O segundo caminho ocorre após a passagem por zero da tensão senoidal da fonte de entrada. Neste caso, o processamento testa se a tecla de gravação “ T_G ” foi acionada. Caso a tecla “ T_G ” não tenha sido acionada, reinicia o endereço da memória volátil e segue para realização do primeiro pulso da seqüência de acionamento. A descrição das ações, no caso da tecla “ T_G ” ter sido acionada, é apresentada, mais detalhadamente, no item 2.9.1.

Laço Principal

1. Se não é inicio de ciclo da senoidal da fonte de entrada vai para item 4
2. Se a “Tecla 1” foi acionada à vai para a Subrotina de Gravação.
3. Reinicia o dígito da seqüência de acionamento.
4. Grava na memória volátil um bit. Sinal vindo do comparador (sensor) na porta de entrada B4.
5. Transfere um bit da memória volátil para a Variável de Saída.
6. Incrementa uma posição na memória volátil.

Laço de Espera

7. Se está em “estado de espera” → permanece no item 7

Se não está em “estado de espera” → retorna ao item 1

Rotina de interrupção (a cada 28 µs)

8. Transfere o sinal (bit) da Variável de Saída para o Circuito de Gatilho

9. Desabilita o flag de “espera”

10. Retorna ao ponto da interrupção

Para o microprocessador PIC 16F876A, oscilador de 20 MHz, o tempo mínimo conseguido para ΔT_b foi da ordem de 28 µs. Este valor foi dimensionamento através de um modo especial de funcionamento do microprocessador, o modo “Teste”.

Neste modo, o “Laço Principal” é praticamente o mesmo do modo Programando, porém, em vez de se transferir o sinal determinado pelo sensor para a porta de saída B₄, o microprocessador busca na memória volátil uma seqüência pré-estabelecida de “0” e “1”, que reinicia a cada início de ciclo da tensão senoidal da fonte de entrada, permitindo que o operador visualize, no osciloscópio, quantos pulsos acontecem por ciclo.

Dividindo-se o período da tensão senoidal da fonte de entrada pelo número de pulsos visualizados no osciloscópio, tem-se aproximadamente o tempo que o microprocessador leva para processar todas as tarefas, durante um pulso de gatilho.

No modo Teste as ações do microprocessador são realizadas como descrito a seguir:

Laço Principal

1. Se não é inicio de ciclo da senoidal da fonte de entrada vai para item 4.

2. Se a “Tecla 1” foi acionada à vai para a subrotina de Gravação.

3. Reinicia o dígito da seqüência de acionamento.

4. Grava na memória volátil um bit “0” se o anterior for “1” e vice-versa.

5. Transfere um bit da memória volátil para a Variável de Saída.

6. Incrementa uma posição na memória volátil.

Laço de Espera

7. Se está em “estado de espera” → permanece no item 7

Se não está em “estado de espera” → retorna ao item 1

ROTKA DE INTERRUPÇÃO (a cada 28 µs)

8. Transfere o sinal (bit) da Variável de Saída para o Circuito de Gatilho
9. Desabilita o flag de “espera”
10. Retorna ao ponto da interrupção

Para garantir que o processamento do “Laço Principal” só seja interrompido após a realização de todas as tarefas básicas de um pulso de gatilho, foi adicionado, ao tempo obtido no modo Teste, mais um pequeno intervalo de tempo mínimo como “margem de segurança”. Assim, obteve-se, finalmente, o valor de 28 µs para o tempo mínimo ΔT_b .

2.3.4 - Armazenamento das Seqüências de Açãoamento de Gatilho

O oscilador interno do microprocessador não possui qualquer sincronismo com a senoidal da fonte de entrada do conversor, tornando torna necessário informar ao microprocessador a passagem da tensão senoidal da fonte de entrada por zero para garantir que nessas regiões não ocorram pulsos com nível alto e que as seqüências de açãoamento sejam devidamente inicializadas. A mesma estratégia e resultados devem ser garantidos, tanto para o modo “Programando” (com sensor) como para o modo “Programado” (sem sensor).

No início do desenvolvimento desta pesquisa, as seqüências de açãoamento foram armazenadas a cada meio ciclo da tensão senoidal da fonte de entrada. Havia a expectativa de êxito com pouca utilização de memória, já que o processo é repetitivo a cada meio ciclo. No entanto, esta opção apresentou o inconveniente de que, qualquer distorção ou nível DC na senoidal da rede provocava tempos diferentes para cada um dos semiciclos.

A Fig. 2.19 ilustra, de maneira fictícia, como é o sinal que informa ao microprocessador, os instantes de reinício de cada semiciclo da tensão senoidal da fonte de entrada, no caso de haver um nível DC sobreposto ao sinal de tensão.

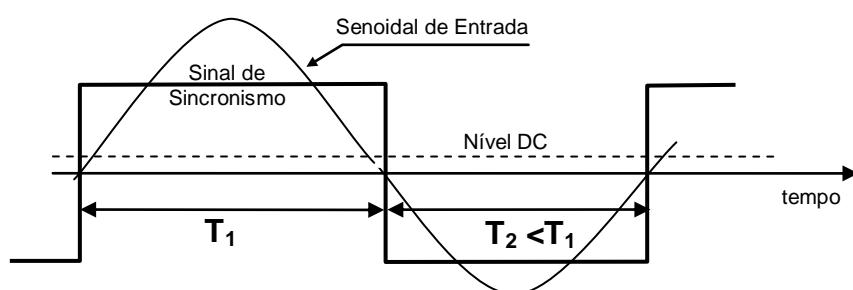


Figura 2.19 – Ilustração fictícia do sinal de sincronismo, no caso de haver nível DC na tensão senoidal da fonte de entrada.

Mesmo que não ocorra essa situação, descrita anteriormente, durante a pré-programação, não há garantia de que a tensão senoidal da fonte de entrada, para o funcionamento pós-fábrica, não apresente componente DC ou qualquer outra distorção. Para evitar este inconveniente, foi escolhida a opção de gravar uma única seqüência durante um ciclo completo da tensão senoidal de entrada. Assim, o microprocessador não leva em consideração o instante da passagem deste sinal por zero, durante a mudança de nível alto para nível baixo, e sim, somente durante a mudança de nível baixo para nível alto.

No microprocessador, os pulsos são armazenados de oito em oito bits, em palavras binárias. Para o microprocessador PIC 16F876A, oscilador de 20 MHz, conforme descrito anteriormente, o tempo mínimo conseguido para ΔT_b foi da ordem de 28 μs . Dividindo-se então o período da tensão senoidal de entrada de 60 Hz por 28 μs , encontra-se 595 “bits” inteiros. Dividindo-se 595 por 8, encontra-se como resultado 74 palavras de 8 bits para armazenar uma seqüência de acionamento de gatilho por ciclo da tensão senoidal de entrada de 60 Hz.

No modo “Programando” as 74 palavras são armazenadas na memória volátil devido à rapidez deste tipo de gravação. Para gravar essas 74 palavras na memória permanente, o operador aciona uma tecla específica e então, o microprocessador, logo após o final de um ciclo, interrompe o processo de gerenciamento das ações resultantes do sensor. O microprocessador permanece em um estado de espera onde o valor do ponteiro que endereça a memória permanente pode ser alterado. Quando uma tecla de retorno é acionada o microprocessador transfere as 74 palavras de 8 “bits” da memória volátil para um determinado endereço da memória permanente. O endereçamento das 74 palavras é chamado de “Página” da memória permanente. Assim, cada seqüência de acionamento de gatilho, correspondente a um ciclo da tensão senoidal da fonte de entrada, será armazenada em uma “Página” da memória permanente. O diagrama esquemático do armazenamento das seqüências de acionamento do gatilho em palavras de oito “bits” é apresentado na Fig 2.20.

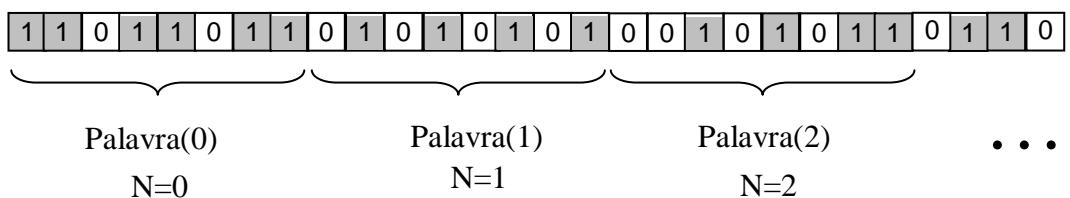


Figura 2.20 - Armazenamento das seqüências de acionamento do gatilho em palavras de oito “bits”.

A duração de cada pulso é de 28 μs , sendo assim, cada palavra de 8 “bits” tem a duração de 224 μs . Após a passagem da tensão senoidal da fonte de entrada por zero, o sistema demora alguns μs para colocar o primeiro “bit” da palavra de ordem “um” como um sinal a ser transferido para o circuito de gatilho. Este atraso é consequência dos tempos de resposta do transformador 110:12V, dos diodos retificadores e do comparador utilizado no circuito de sincronismo, do microprocessador e do circuito de gatilho. Durante este intervalo de tempo, prevalecem como sinais de gatilho os pulsos armazenados na última palavra da seqüência do ciclo anterior, palavra de ordem 73 e raramente a de ordem 72.

No intuito de evitar pulsos de gatilho na região de passagem por zero da tensão senoidal da fonte de entrada, a programação em ASSEMBLER inibe os sinais de nível alto para as palavras de ordem 35 e 36 (passagem de meio ciclo), assim como para as de ordem 72 e superiores (final de um ciclo), tanto no modo “Programando” quanto no modo “Programado”.

A Tabela 2.1 apresenta os resultados dos tempos esperados para cada pulso da seqüência de acionamento de gatilho.

Tabela 2.1: Tabela de tempos esperados para cada pulso de acionamento.

Instantes	Expressões de cálculo	Resultados
Atraso inicial		0,1 μs
Início da Palavra 35	$0,1 + 28 \times 35 \times 8$	7,840 μs
Final do semi-ciclo	$1 / 60 / 2$	8,333 μs
Final da Palavra 36	$0,1 + 28 \times 37 \times 8$	8,388 μs
Início da Palavra 72	$0,1 + 28 \times 72 \times 8$	16,228 μs
Final do ciclo	$1 / 60$	16,666 μs
Final da Palavra 73	$0,1 + 28 \times 74 \times 8$	16,676 μs

A forma de onda da tensão senoidal retificada e o posicionamento das seqüências de acionamento do gatilho, de maneira fictícia, são apresentados na Fig 2.21.

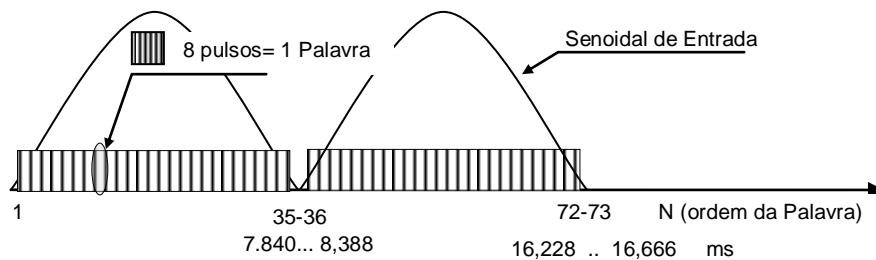


Figura 2.21 – Formas de onda das seqüências de acionamento de gatilho em relação à tensão senoidal da fonte de entrada.

O armazenamento de valores na memória volátil dos microprocessadores é rápido. Já a escrita na memória permanente é lenta. No modo “Programando”, descrito a seguir, em ensaio real, utilizando sensor de corrente, o microprocessador deve, ao mesmo tempo gravar e transferir os sinais para o circuito de gatilho.

Gravar na memória permanente e ao mesmo tempo transferir os sinais para o circuito de gatilho exigiria um intervalo de tempo mínimo (ΔT_b) muito grande, prejudicando a forma de onda da corrente desejada. No desenvolvimento deste trabalho foi escolhida a opção de armazenar na memória volátil durante o modo “Programando” e posteriormente, com o acionamento da tecla específica (T_G), interromper o gerenciamento dos pulsos de gatilho e transferir, da memória volátil para uma das “Páginas” da memória permanente, a seqüência de acionamento referente ao ultimo ciclo da tensão senoidal de entrada. O código Assembler da subrotina “Transfere_Sinal”, que garante a estratégia proposta, é apresentado na Fig. 2.22.

TRANSFERE_SINAL	ACENDE	APAGA
movlw .35	bsf FlagHab,7	bcf FlagHab,7
XORWF N,0	movfw Dígito	movfw Dígito
BTFSC STATUS,Z	addwf PCL,1	addwf PCL,1
goto APAGA	goto E0	goto EE0
movlw .36	goto E1	goto EE1
XORWF N,0	goto E2	goto EE2
BTFSC STATUS,Z	goto E3	goto EE3
goto APAGA	goto E4	goto EE4
movlw .72	goto E5	goto EE5
XORWF N,0	goto E6	goto EE6
BTFSC STATUS,Z	goto E7	goto EE7
goto APAGA	E0	EE0
movlw .73	bsf Palavra,0	bcf Palavra,0
XORWF N,0	btfsc FlagHab,2	btfsc FlagHab,2
BTFSC STATUS,Z	call GRAVA	call GRAVA
goto APAGA	incf N,1	incf N,1
BTFSS Sensor	MOVLW 7	MOVLW 7
GOTO APAGA	MOVWF Dígito	MOVWF Dígito
	GOTO SAI_DA_TRANSFERENCIA	GOTO SAI_DA_TRANSFERENCIA
	E1	EE1
	bsf Palavra,1	bcf Palavra,1
	GOTO DecrementaDig	GOTO DecrementaDig
	E2	EE2
	bsf Palavra,2	bcf Palavra,2
	GOTO DecrementaDig	GOTO DecrementaDig
	E3	EE3
	bsf Palavra,3	bcf Palavra,3
	GOTO DecrementaDig	GOTO DecrementaDig
	E4	EE4
	bsf Palavra,4	bcf Palavra,4
	GOTO DecrementaDig	GOTO DecrementaDig
	E5	EE5
	bsf Palavra,5	bcf Palavra,5
	GOTO DecrementaDig	GOTO DecrementaDig
	E6	EE6
	bsf Palavra,6	bcf Palavra,6
	GOTO DecrementaDig	GOTO DecrementaDig
	E7	EE7
	clrf Palavra	clrf Palavra
	bsf Palavra,7	bcf Palavra,7
	GOTO DecrementaDig	DecrementaDig
		DECFL Dígito,1
		SAI_DA_TRANSFERENCIA
		RETURN

Legenda:

Elementos físicos:

B1 – Pino da Porta B do microprocessador conectada ao módulo que recebe o sinal a ser transferido para o circuito de gatilho.

B4 – Pino da Porta B do microprocessador conectada ao módulo que envia o sinal resultante da comparação entre o sinal de corrente do sensor e a corrente de referência.

Variáveis do programa Assembler:

Palavra – Variável de oito “bits” que armazena partes da seqüência de acionamento.

N – número de ordem de armazenamento (e busca) da variável Palavra.

Dígito – número de ordem do “bit” (0 a 7) da variável Palavra, a ser gravado na memória volátil e transferido para a porta B1.

FlagHab, 7 – Oitavo (0 a 7) “bit” da palavra binária, o qual é transferido para a saída B1.

FlagHab, 2 – Terceiro (0 a 7) “bit” da palavra binária, o qual determina se é para gravar ou não, o conteúdo da variável “Palavra”.

Sensor – Variável de um “bit” que recebe o sinal da Porta B4

Figura 2.22 – Subrotina Assembler de transferência de sinal.

No caso de um controle um pouco mais sofisticado, a operação de gravar na memória permanente pode ser realizada automaticamente, sem que um operador tenha que acionar uma tecla de gravação, ou seja, após o microprocessador detectar que as seqüências de acionamento, resultantes da ação sensoriada, estão se repetindo de maneira cíclica.

Para se efetuar a devida paginação da memória permanente do microprocessador, o programa escrito em linguagem Assembler coloca nos registros de endereçamento EEADRH: EEADR, um valor binário de 12 dígitos que é função do número da página e da ordem “N” da palavra de oito bits a ser gravada. O esquema de endereçamento é apresentado na Fig. 2.23.

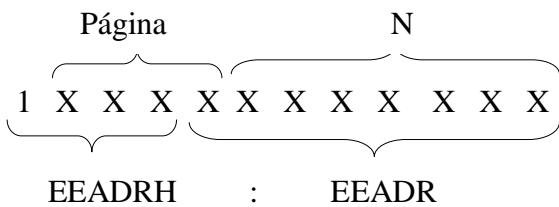


Figura 2.23 - Esquema de endereçamento das páginas na memória permanente do microprocessador.

Observa-se, na Fig. 2.18, que a variável “N” possui 7 dígitos, podendo variar de 0 a 127. Para um intervalo de tempo mínimo de 28 µs, apenas 73 palavras de 8 “bits” constituem uma seqüência de acionamento do gatilho, durante um ciclo da senoidal de entrada. Para este sistema de endereçamento, com apenas 4 dígitos para a variável “Página”, poderá variar de 0 a 15. A quantia de páginas usadas é igual ao número de cargas previamente ensaiadas. Caso haja necessidade de mais páginas (cargas pré-ensaiadas) deve-se mudar o sistema de endereçamento adotado. Dependendo da quantidade de cargas pré-ensaiadas, tem-se um ajuste “mais fino” ou “menos fino” na realimentação em tensão.

Colocando o quarto “bit” mais significativo do registro EEADRH em nível alto (“1”), garante-se que as páginas reservadas para seqüências de acionamento do gatilho tenham endereços superiores ao de 2.048. Na concepção atual, o programa vai apenas até o endereço 1.212. Desta maneira, da página 1 à página 15, ocupam-se os endereços de 2.048 a 4.094.

Para se ter uma visão geral da capacidade de memória do PIC 16F876A, registra-se sua memória permanente vai até o endereço 8.190. A Tabela 2.2 apresenta um quadro de utilização da memória permanente do microprocessador.

Tabela 2.2 - Quadro de utilização da memória permanente do PIC 16F876A.

0	127		Programa	4096	4223	
128	255			4224	4351	
256	383			4352	4479	
384	511			4480	4607	
512	639			4608	4735	
640	767			4736	4863	
768	895			4864	4991	
896	1023			4992	5119	
1024	1151			5120	5247	
1152	1279			5248	5375	
1280	1407			5376	5503	
1408	1535			5504	5631	
1536	1663			5632	5759	
1664	1791			5760	5887	
1792	1919			5888	6015	
1920	2047			6016	6143	
2048	2175	Pág=0	Reservado para ampliação do programa	6144	6271	Espaço da memória não utilizado
2176	2303	Pág=1		6272	6399	
2304	2431	Pág=2		6400	6527	
2432	2559	Pág=3		6528	6655	
2560	2687	Pág=4		6656	6783	
2688	2815	Pág=5		6784	6911	
2816	2943	Pág=6		6912	7039	
2944	3071	Pág=7		7040	7167	
3072	3199	Pág=8		7168	7295	
3200	3327	Pág=9		7296	7423	
3328	3455	Pág=10		7424	7551	
3456	3583	Pág=11		7552	7679	
3584	3711	Pág=12		7680	7807	
3712	3839	Pág=13		7808	7935	
3840	3967	Pág=14		7936	8063	
3968	4095	Pág=15		8064	8191	

Área de gravação das seqüências de gatilho

2.3.5 - Modo “Programado” com Realimentação em Tensão.

Se o terminal de entrada de ordem 0 da porta C do microprocessador (C_0) for colocado em nível baixo, o microprocessador funcionará no modo “com realimentação”. Sendo assim, no módulo “Mestre” este terminal de entrada sempre estará em nível alto e nas Unidades Boost-PFC-SSC sempre em nível baixo.

Durante o ensaio de fábrica, são gravadas várias seqüências de acionamento do gatilho nas diversas páginas da memória permanente do microprocessador, sendo uma página para cada diferente condição de carga. A numeração dessas páginas deve ser de forma crescente, conforme a potência da carga instalada na saída do conversor. Esta sistemática garante que, em pleno funcionamento, para uma resistência de carga qualquer (R), o fato de se incrementar a página de busca na memória proporciona uma maior tensão DC na saída da Unidade Boost-PFC-SSC e no caso de decrementar a página de busca na memória, obtém-se uma menor tensão DC na saída. Todas as seqüências proporcionam formas de onda de corrente senoidais. O diagrama de bloco simplificado da realimentação em tensão proposta é apresentado na Fig. 2.24.

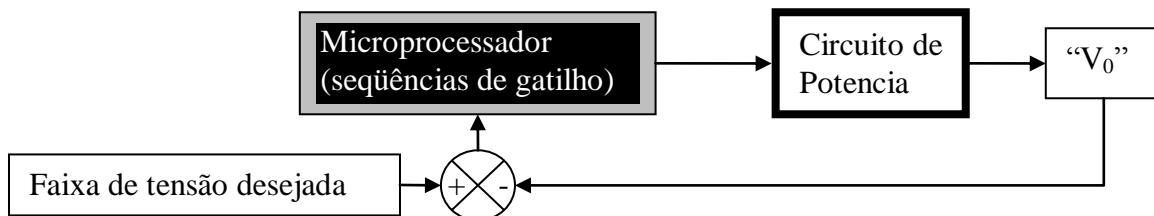


Figura 2.24 - Diagrama de bloco simplificado da realimentação em tensão Boost PFC-SSC.

O diagrama de ligação, evidenciando o sistema de realimentação em tensão utilizado nas Unidades Boost-PFC-SSC, é apresentado na Fig. 2.25. Duas portas de entrada “ B_2 ” e “ B_3 ” informam ao microprocessador se a tensão DC de saída é maior ou menor do que os valores limite para a faixa de tensão desejada na saída. A cada inicio de ciclo da senoidal de entrada, detectado através da entrada “ B_0 ”, o microprocessador toma decisões de mudar ou não a “página de busca na memória”.

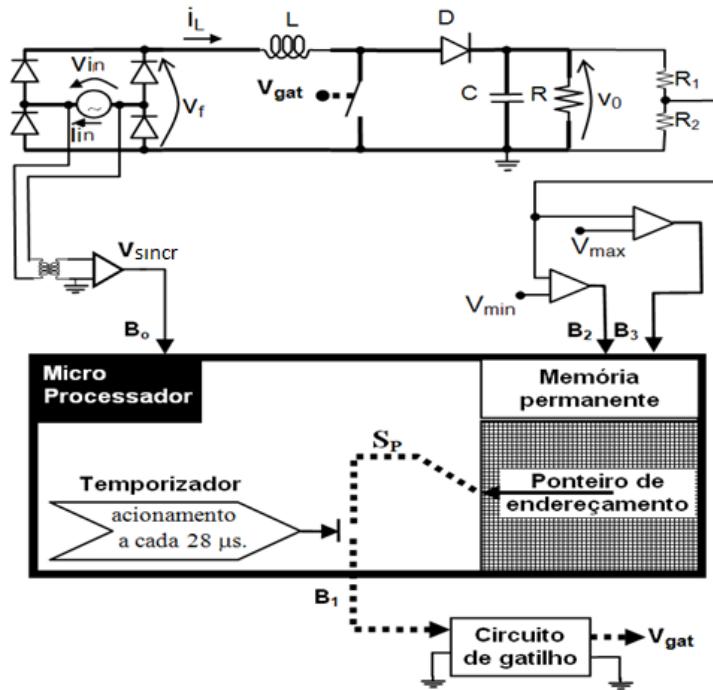
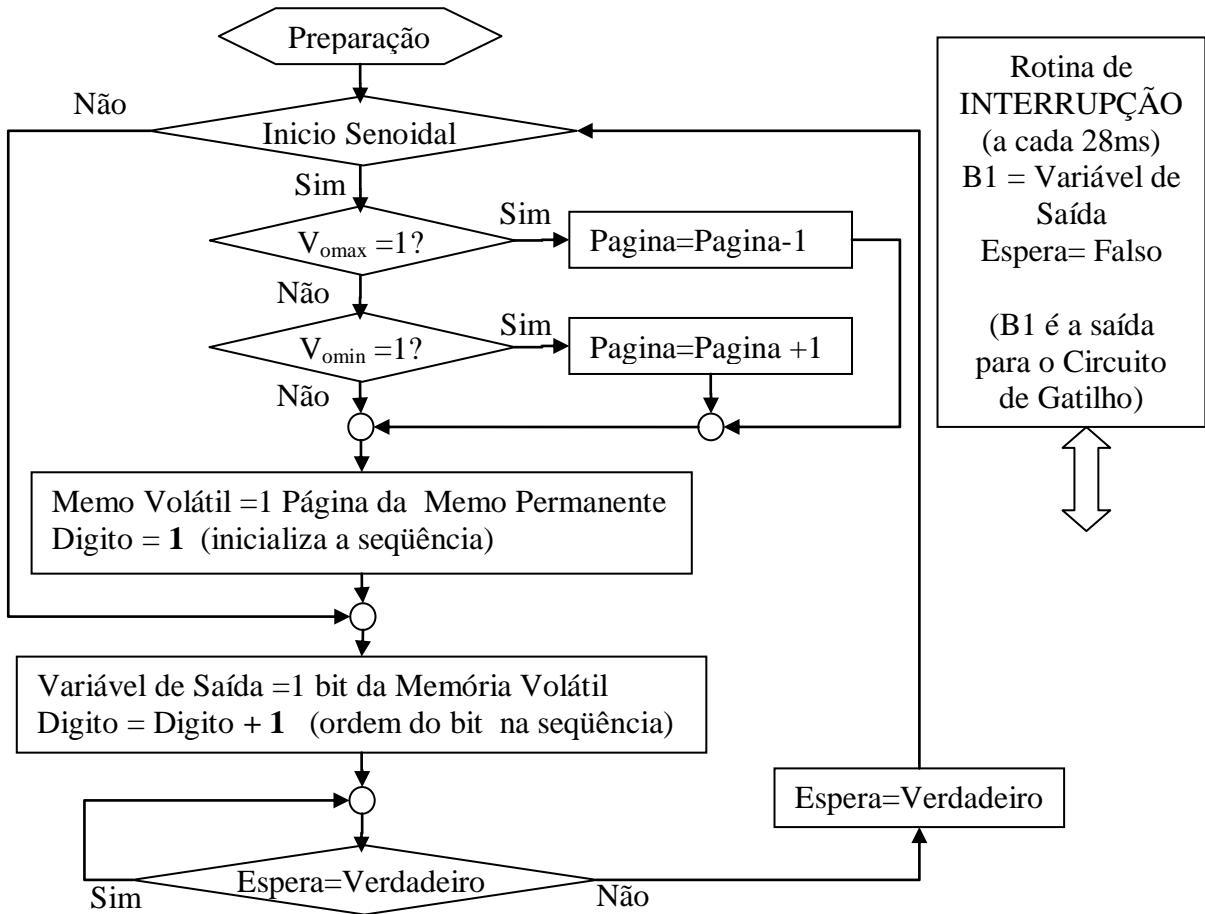


Figura 2.25 - Diagrama de ligação com o sistema de realimentação em tensão da unidade Boost PFC-SSC.

Caso a tensão DC de saída (v_0) seja superior à faixa desejada, o microprocessador decremente a ordem da página de busca na memória, passando a trabalhar com outra seqüência de acionamento do gatilho que proporciona na saída da Unidade Boost PFC-SSC um nível de tensão DC menor do que o produzido pela seqüência anterior. Desta maneira, temos um sistema realimentado em tensão, buscando manter a tensão DC de saída da Unidade Boost-PFC-SSC dentro de uma faixa desejada, mantendo corrente senoidal e elevado fator de potência de entrada. Tudo isso, SEM SENSOR DE CORRENTE, no funcionamento pós-fábrica. O fluxograma das ações do microprocessador funcionando no modo “Programado”, com realimentação em Tensão, é apresentado na Fig. 2.26.



Observações:

$V_{omax} = 1$ se a tensão DC de saída V_o for maior do que um valor máximo de tolerância.
 $V_{omin} = 1$ se a tensão DC de saída V_o for menor do que um valor mínimo de tolerância.

Figura 2.26 - Fluxograma das ações do microprocessador no modo “Programado”, com realimentação em tensão.

2.3.6 - Modos Especiais de Funcionamento do Microprocessador

A seguir são apresentados alguns modos de funcionamento especiais que ocorrem durante o ensaio para obtenção das seqüências de acionamento de gatilho desejadas.

2.3.6.1 - Modo ESCREVENDO:

Durante o funcionamento no modo “Programando” o microprocessador grava, a cada pulso, um bit na memória volátil. Quando uma tecla específica “ T_G ” é acionada, o microprocessador interrompe o gerenciamento do gatilho e vai para uma subrotina de gravação. Neste modo o micro permite eventuais mudanças de páginas de gravação, conforme acionamento das Teclas “ T_{DEC} ” e “ T_{INC} ”. À medida que aumenta a potência da carga, deve-se

aumentar o número da página a ser gravada na memória permanente. Isto é necessário para garantir o funcionamento no modo “Programado” com realimentação em tensão. O fluxograma das ações do microprocessador, quando está operando no modo “Escrevendo” (gravando na memória permanente), é apresentado na Fig. 2.27.

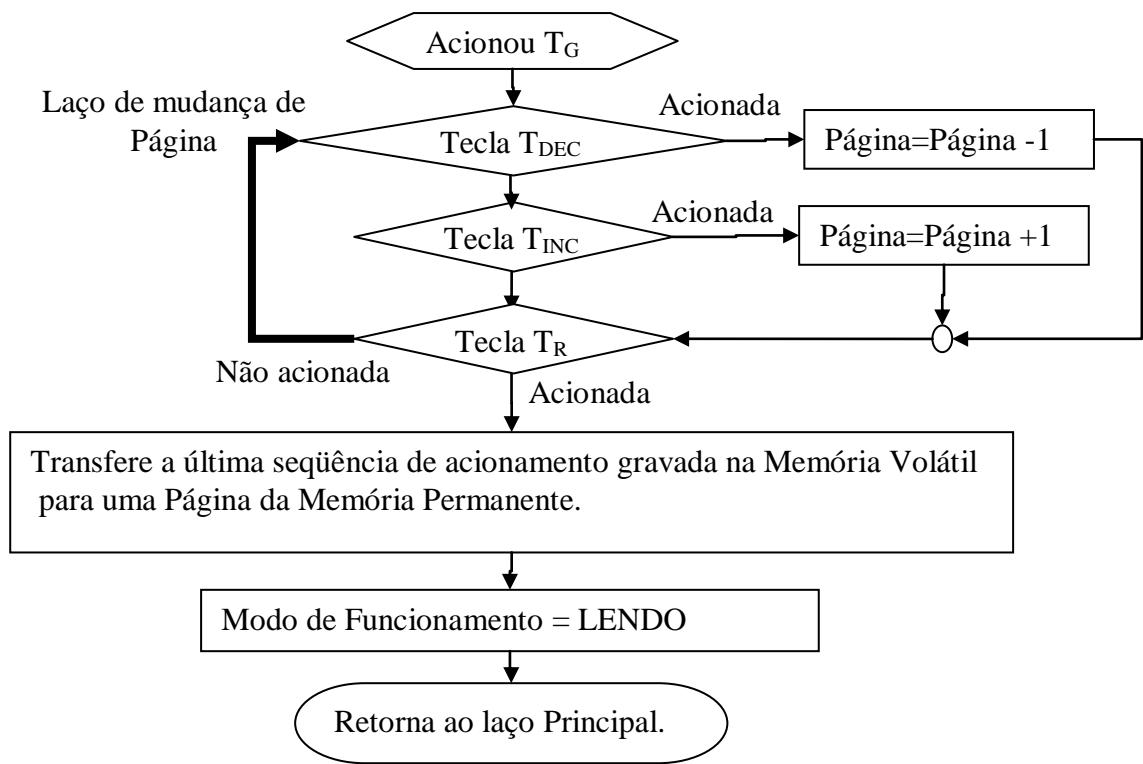


Figura 2.27 - Fluxograma das ações do microprocessador no modo escrevendo.

A tecla de retorno T_R dá prosseguimento, “escrevendo” na memória permanente a última seqüência de acionamento do gatilho que foi armazenada na memória volátil. Para isto, gasta o tempo que for necessário (da ordem de ms) e retorna para gerenciar o circuito de gatilho, porém, no modo “LENDÔ”, descrito logo a seguir.

2.3.6.2 - Modo LENDÔ (PROGRAMADO sem Realimentação de Tensão):

Neste modo, o microprocessador “lê”, na memória permanente, sempre na mesma página, a seqüência gravada e transfere o devido sinal para o circuito de gatilho, no mesmo intervalo de tempo mínimo ΔT_b de quando foi PROGRAMADO. Aqui não há a realimentação em tensão. Desta maneira é possível verificar o comportamento da corrente do indutor de

filtro (i_{RL}), do valor da tensão DC de saída das Unidades Boost-PFC-SSC e demais grandezas que se repetirão, quando em funcionamento pós-fábrica.

Este modo permite verificar os efeitos de se comandar uma carga com uma seqüência de acionamento para a qual não foi programada. Isto é interessante uma vez que, no funcionamento pós-fábrica, o sistema de realimentação em tensão busca constantemente a seqüência de acionamento adequada para a carga instalada. Vale ressaltar que, por alguns instantes, a seqüência captada na memória permanente pode não ser exatamente a programada para a carga atual instalada. Em laboratório, foi verificado que esta situação não representa problemas para o funcionamento do controle proposto. O fluxograma das ações do microprocessador quando operando no Modo LENDO é apresentado na Fig. 2.28. É possível observar ainda o diagrama esquemático do fluxo de sinais de acionamento de gatilho nos diversos modos de funcionamento, conforme o acionamento das chaves virtuais (S_C , S_V e S_P).

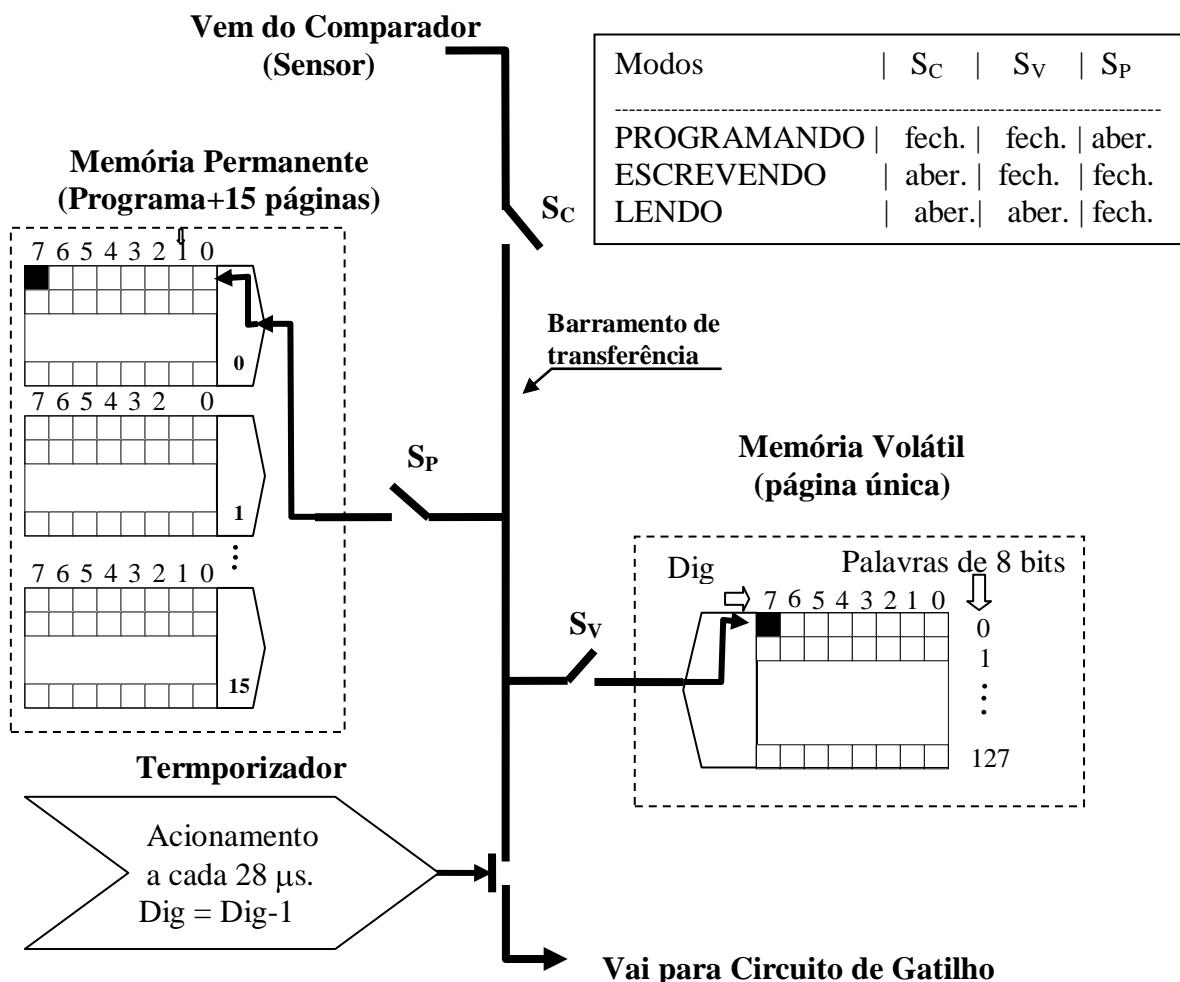


Figura 2.28 – Diagrama esquemático do fluxo de sinais de acionamento de gatilho.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

3.1 - Introdução

Seguindo a cronologia de como aconteceu esta pesquisa, são apresentados a seguir os resultados experimentais, obtidos em ensaios de laboratório para cada uma das metodologias de geração de seqüências de acionamento.

- Programa DELPHI com Modelo Matemático
- Aplicativo PSPICE
- Ensaios reais

Ressalta-se que não foi objetivo desta pesquisa aprofundar na comparação dos resultados das metodologias citadas e sim, buscar a metodologia mais viável para uma aplicação comercial. Desta maneira, é dada maior ênfase para os resultados com seqüências de acionamento geradas com ensaios reais, onde são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente de entrada e da tensão de saída do conversor, como também as respostas aos transitórios de carga e curvas de rendimento e de Distorção Harmônica Total (THD) da corrente de entrada.

Para verificar e demonstrar a eficácia operacional da técnica de controle digital pré-programada proposta e aplicada a um conversor Boost PFC, dois protótipos, com especificações apresentadas na Tabela 3.1, foram construídos e colocados em operação com vistas a obter seqüências de pulsos para dez diferentes condições de carga, começando com 10% da potência nominal até atingir a condição nominal de operação, realizando-se incrementos de 10%. Uma foto do arranjo experimental utilizado para realização dos ensaios experimentais é apresentada na Fig. 3.1.

Neste contexto, um conversor Boost com sensor de corrente por efeito Hall, denominado Conversor Boost Mestre, foi ensaiado em laboratório. As seqüências de pulsos obtidas foram gravadas no microprocessador do Conversor Boost sem sensor de corrente (Unidade Boost-PFC-SSC).

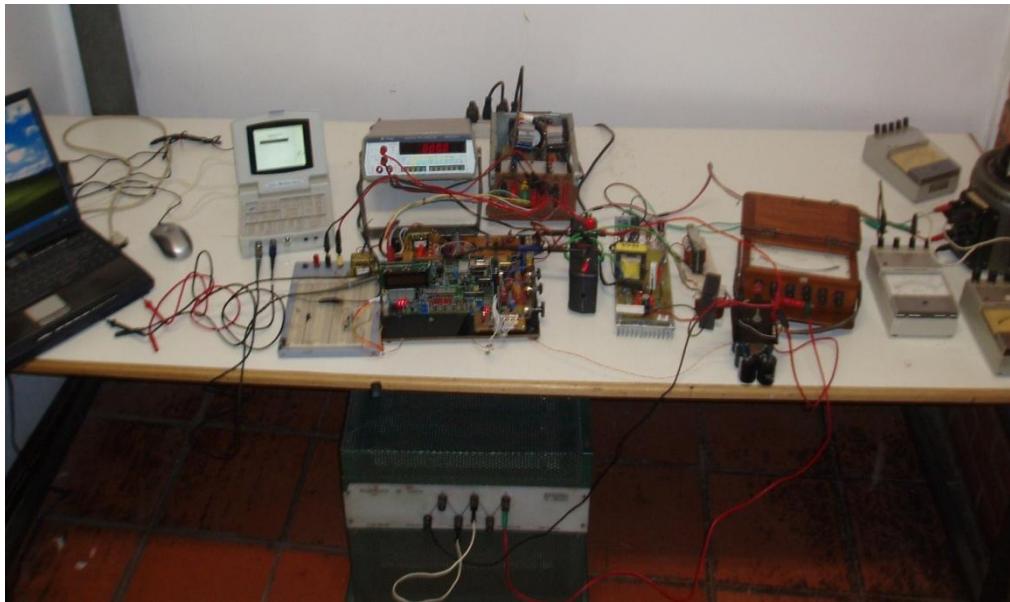


Figura 3.1 - Fotografia da montagem em laboratório.

Tabela 3.1 - Parâmetros da Unidade Boost PFC-SSC

Especificações de Projeto
Tensão de Saída, $V_0 = 240 \text{ V}$
Potência Total de Saída, $P_0 = 600 \text{ W}$
Tensão de entrada, $V_{in} (\text{rms}) = 127 \text{ V}$
Frequência de chaveamento, $f = 20\text{kHz}$
Conversor Boost-PFC-SSC
Ponte retificadora – Diodos MUR1560
Indutor de filtro, $L_f = 4\text{mH}$
Capacitor de filtro, $C_f = 400\mu\text{F}$
Interruptor principal, S – IRFP460
Diodos de saída, D – MUR1560
Microprocessador – PIC16F876A

Na verificação do comportamento da Unidade Boost-PFC-SSC, construída para teste em laboratório, as principais formas de onda foram obtidas utilizando-se o osciloscópio *TPS 2024 Tektronix®* e uma ponteira de corrente *Tm 502A Tektronix®*. Salienta-se que o objetivo da pesquisa proposta foi de desenvolver um sistema robusto de alta potência, mas, obviamente, este não é ainda um protótipo modelo para produção em escala industrial.

O fato de se ter um microprocessador no sistema de controle proporciona aos projetistas muitas alternativas e inovações, peculiares do emprego desta tecnologia. Por exemplo, um PIC 16F876A possui: 22 pinos de entrada/saída programáveis (25 m A por pino), um oscilador de 20 MHz, 3 módulos temporizadores, 13 fontes de interrupção, 1 memória de programa FLASH com 8k de 14 bits, 1 memória de dados EPROM com 256k de 8 bits, 1 circuito de Power-on-Reset, também acessado pelo Watch Dog Timer, programação serial, aritmética binária ou decimal. Atualmente, existem diversos periféricos, dependendo

do modelo: Oscilador Interno, E²PROM, Conversor A/D, PWM, Capture, Compare, USART, I²C, SPI, CAN, Drive para LCD, Timers, Comparadores, RF e outros. Por razões de pesquisa, alguns módulos deste trabalho estão montados discretamente, mas podem ser substituídos pelos módulos internos do microprocessador em uma versão mais comercial.

3.2 – Resultados Experimentais com Seqüências Geradas em Ensaios Reais

Inicialmente foi testado e comparado o comportamento do conversor Boost PFC operando nos modos “Programando” e “Programado”. Foram captados formas de onda e valores médios e eficazes de tensões e corrente para diversas situações de cargas.

As formas de onda de tensão e corrente e de entrada para uma carga de 320 Watts e 650 Watts, com o conversor operando no modo “Programando” e no modo “Programado” são apresentadas na Fig.3.2.

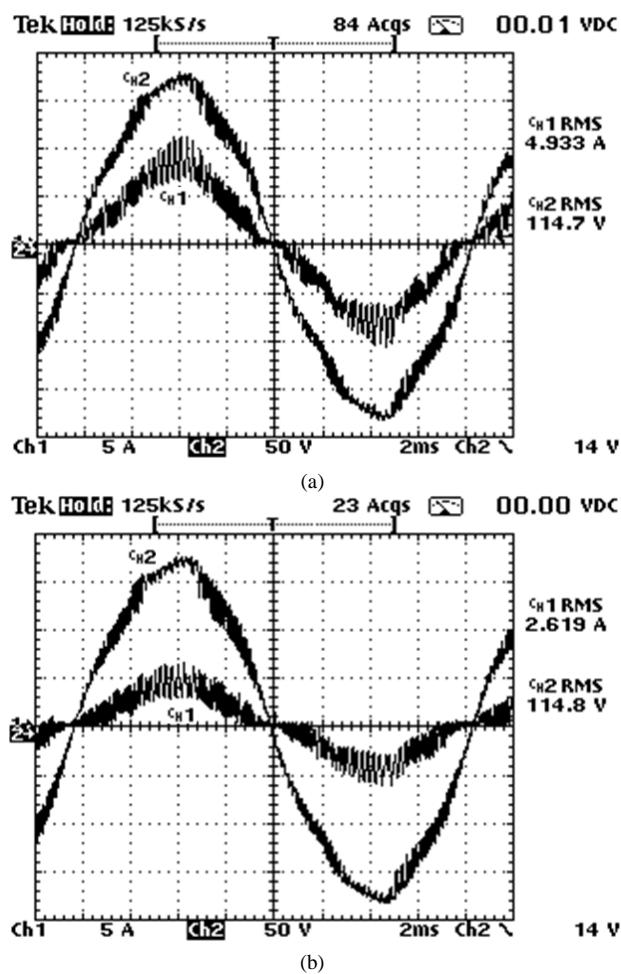


Fig. 3.2 - Tensão e Corrente de entrada. (a) Potência de saída = 650W, (b) Potência de saída = 320W – Boost PFC operando no modo Programando.

As formas de onda de tensão e corrente e de entrada para uma carga de 320 Watts e 650 Watts, com o conversor operando no modo programando e no modo “Programado” são apresentadas na Fig. 3.3.

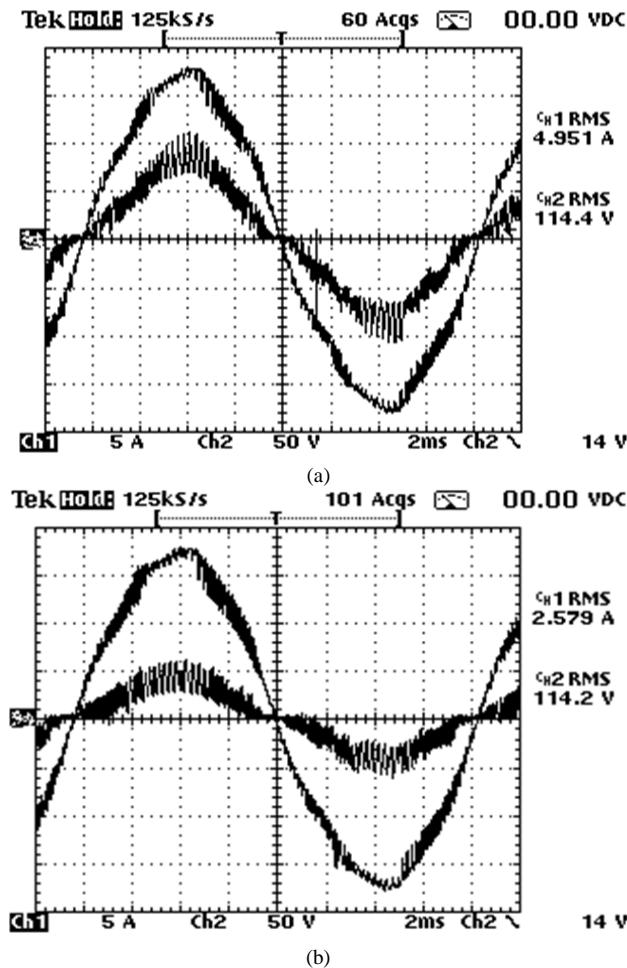


Fig. 3.3 - Tensão e Corrente de entrada. (a) Potência de saída = 650W, (b) Potência de saída = 320W – Boost PFC operando no modo “Programado”.

As ilustrações da Fig.3.2 e da Fig. 3.3 indicam que, como esperado, as formas de onda são praticamente idênticas nos modos de operação do conversor “Programando” e “Programado”. Esta estratégica foi possível devido a fixação de um tempo mínimo “ Δt_b ”, para o acionamento do gatilho, garantindo que o conversor Boost opere no modo “Programado”, com a mesma seqüência de acionamento e mesma condição de carga do modo “Programando”.

As formas de onda da corrente de entrada e da tensão de saída “ v_0 ” para o conversor Boost PFC operando no modo “Programado”, para as condições de carga de 650 watts e 320 watts, são apresentada na Fig. 3.4. Verifica-se que a tensão de saída possui uma pequena oscilação em relação ao seu valor médio (abaixo de 3%) que é em torno de 220V, como pré estabelecido em projeto.

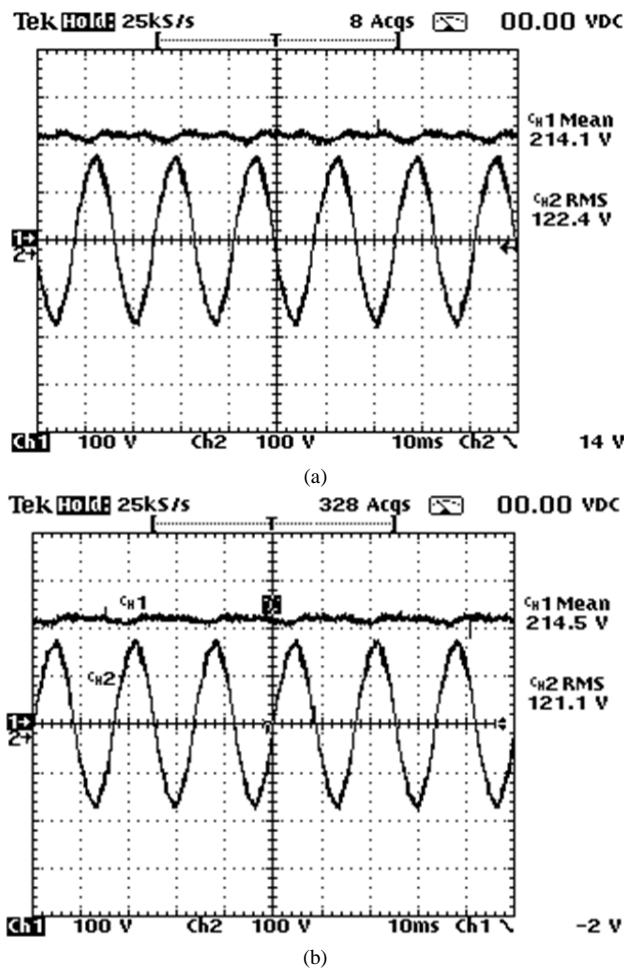


Fig. 3.4 – Corrente de entrada e tensão de saída. (a) Potência de saída = 650W, (b) Potência de saída = 320W – Conversor Boost PFC operando no modo “Programado”.

Para testar o comportamento do conversor boost PFC operando sob a técnica de controle proposta, foram gravadas cinco seqüências de acionamento de gatilho, cada uma para as condições de carga “R” (90Ω , 120Ω , 180Ω , 240Ω , and 300Ω) , todas projetadas para uma tensão de saída de $220V_{CC}$.

A tabela 3.2 mostra os resultados da tensão e potência de saída, operando nos modos “Programando” (com sensor de corrente) e “Programado” (sem sensor de corrente).

Tabela 3.2 – Valores eficazes e valores médios das tensões e correntes de entrada e de saída com o conversor Boost PFC operando nos modos “Programando” e “Programado”.

Sensor	$R[\Omega]$	$V_{AC}[V]$	$V_{DC}[V]$	$I_{AC}[A]$	$I_{PC}[A]$	$P_o[W]$
Sim	90	127	220	4.10	2.35	517.0
Não	90	127	222	4.15	2.25	526.1
Sim	120	127	220	3.05	1.75	385.0
Não	120	127	221	3.07	1.76	389
Sim	180	127	220	2.1	1.20	264.0
Não	180	127	219	2.1	1.20	262.8
Sim	240	127	220	1.65	0.90	198.0
Não	240	127	220	1.65	0.92	202.4

Vale ressaltar que o objetivo da pesquisa proposta foi de desenvolver um sistema robusto de alta potência, mas, conforme ressaltado, este não é ainda um protótipo modelo para produção em escala industrial, portanto, o arranjo laboratorial implementado não conta com filtro de modo comum nem com filtro de modo diferencial, assim como qualquer outro dispositivo de proteção. Desta forma, os resultados experimentais obtidos apresentam imperfeições compatíveis com o nível de sofisticação do protótipo. Todavia, a eficácia da técnica de controle digital pré-programado proposta foi comprovada, ficando evidenciado seu grande potencial para aplicação em escala comercial.

Com o objetivo de explorar mais especificamente os resultados no modo “Programado”, foram realizados ensaios com variação de carga, permitindo visualizar formas de ondas, valores médios e eficazes, espectros de freqüência, taxas de distorção de harmônicos e rendimento. Também foram aplicados degraus de variação de carga para análise do comportamento dinâmico do Conversor operando no modo “Programado”.

As formas de onda de tensão e corrente e de entrada e tensão de saída para 100%, 50% e 25% de carga, respectivamente, são apresentadas na Fig. 3.5. Analisando as formas de ondas apresentadas, nota-se que a imposição de corrente senoidal na rede CA de alimentação foi alcançada sem a utilização de um sensor de corrente conforme esperado. Assim como observado em qualquer conversor Boost PFC, a amplitude da ondulação de tensão no capacitor de saída do conversor depende da condição de carga, ficando evidenciado que, em condição nominal de carga, este se torna mais acentuado e, em condição de baixa carga, a ondulação de tensão observada é mínima, conforme esperado.

As formas de onda de tensão e corrente e de entrada e tensão de saída, destacando-se os instantes de em que são realizados degraus positivos e negativos de carga, são apresentadas na Fig. 3.5. Inicialmente, foi realizado um degrau positivo de carga ficando evidenciado que a corrente de se estabiliza após um ciclo completo de 60Hz. Logo em seguida, foi aplicado um degrau negativo de carga provocando um aumento na ondulação de tensão sobre o capacitor de saída e um respectivo aumento do valor de pico da corrente de entrada. Após o degrau positivo de carga, a tensão de saída se estabilizou em 230V(med), em aproximadamente 35ms. Desta forma, conforme observado na literatura [6], [17], conclui-se que a resposta dinâmica do Conversor Boost-PFC-SSC quanto à regulação de tensão no barramento DC e a imposição de corrente senoidal na rede CA de alimentação, é bastante atrativa. O afundamento de tensão durante o transitório foi de 24V, equivalente a algo em torno de 11%, o que pode ser considerando um desempenho bastante satisfatório no contexto de conversores

pré-reguladores, uma vez que o estágio inversor comumente conectado ao barramento DC suporta afundamentos de tensão dessa magnitude [19].

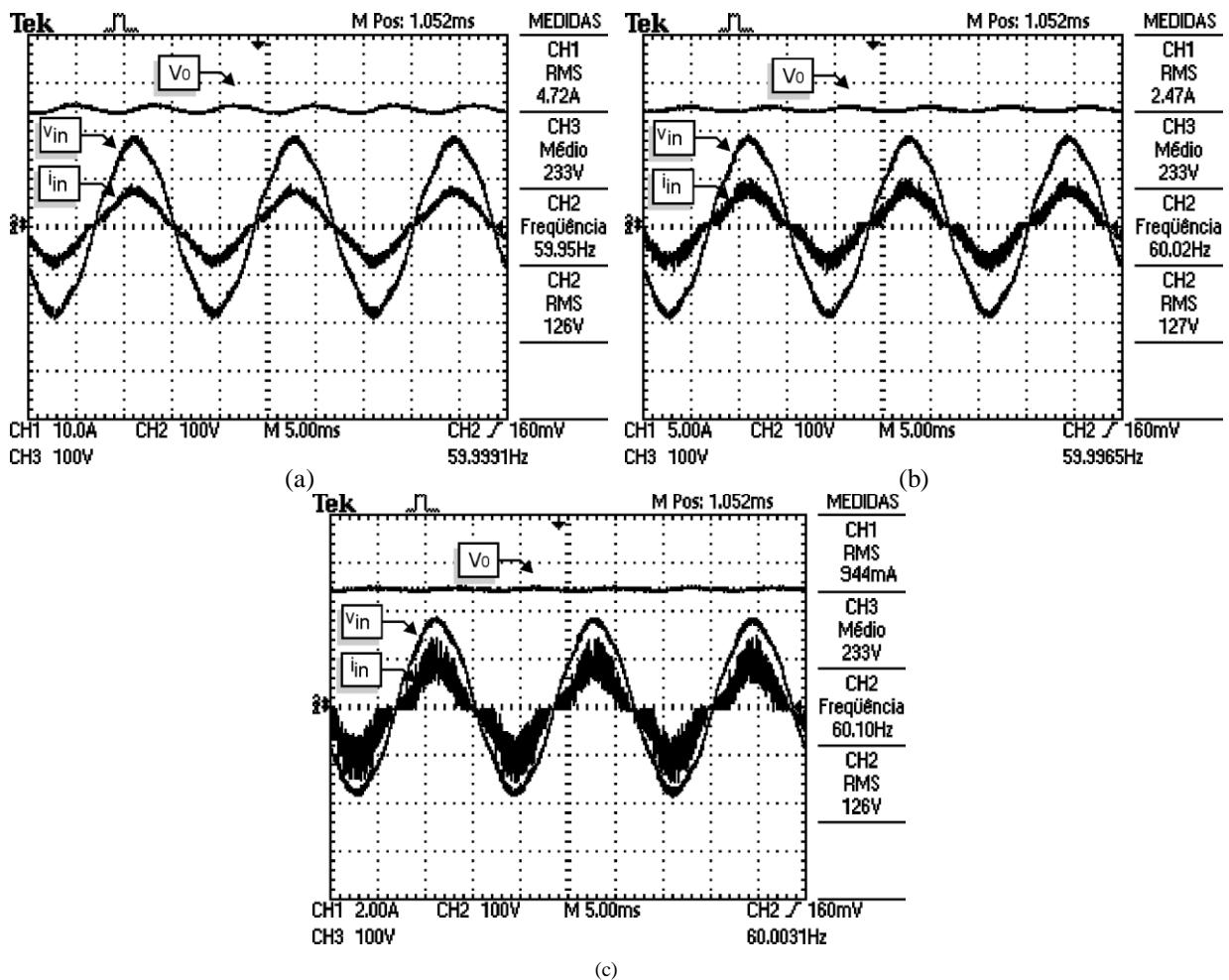


Figura 3.5 Formas de onda de tensão e corrente de entrada e tensão de saída (a) plena carga – 600W (b) 50% de carga (c) 20% de carga.

Analogamente, Fig. 3.6 ilustra a resposta dinâmica do Conversor Boost-PFC-SSC durante a realização de um degrau negativo de carga, ficando evidenciado que a corrente de entrada se estabiliza após 1,5 ciclo completo de 60Hz e que a sobretensão observada ficou em torno de 8V. Após 45ms aproximadamente, a tensão de saída se estabilizou em torno de 230V(med), conforme desejado. Portanto, no que tange à resposta dinâmica do Conversor Boost-PFC-SSC proposto, pode-se concluir que a técnica de controle desenvolvida apresenta um desempenho bastante satisfatório.

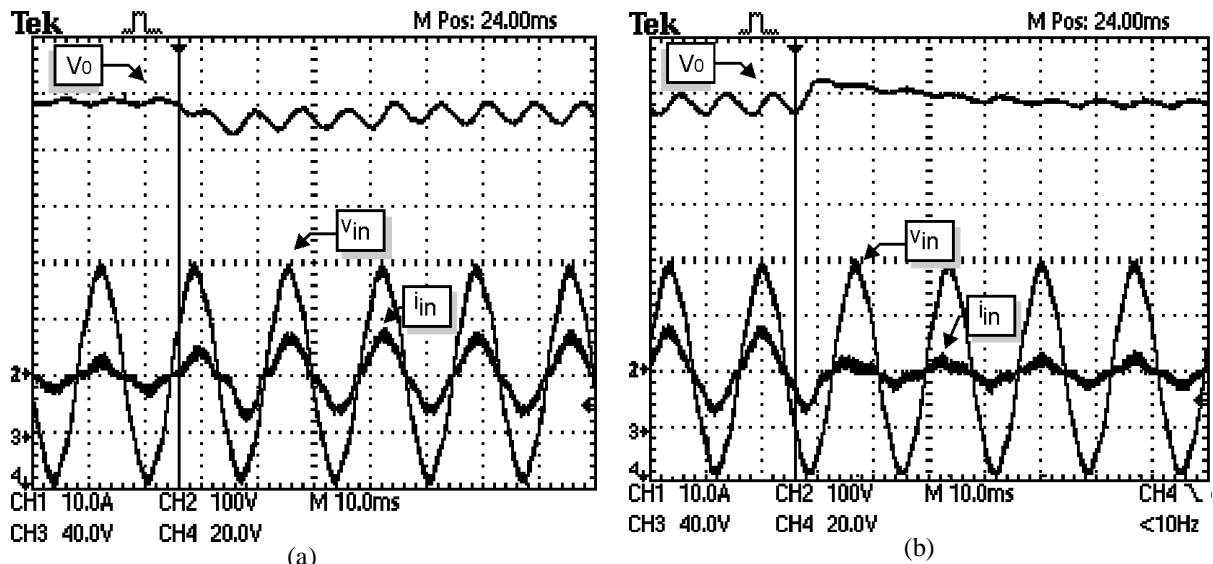


Figura 3.6 Formas de onda de tensão e corrente de entrada e tensão de saída durante transitórios de carga (a) degrau positivo de carga – 120W para 600W (b) degrau negativo de carga – 600W para 120W.

Finalmente, após a realização diversos ensaios sob diferentes condições de carga, foi possível obter a curva de rendimento e de distorção harmônica total de corrente em função da potência total de entrada, apresentadas na Fig. 3.7. Os dados de rendimento foram obtidos o equipamento *Yokogawa® wt230 Multimeter* e os dados de THD_I foram obtidos através da análise espectral da corrente de CA de alimentação realizada utilizando-se o *MATLAB®*. Conforme observado, em condições nominais de operação ($P_0 = 600W$), o rendimento e a THD_I alcançados foram 95% e 11%, respectivamente. Neste momento, vale ressaltar que, devido a limitação técnica do microprocessador utilizado, a freqüência de chaveamento implementada foi de 20 kHz.

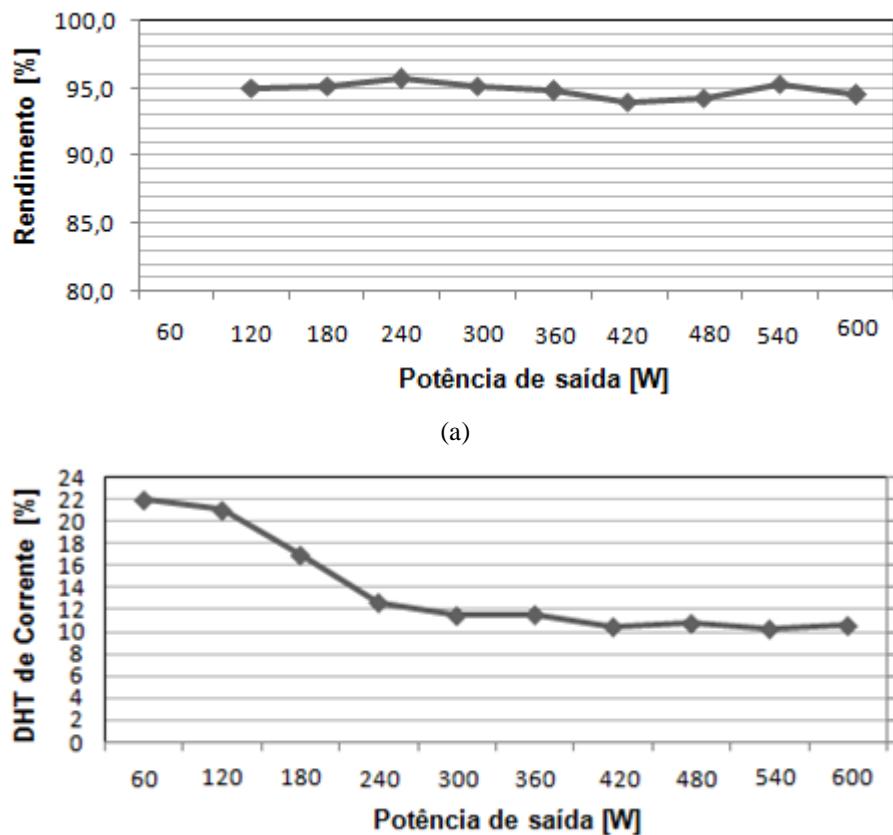


Figura. 3.7 Curvas de (a) Rendimento e (b) THD_I em função da potência de entrada.

Como consequência, pode-se destacar as seguintes questões técnicas de desempenho observadas e que contribuíram para o aumento significativo da THD_I alcançada, principalmente nas situações em que o conversor Boost-PFC-SSC foi colocado em operação com fator de carga inferior a 50%:

- Elevado ripple de alta freqüência;
- Distorção da forma de onda nos instantes de tempo em que a tensão de alimentação passa por zero.

Por outro lado, conforme observado na Fig. 3.8, apesar do alto valor de THD_I alcançado em condições nominais de operação, a análise do espectro harmônico da corrente de alimentação, em comparação com os limites individuais de impostos pela norma IEC61000-3-2, demonstra que os resultados alcançados são bastante satisfatórios, uma vez que apenas o 25^a harmônico de corrente ficou acima do limite imposto pela referida norma. Finalizando, ressalta-se o fato de que a utilização de um microprocessador mais rápido pode promover o aumento da freqüência de chaveamento e, consequentemente, contribuindo significativamente para redução da THD da corrente CA de alimentação, além de contribuir para a redução do indutor de entrada do conversor Boost.

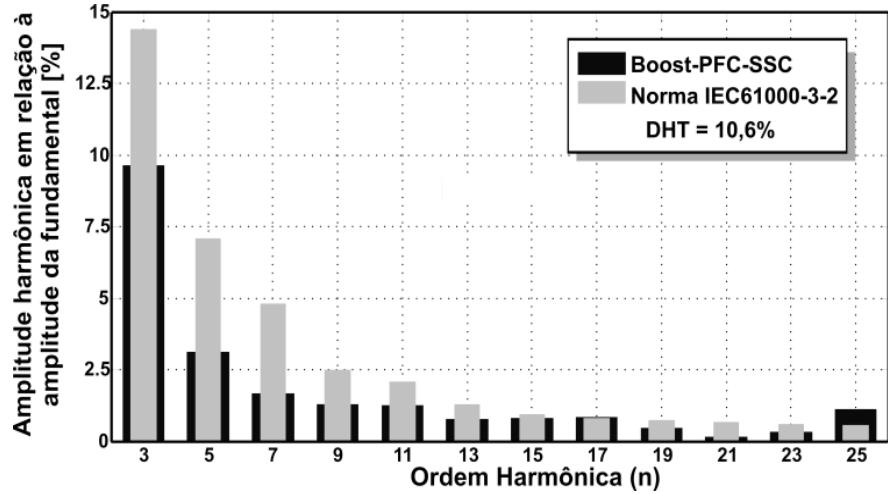


figura 3.8 Espectro de freqüência da corrente de entrada em comparação com os limites impostos pela norma internacional IEC61000-3-2.

Cabe ressaltar ainda que a tensão de alimentação apresenta uma THD em torno de 5% e contribuiu significativamente para o aumento do THDI alcançada, conforme ilustram Fig. 3.9, Fig. 3.10 e Fig. 3.11.

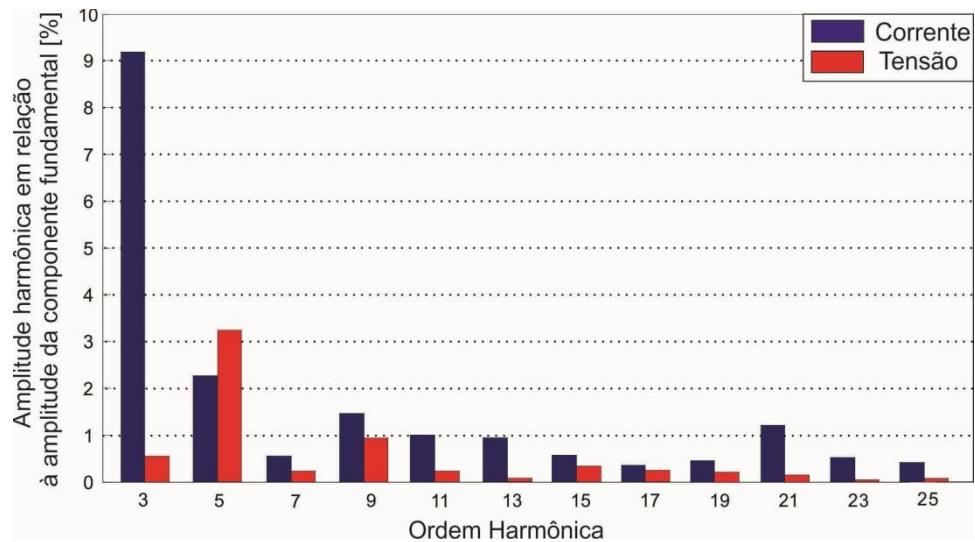


figura 3.9 Espectro de freqüência da Tensão e da Corrente de entrada : plena carga - 600w

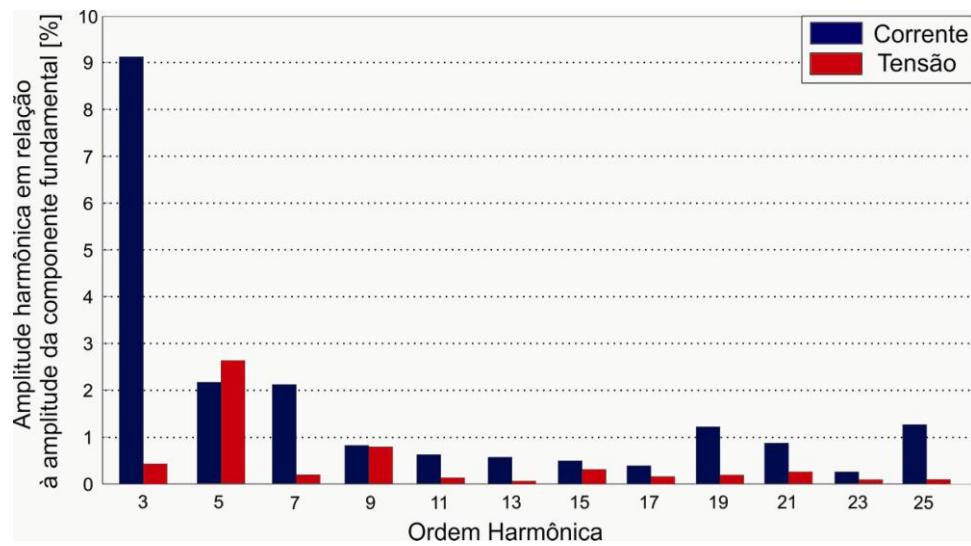


figura 3.10 Espectro de freqüência da Tensão e da Corrente de entrada : 50% da carga

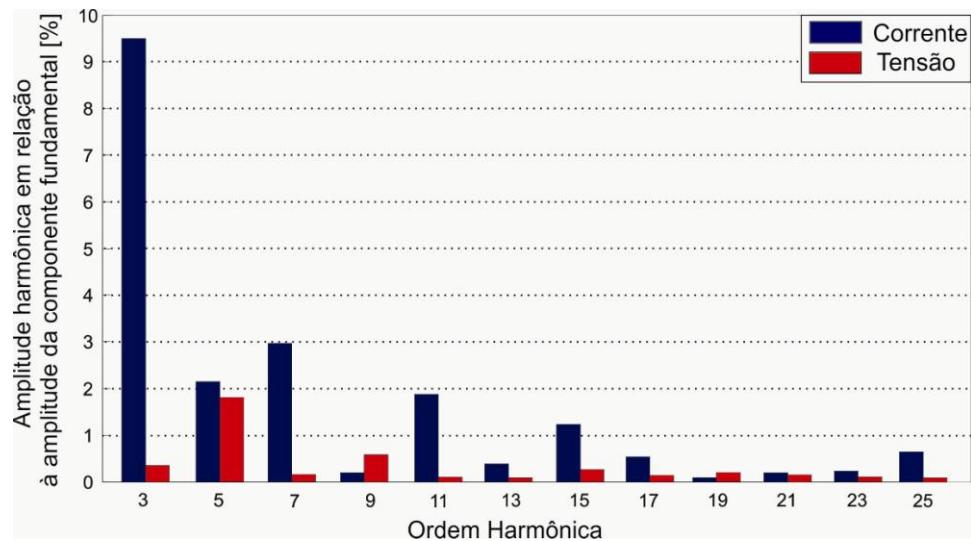


figura 3.11 Espectro de freqüência da Tensão e da Corrente de entrada : 25% da carga

3.3 – Conclusão dos Resultados Experimentais

Através dos resultados experimentais obtidos, pode-se observar que o emprego de um microprocessador pré-programado com as seqüências de acionamento do gatilho para comandar um conversor pré-regulador Boost-PFC-SSC, conforme proposto neste trabalho, é eficaz e produz resultados de tensão de saída controlada com fator de potência de entrada unitário.

A gravação de seqüências de acionamento, através de ensaios em tempo real, é uma opção que gera resultados bastante próximos àqueles obtidos quando o conversor opera sob a ação de controle utilizando sensor de corrente.

A estratégia de controle proposta de controle economizou sensores, métodos de determinação de parâmetros e circuito equivalente, operações de controle e diminuiu o esforço computacional

CAPÍTULO 4

CONCLUSÕES FINAIS

Os resultados experimentais obtidos mostram que o emprego de um microprocessador para pré-programar as seqüências de pulsos de gatilho do conversor Boost PFC sem sensor de corrente, conforme proposto neste trabalho, é eficaz, produzindo uma corrente de entrada com fator de potência unitário e uma tensão DC de saída controlada, conforme se deseja para a operação de um conversor Boost empregado como pré-regulador.

Os resultados obtidos, utilizando seqüências de acionamento geradas pelo programa SIMBOOST (modelo matemático) já sinalizou que esta técnica de controle é viável. O algoritmo gravado no microprocessador, buscou automaticamente a seqüência de chaveamento mais adequada para o valor da resistência de carga, proporcionando um fator de potência elevado e reduzida taxa de distorção harmônica. A tensão de saída praticamente não variou quando variou-se a resistência de carga. O programa SIMBOOST, assim como as demais opções (PSPICE, etc.) de geração de seqüências de acionamento, disponibiliza a opção de gerar seqüências, buscando manter a mesma tensão na saída. Esta é uma das vantagens de se pré-programar as seqüências de acionamento. Nos ensaios virtuais, medidas como prever uma possível deformação da tensão de entrada, pode ser previamente programada de maneira a se obter um determinado desenho desejado para a corrente de entrada. Esta proposta, como método de controle do conversor Boost, é bastante inovadora e abre um amplo campo, tanto para o seu próprio melhoramento, como também para outras pesquisas e aplicações.

Destaca-se que a gravação de seqüências, através de ensaios em tempo real, gera resultados bastante próximos àqueles obtidos quando o conversor opera sob a ação de controle, utilizando sensor de corrente.

Pode-se melhorar o desempenho desta proposta, empregando-se microprocessador mais rápido. Além disso, destaca-se que a aplicação desta técnica de controle pode ser estendida a qualquer projeto de sistema de controle cíclico, de qualquer natureza, onde o objetivo é a imposição de uma determinada variável periódica.

Os resultados experimentais apresentados comprovam a eficácia da nova técnica de controle proposta e abre um novo horizonte de investigações.

Para trabalhos futuros são apresentadas as seguintes sugestões:

1 - Controle Misto: Sensoriado/Programado

Inicialmente tem-se um sistema de controle micro controlado, funcionando no modo “Programado”, com uma única seqüência de acionamento gravada na memória permanente.

Quando houver qualquer mudança na saída ou mesmo na entrada do conversor, fazendo com que a tensão DC de saída ultrapasse a faixa desejada, o microprocessador, em vez de buscar outra seqüência pré-programada, retorna automaticamente ao modo “Programando”, permitindo que o sensor promova uma nova seqüência de acionamento, adequado para a nova situação.

Após um determinado intervalo de tempo, programado previamente, o microprocessador testa se a seqüência de acionamento voltou a ser repetitiva. Quando isto acontecer, o microprocessador grava apenas esta seqüência na memória permanente e desativa o sinal obtido via sensor, passando a emitir os pulsos de acionamento do gatilho conforme a nova seqüência gravada, ou seja, retorna ao modo “Programado”. Isto se repetirá sucessivamente, toda vez que acontecer mudanças na entrada ou na saída do conversor que façam com que a tensão DC de saída ultrapasse a faixa desejada.

Desta maneira, o sensor será aliviado, aumentando a sua vida útil e tornando o sistema mais confiável, mais econômico quanto ao consumo de energia, proporcionando mais uma opção de comando no caso de uma possível falha no sensor. Além do que, o acionamento torna-se mais regular, podendo ser documentado e transmitido, conforme a necessidade da aplicação.

2 – Emprego de um Microprocessador Mais Rápido.

Para empregar um microprocessador mais rápido pode-se utilizar o funcionamento no modo Teste para redimensionar o tempo mínimo (ΔT_B). Em seguida deve-se recalcular os valores usados pela rotina Transfere Sinal (35,36,72,73). Como concluído nesta tese, esta providencia deverá melhorar a taxa THD da corrente e o desempenho do sistema de controle, de maneira geral.

3 – Inclusão de filtros.

Com o objetivo de melhorar o desempenho do controle proposto, pesquisas com inclusão de filtros e proteções podem ser desenvolvidas, como continuação deste trabalho.

4 - Substituição de Módulos Externos por Módulos disponíveis no Microprocessador.

O Emprego de um microprocessador mais rápido poderá viabilizar a substituição de alguns módulos que foram construídos externamente neste protótipo por módulos existentes no microprocessador, sem prejuízo para a forma de onda desejada. Essas providências contribuem para tornar a montagem mais próxima de um produto comercial.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

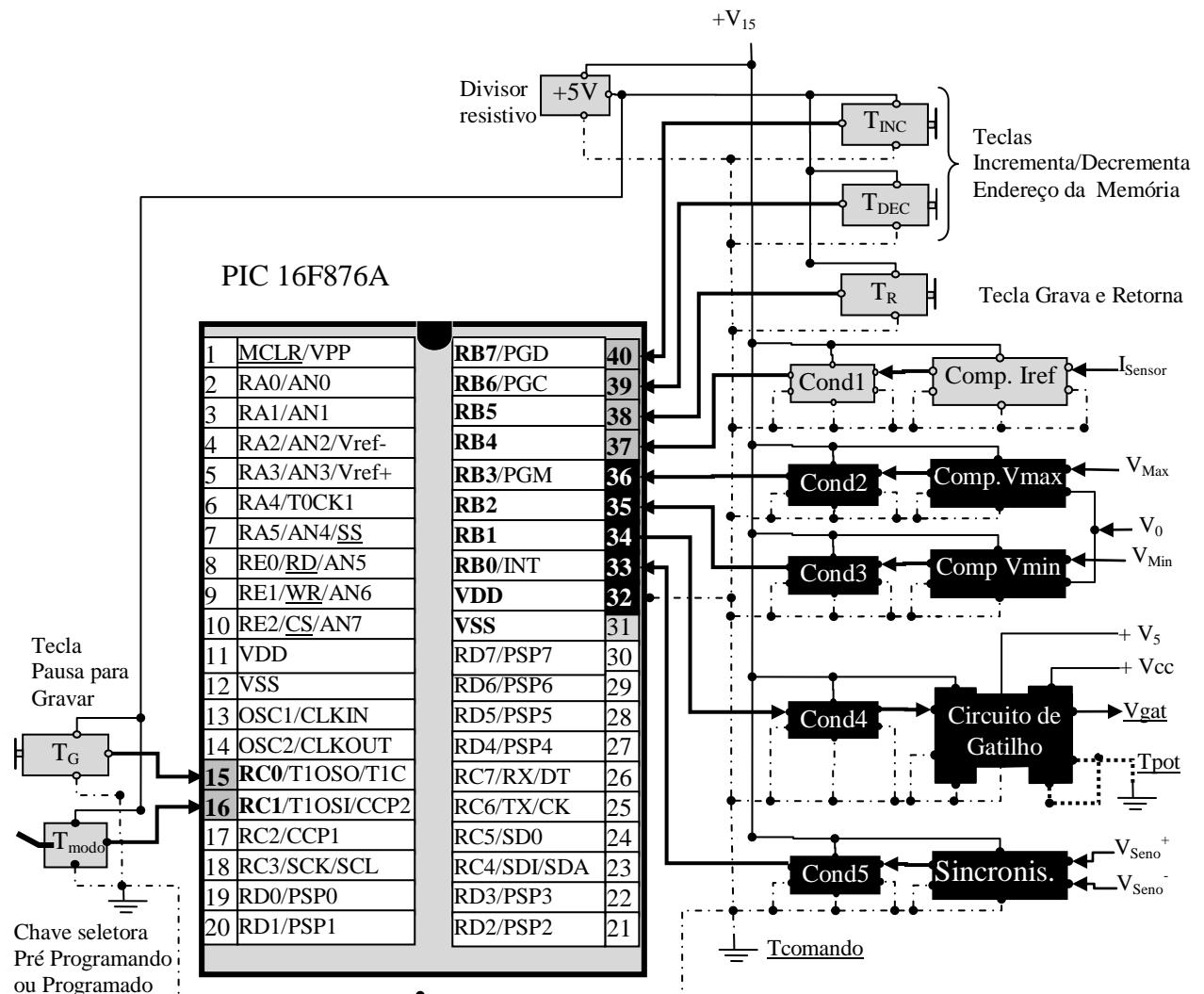
- [01] M.M. Jovanovic and Y. Jang, "State-of-the-Art, Single-Phase, Active Power-Factor-Correction Techniques for High-Power Applications—An Overview", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, pp. 701–708, 2005.
- [02] B. Singh, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey and D.P. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 50, pp. 962–981, 2003
- [03] L. Rossetto, G. Spiazzi and P. Tenti, "Control techniques for power factor correction converters", Proc. of Power Electronics, Motion Control (IPEMC'94), September 1994, pp 1310-1318.
- [04] Barreto, L.H.S.C.; Sebastiao, M.G.; de Freitas, L.C.; Coelho, E.A.A.; Farias, V.J.; Vieira, J.B., Jr.; "Analysis of a soft-switched PFC boost converter using analog and digital control circuits" Power Electronics, IEEE Industrial Electronics Society Volume: 52 , Issue: 1,Digital Object Identifier: 10.1109/TIE.2004.837909, Publication Year: 2005 , Page(s): 221 – 227.ISSN 0278-0046. INSPEC Accession Number: 8275546.
- [05] J.B. Williams, "Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter", in Proc. IEEE PESC'89, 1989, pp. 959–967.
- [06] C. Zhou, R.B. Ridley and F.C. Lee, "Design and analysis of a hysteretic Boost" in Proc. IEEE PESC'90, 1990, pp. 800–807.
- [07] Kataoka, Teruo; Mizumachi, Kazuhiro; Miyairi, Shota; "A Pulsewidth Controlled AC-to-DC Converter to Improve Power Factor and Waveform of AC Line Current", IEEE Trans. Ind. Applic., 1979, vol. IA-15, pp. 670 – 675.
- [08] Yu-Tzung,Lin and Ying-Yu Tzou, Digital control of Boost PFC AC-DC converters with low THD and fast dynamic response", Proc. of Power Electronics, Motion Control (IPEMC'09), September 2009, pp 1672-1677.
- [09] Richy Ye, "Digital control of Boost PFC AC-DC converters with low THD and fast dynamic response", Freescale Semiconductor, Doc: AN3843, Rev. 0, 04/2009.
- [10] Stein, C. M. O.; Pinheiro, J. R.; Hey, H. L., "Correção De Fator De Potência Com Conversores Boost Zcs Entrelaçados Operando No Modo De Condução Crítica", Revista Eletrônica de Potência, Vol. 5, n°1, Maio 2000, pp. 28-34;
- [11] Wakabayashi, F. T.; Canesin C. A., "Retificador Pré-regulador Boost Com Elevados Fator De Potência E Rendimento, Para Sistemas De Telecomunicações", Revista Eletrônica de Potência, Vol. 7, n°1, Nov. 2002, pp. 71-78;

-
- [12] S. Chattpadhyay and Ramanarayanan, "Digital Implementation of a Line Current Shaping Algorithm for Three Phase High Power Factor Boost Rectifier Without Input Voltage Sensing", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 19, pp. 709–721, 2004.
 - [13] O. López, L. G. de Vicuña, and M. Castilla, "Sliding mode control design of a Boost high-power-factor pre-regulator based on the quasisteady-state approach," in Proc. IEEE PESC'01, 2001, pp. 932–935
 - [14] S. Pirog, "PWM rectifier and active filter with sliding mode control," in Proc. EPE'97, 1997, pp. 3.831–3.836.
 - [15] G.W. Moon, Y. S. Jung, and M. J. Youn, "Switched sliding-mode control for ZCS series-resonant AC/DC converter," Proc. IEE—Elect. Power Applicat., vol. 142, no. 5, pp. 297–307, Sept. 1995.
 - [17] Y.-K. López, L. G. de Vicuña, M. Castilla, J. Matas, and M. López, "Sliding-mode-control design of a high-power-factor buck-Boost-rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, pp. 604–612, June 1999.
 - [18] P. Mattavelli, S. Buso, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Fuzzy control of power factor preregulators," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1995, pp. 2678–2685.
 - [19] H. S. H. Chung, P. W. Tam, and S. Y. R. Hui, "Development of fuzzy logic controller for Boost rectifier with active power factor correction," in Proc. IEEE PESC'99, 1999, pp. 149–154.
 - [20] D. S. L. Simonetti, G. Bevilacqua, P. Mejía, and J. Uceda, "A neural control of power factor preregulators," in Proc. IEEE IECON'93, 1993, pp. 971–976.
 - [21] W. Zhang, G. Feng, Y-F. Liu and B. Wu, "A New Duty Cycle Control Strategy for Power Factor Correction and FPGA Implementation", in Proc. IEEE APEC'05, 2005, pp. 805–811.
 - [22] W. Zhang, G. Feng, Y-F. Liu and B. Wu, "A Digital Power Factor Correction (PFC) Control Strategy Optimized for DSP"; in Proc. IEEE TPEL'04, 2004, pp. 1474–1485.
 - [23] I.W. Merfet, Stored-duty-ratio Control for Power Factor Correction in Proc. IEEE APEC'99, 1999, pp. 1123–1129.
 - [24] S. Sivakumar, K. Natarajan and R. Gudelewicz, "Control of Power Factor Correcting Boost Converter Without Instantaneous Measurement of Input", IEEE Trans. Power Electron., vol.10, 1995, pp. 435–445.
 - [25] Yu-Kang Lo, Huang-Jen Chiu and Sheng-Yuan Ouk, Constant-Switching-Frequency Control of Switch-Mode IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, 2000, pp. 1172–1174.

- [26] Chen, H.-C.; Lin, C.-C.; Liao, J.-Y., "Modified Single-Loop Current Sensorless Control for Single-Phase Boost-Type SMR with Distorted Input Voltage", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Volume: PP , Issue: 99 Digital Object Identifier: 10.1109/TPEL.2010.2070079, Publication Year: 2010 , Page(s): 1
- [27] Hung-Chi Chen; Zen-How Wu; Jhen-Yu Liao, " Modeling and Small-Signal Analysis of a Switch-Mode Rectifier With Single-Loop Current Sensorless Control", *Power Electronics, IEEE Transactions on* Volume: 25 , Issue: 1,Digital Object Identifier: 10.1109/TPEL.2009.2024420,Publication Year: 2010 , Page(s): 75 - 84
- [28] Javier Azcondo, F.; de Castro, A.; Lopez, V.M.; Garcia, O., " Power Factor Correction Without Current Sensor Based on Digital Current Rebuilding", *Power Electronics, IEEE Transactions on* Volume: 25 , Issue: 6, Digital Object Identifier: 10.1109/TPEL.2009.2039231,Publication Year: 2010 , Page(s): 1527 – 1536.
- [29] Fu-Zen Chen; Maksimovic, D., " Digital Control for Improved Efficiency and Reduced Harmonic Distortion over Wide Load Range in Boost PFC Rectifiers", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE* Digital Object Identifier: 10.1109/APEC.2009.4802747, Publication Year: 2009 , Page(s): 760 – 766.
- [30] Kimball, J.W.; Krein, P.T., " A current-sensorless digital controller for active power factor correction control based on Kalman filters", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, Digital Object Identifier: 10.1109/APEC.2008.4522895,Publication Year: 2008 , Page(s): 1328 – 1333.
- [31] Yazdanian, M.; Farhangi, S.; Zolghadri, M.R., A novel control strategy for power factor corrections based on predictive algorithm", *Power Electronic & Drive Systems & technologies Conference (PEDSTC)*, 2010 1st, Digital Object Identifier: 10.1109/PEDSTC.2010.5471846, Publication Year: 2010 , Page(s): 117 – 121.
- [32] Zheng Luo; Chuanyun Wang; Ming Xu; Pengju Kong; Lee, F.C., "DCR current sensing technique for PFC circuits". *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*,Digital Object Identifier: 10.1109/APEC.2008.4522904, Publication Year: 2008 , Page(s): 1384 – 1388.
- [33] Hung-Chi Chen; Chih-Kai Huang," Current sensorless control for single-phase Boost-type SMR", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, Digital Object Identifier: 10.1109/APEC.2008.4522878, Publication Year: 2008 , Page(s): 1221 - 1226

- [34] Lopez, V.M.; Azcondo, F.J.; Diaz, F.J.; de Castro, A., “Autotuning digital controller for current sensorless power factor corrector stage in continuous conduction mode”, Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2010 IEEE 12th Workshop on Digital Object Identifier: 10.1109/COMPEL.2010.5562400, Publication Year: 2010 , Page(s): 1
- [35] Jeng-Yue Chen; Tsung-Cheng Chen; Gwo-Jen Chiou; Jhang-Yu Wang; “A sensorless Boost-type direct vector control for induction motor drive”, Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/PEDS.2009.5385669, Publication Year: 2009 , Page(s): 1411 - 1415
- [36] Wanfeng Zhang; Yan-Fei Liu; Bin Wu,” A New Duty Cycle Control Strategy for Power Factor Correction and FPGA Implementation“, Power Electronics, IEEE Transactions on Volume: 21 , Issue: 6, Digital Object Identifier: 10.1109/TPEL.2006.882922, Publication Year: 2006 , Page(s): 1745 - 1753
- [37] FINAZZI, Antônio de Pádua ; Freitas, L. C. G. ; VIEIRA JUNIOR, J. B. ; COELHO, E. A. A. ; FREITAS, L. C. .“Proposta de controle pré-programado aplicado ao conversor Boost PFC sem sensor de corrente. Eletrônica de Potência (Impresso SOBRAEP)”, v. 15, p. 150-157, 2010.
- [38] FINAZZI, Antônio de Pádua ; FREITAS, L. C. ; VIEIRA JUNIOR, J. B. ; COELHO, E. A. A. ; FARIA, V. J. ; Freitas, L. C. G. . Current-sensorless PFC Boost Converter with Preprogrammed Control Strategy. In: 20th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2011, Gdansk. 20th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2011.

ANEXO I – Diagramas de Ligação dos Circuitos de Comando



Observações

- Nas Unidades boost PFC-SSC, as portas **15,16,37,38,39 e 40** e blocos correspondentes não serão utilizados.
- Os diagramas de ligação interna dos blocos, indicados nesta figura, estão apresentados em separado na Fig. dos itens a seguir.

figura A1.1 - Diagrama de ligação do PIC 16f876A

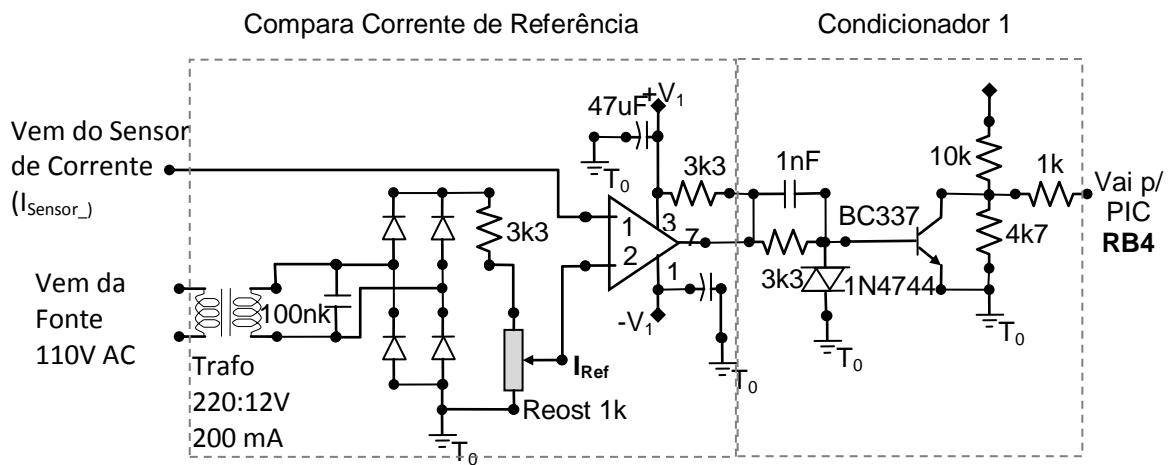


figura A1.2 - Circuito comparador: corrente de referência (i_{ref}) x corrente do sensor (i_{sensor}).

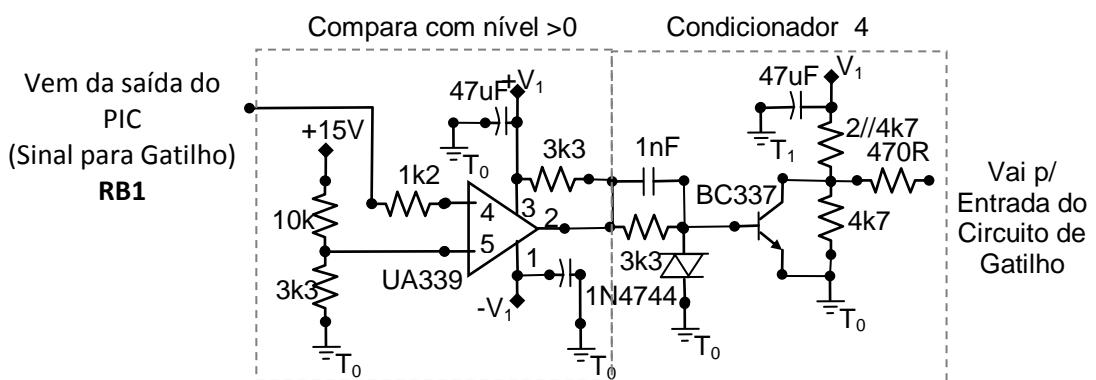


figura A1.3 - Circuito condicionador do sinal de saída do microprocessador que vai para o circuito de gatilho.

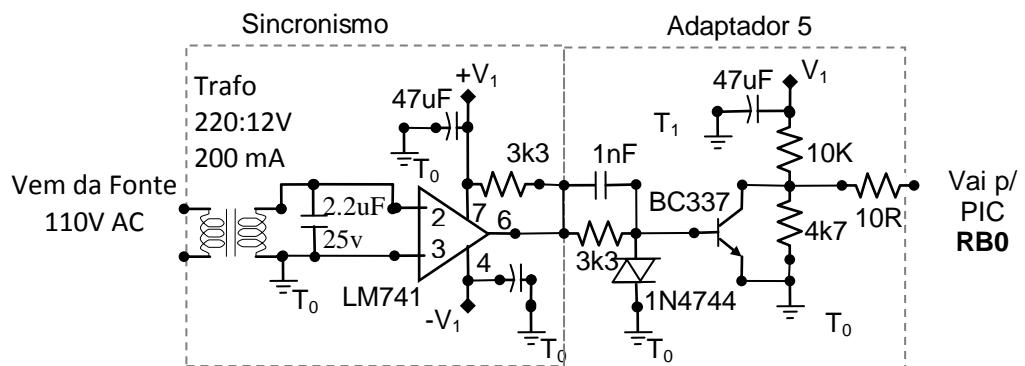


figura A1.4 - Circuito sincronizador. Gera onda quadrada, sincronizada com a tensão senoidal de entrada.

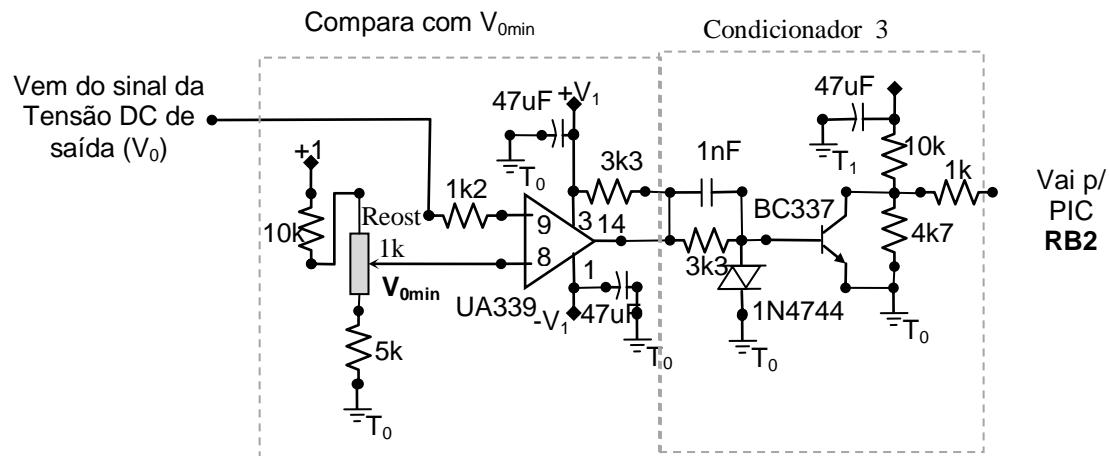


figura A1.5 - Circuito comparador: tensão DC de saída (v₀) x tensão mínima desejada (v_{0min}).

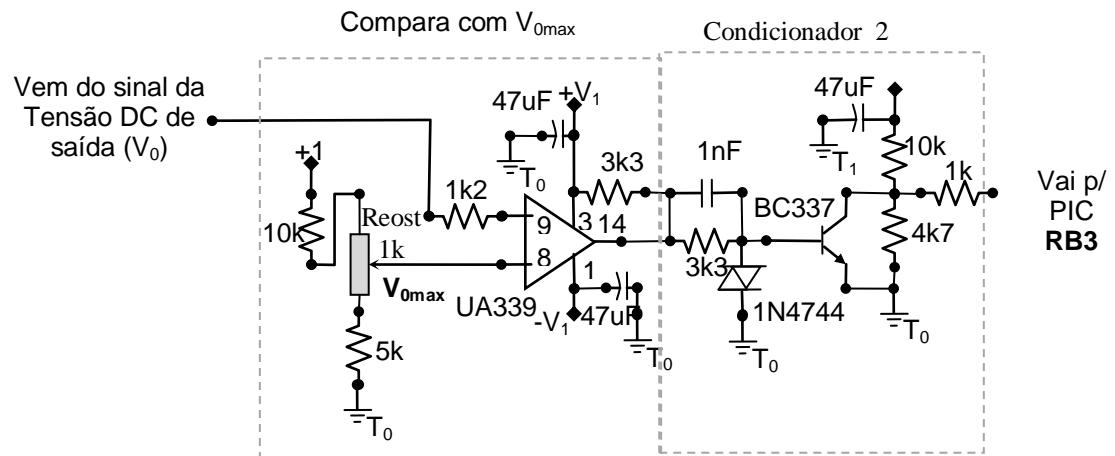


figura A1.6 - Circuito comparador: tensão DC de saída (v_0) x tensão máxima desejada ($v_{0\max}$).

ANEXO II – Fluxogramas da Programação Assembler

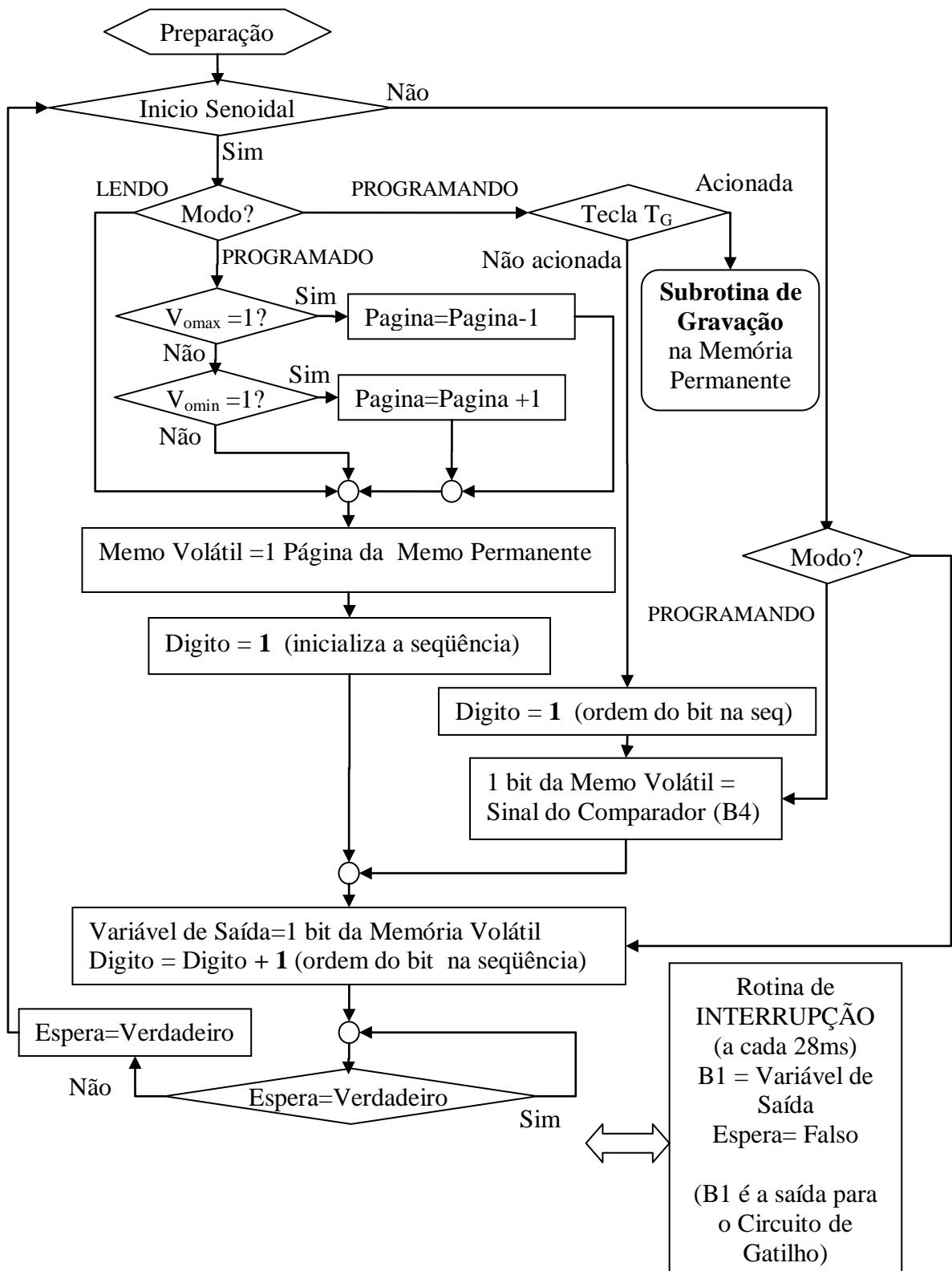


figura A2.1 - Fluxograma do programa principal do microprocessador.

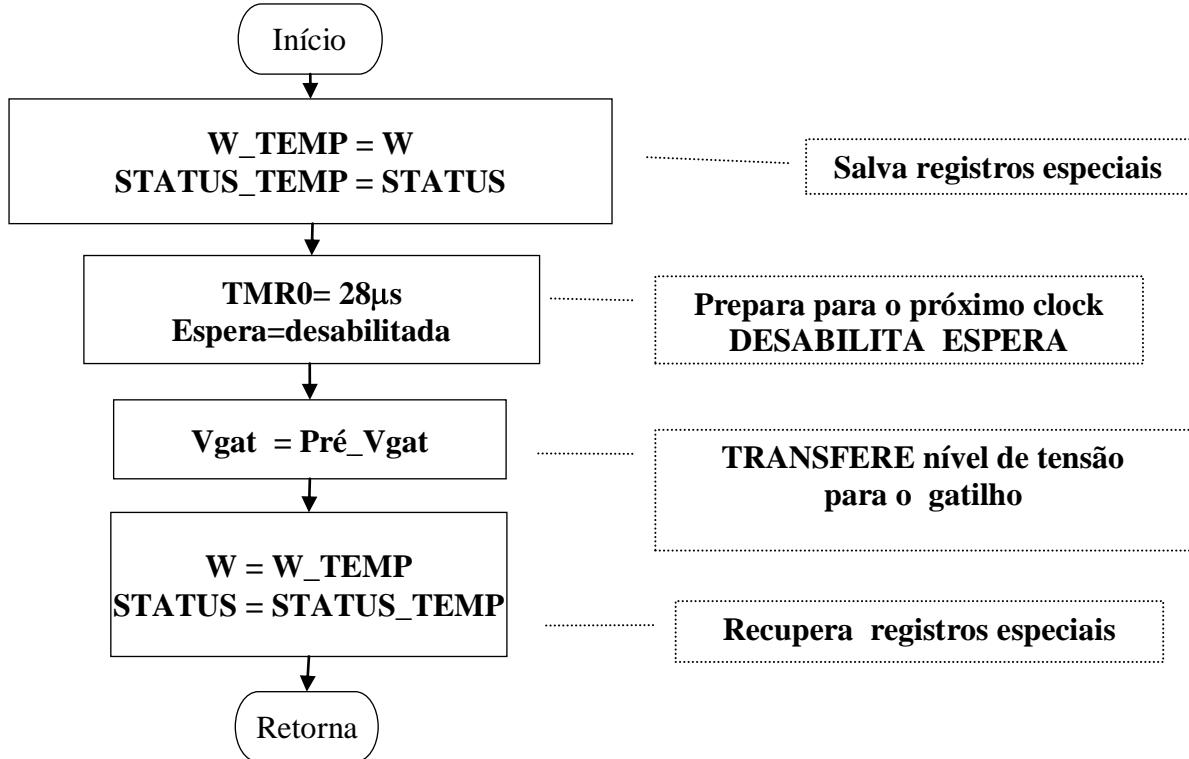


figura A2.2 - Fluxograma da rotina de interrupção.

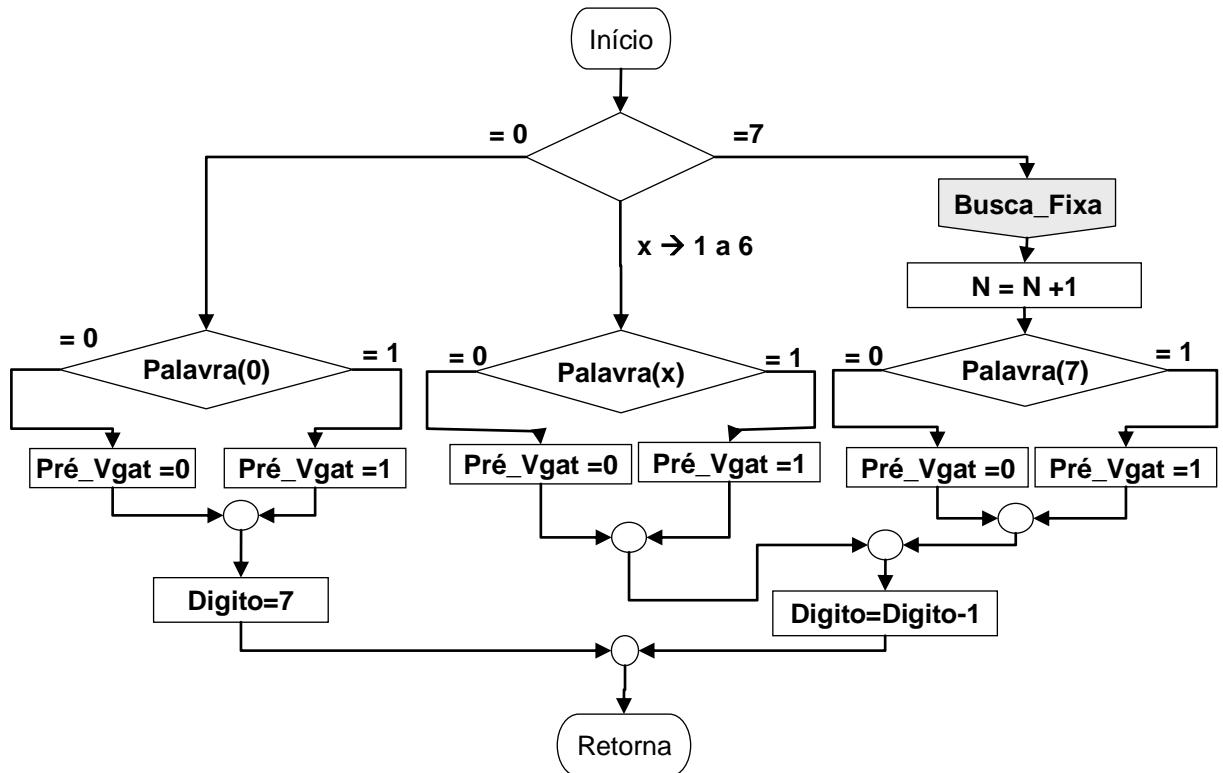


figura A2.3 - Fluxograma da rotina “LENDO”

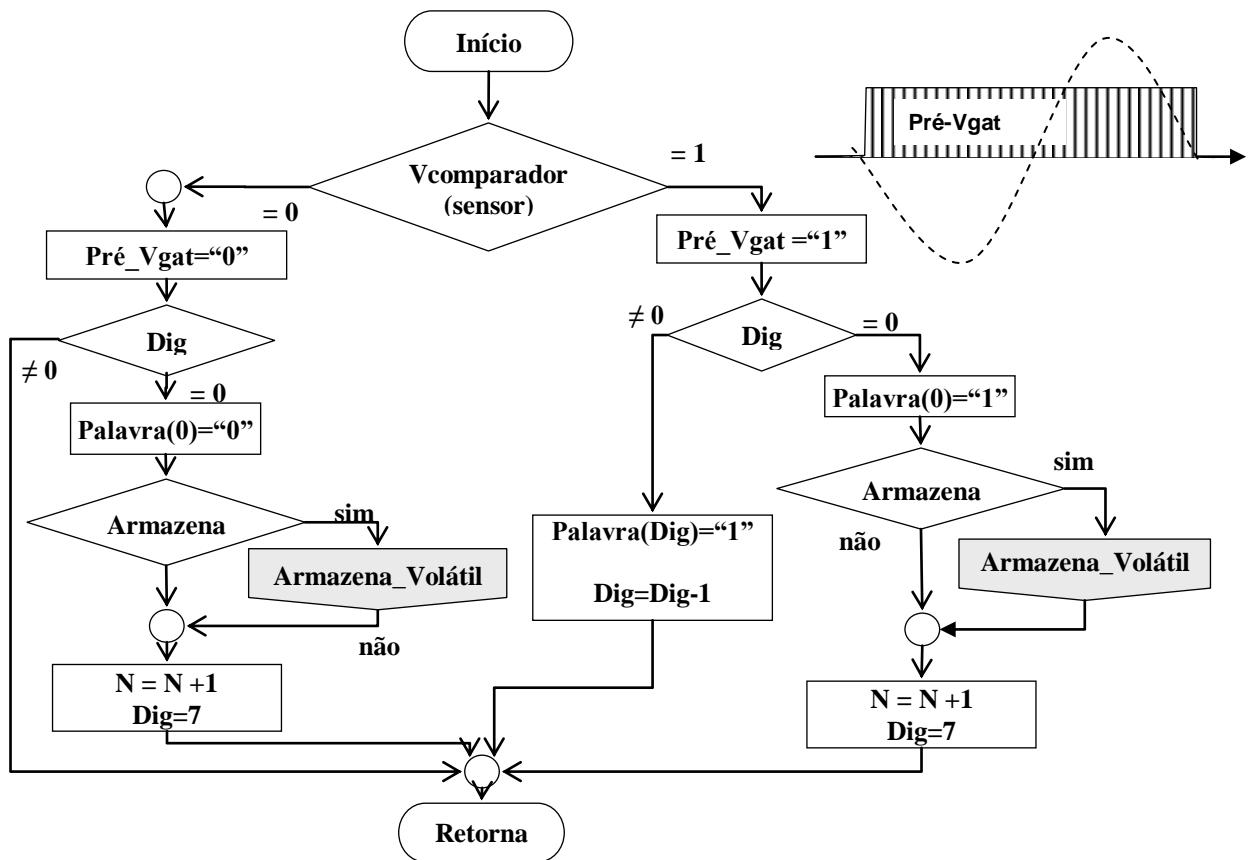


figura A2.4 - Fluxograma da rotina “PROGRAMANDO”.

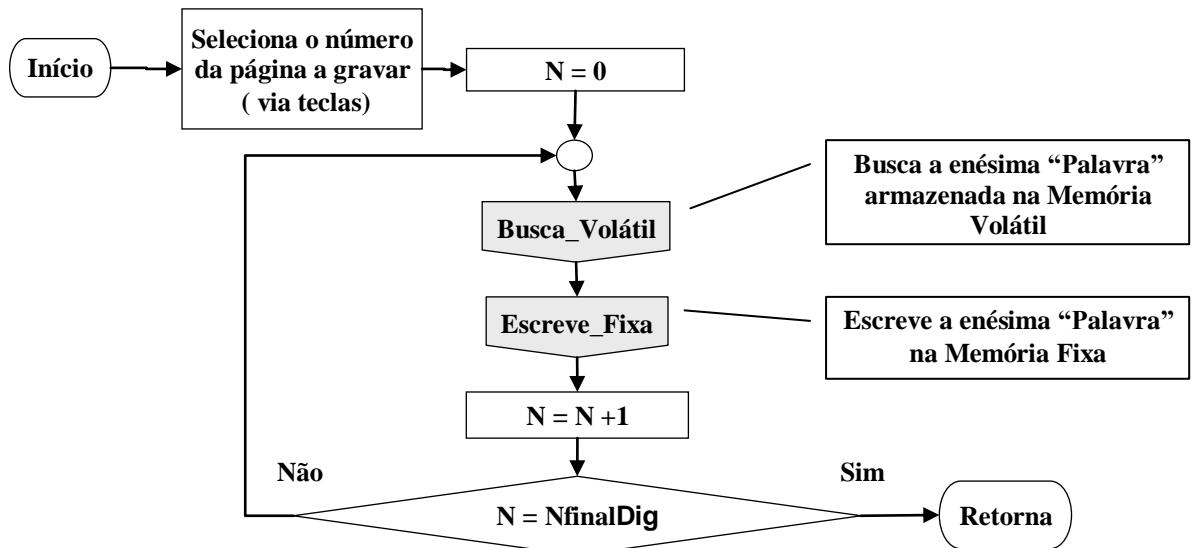


figura A2.5 - Fluxograma da rotina “ESCREVENDO”.

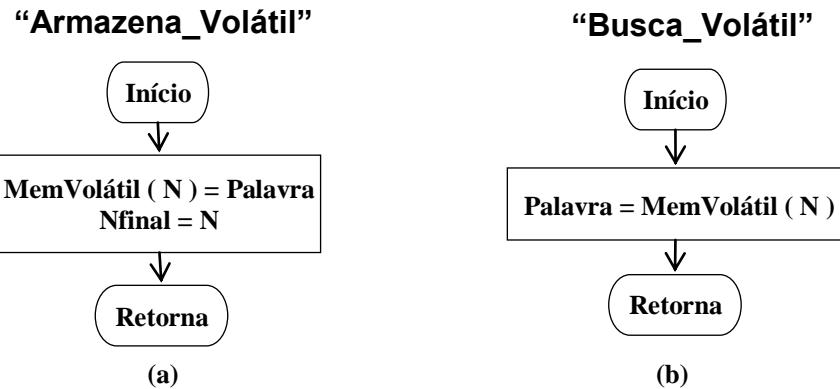


figura A2.6 - (a) fluxograma da rotina “ARMAZENA VOLÁTIL”.
 (b) fluxograma da rotina “BUSCA VOLÁTIL”.

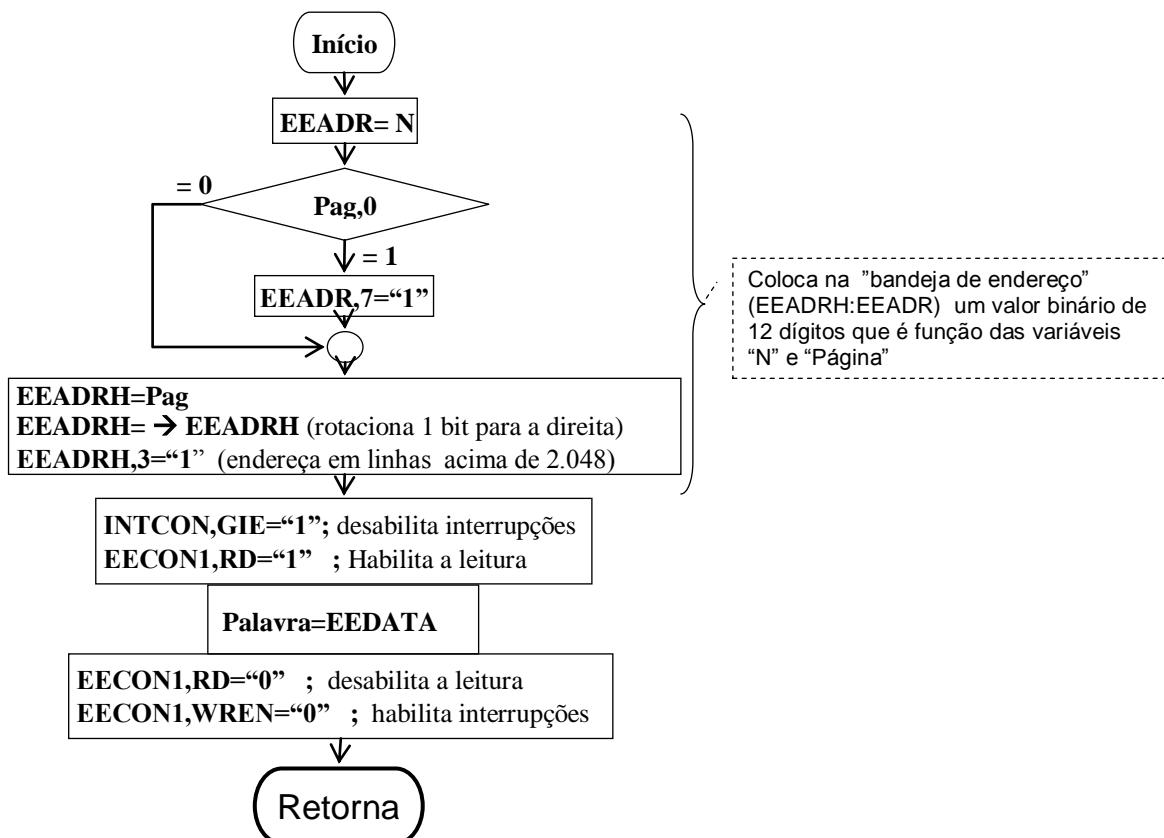


figura A2.7 - Fluxograma da rotina “LÊ_FIXA”.

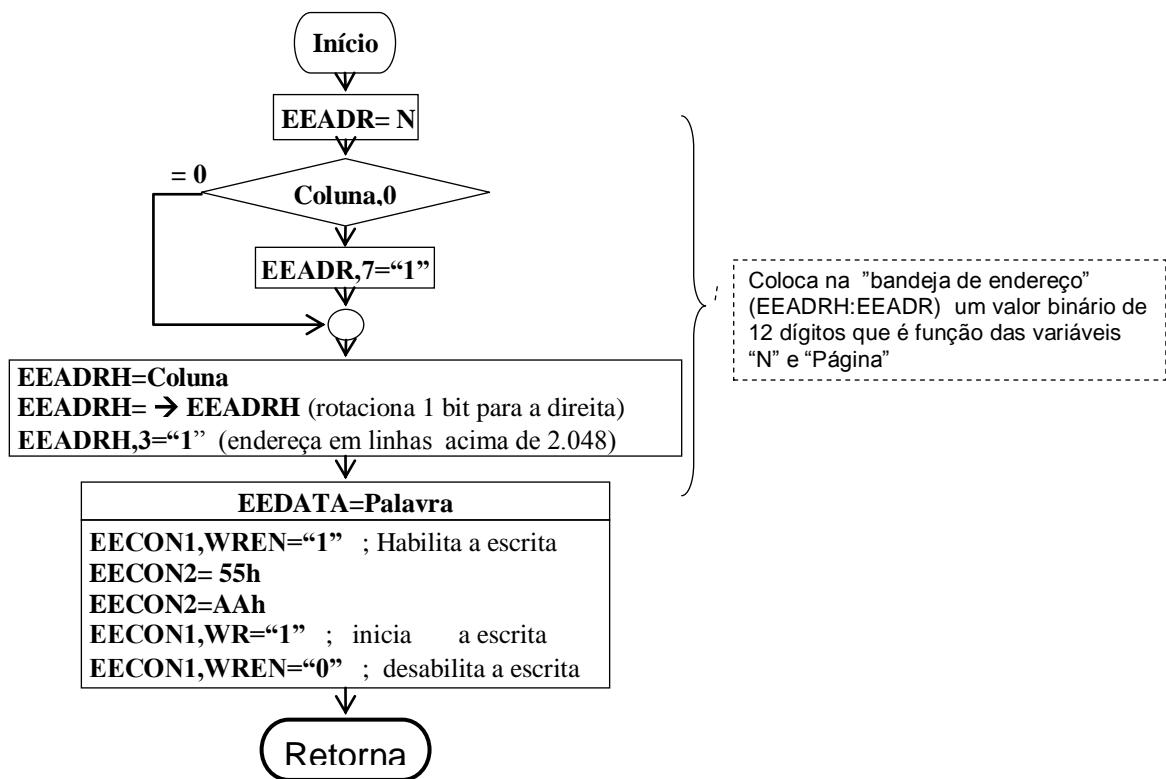


figura A2.8- Fluxograma da rotina “ESCREVE_FIXA”.

ANEXO III – Códigos Assembler

```

;PIC_BOOST_PFC_SSC
Modos de funcionamento:
; Testando
; Sensoriado
; Programado
LISTP=16F876A,F=INHX8Minclude"P16
F876A.inc"
;-----
;; Configuração do PIC
;-----
_CONFIG_CP_OFF&
_CPD_OFF&
_DEBUG_OFF&
_LVP_OFF&
_WRT_OFF&
_BODEN_OFF&
_PWRTE_ON&
_WDT_OFF&
_HS_OSC
;-----
;; Definindo as variáveis
;-
cblock 0x20
W_TEMP
STATUS_TEMP
OPTION_TEMP
Modo0
Ninibe
Tempo
NPagina
Pagina
Palavra

```

N		
Nmax		
Digito		
Cciclo		
RegModo		
FlagHab		
Palavra_01		
...Até Palavra_80		
endc		
;		
; Definindo Entradas e Saídas		
;		
#define	Quadrada	PORTC,0
#define	Gatilho	
	PORTC,1	
#define	ChaveModo	PORTC,2
#define	TeclaGrava	PORTC,7
#define	TeclaPagAnt	PORTC,4
#define	TeclaPagSeg	PORTC,5
#define	TeclaSegue	PORTC,6
#define	Vmax	PORTB,0
#define	Vmin	PORTB,1
;		
; Macros de mudança de Banco		
;		
BANCO0	macro	
bcf	STATUS,RP0	
bcf	STATUS,RP1	
endm		
BANCO1	macro	
bsf	STATUS,RP0	
bcf	STATUS,RP1	
endm		
BANCO2	macro	

```

bcf      STATUS,RP0
bsf      STATUS,RP1
endm

BANCO3 macro
bsf      STATUS,RP0
bsf      STATUS,RP1
endm
;-----
;Reset do programa
;-----
MOVLW   0x00
GOTO    Main
ORG    0x04
;-----

Rotina INTERRUPÇÃO
;-----
; Capta valores atuais
MOVWF   W_TEMP
SWAPF   STATUS,W
MOVWF   STATUS_TEMP
; Inibe contador
BCF     INTCON,T0IF
MOVFW   Tempo
MOVWF   TMR0
; testa entrada
bcf     FlagHab,6
BTFS   FlagHab,7;
GOTO   APAGAX
ACENDEX
bsf     Gatilho
goto   SAI_DA_INTERRUPCAO
APAGAX
bcf     Gatilho
SAI_DA_INTERRUPCAO

```

```

; retorna registros
SWAPF   STATUS_TEMP,W
MOVWF   STATUS
SWAPF   W_TEMP,F
SWAPF   W_TEMP,W
RETFIE
;-----
;Main
;-----
Prepara
BANCO1
; define Entrada/saidas
; 0 → Entrada
; 1 → Saída
MOVLW   b'00000000'
MOVWF   TRISA
MOVLW   b'00000111'
MOVWF   TRISB
MOVLW   B'11111101'
MOVWF   TRISC
;-----
;Resets registros especiais
;-----
MOVLW   B'00000000'
MOVWF   OPTION_REG&0X7F
Movlw   b'00000000'
Movwf   INTCON
MOVLW   B'00000000'
MOVWF   PIE1
MOVLW   B'00000110'
MOVWF   ADCON1

```

;		
; Inicio		
;		
BANCO0		
bcf	Gatilho	
movlw	0x30	
movwf	FSR	
Zerando		
CLRF	INDF	PORTB,3
INCF	FSR,1	PORTB,5
MOVF	FSR,0	movlw b'10001100'
XORLW	0X7F	btfsc TeclaSegue
BTFSS	STATUS,Z	goto DefineModo
GOTO	Zerando	ComRealimentacao
movlw	.190	bsf PORTB,5
movwf	Tempo	movlw b'11001100'
clrf	Pagina	DefineModo
clrf	PORTB	Movwf RegModo
clrf	PORTA	movwf Modo0
; testa entrada C2 (Modo)		swapf RegModo,0
btfs	ChaveModo	bcf FlagHab,7
goto	PREPROGRAMADO	clrf Palavra
PREPROGRAMANDO (C2=1)		clrf Pagina
bsf	PORTB,3	clrf N
bcf	PORTB,4	movlw .7
movlw	b'00110000'	movwf Dígito
; testa entrada C6		movlw b'00100000'
btfs	TeclaSegue	movwf INTCON
goto	DefineModo	MOVFW Tempo
ModoTeste	;(C6=1)	MOVWF TMR0
bsf	PORTB,4	BSF INTCON,GIE
movlw	b'00110010'	LOOP
goto	DefineModo	bsf FlagHab,6
PREPROGRAMADO		BTFSS Quadrada
		GOTO NIVEL_BAIXO
		NIVEL_ALTO
		BTFS FlagHab,0
		GOTO NaoMudou
		BTFS TeclaGrava
		Goto AtualizaFlagNA
		BCF INTCON,GIE
		call VOLATIL_FIXA

movlw	b'10001100'	MaiorQFaixa
movwf	RegModo	MOVLW .0
swapf	RegModo,0	XORWF Pagina,0
bcf	PORTB,3	BTFS S STATUS,Z
MOVFW	Tempo	decf Pagina,1
MOVWF	TMR0	AtualizaFlagNB
BSF	INTCON,GIE	movfw Pagina
Atualiza	FlagNA	movwf PORTA
Clrf	N	BCF FlagHab,0
Movlw	.7	BCF FlagHab,1
Movwf	Digito	BTFS C RegModo,2
clrf	Palavra	BSF FlagHab,1
BSF	FlagHab,0	BCF FlagHab,2
BCF	FlagHab,1	BTFS C RegModo,4
BTFS C	RegModo,3	BSF FlagHab,2
BSF	FlagHab,1	NaoMudou
BCF	FlagHab,2	Continua2
BTFS C	RegModo,5	BTFS C FlagHab,1
BSF	FlagHab,2	Goto Buscando
GOTO	NaoMudou	BTFS C RegModo,1
NIVEL_BAIXO		Goto Testando
BTFS S	FlagHab,0	Transferindo
GOTO	NaoMudou	Call TRANSFERE_SENSOR
btfs s	RegModo,6	Goto Espera
goto	AtualizaFlagNB	Testando
btfs s	Vmax	Call TRANSFERE_TESTE
goto	MaiorQFaixa	Goto Espera
btfs s	Vmin	Buscando
goto	AtualizaFlagNB	Call TRANSFERE_GRAVADO
MenorQFaixa		Goto Espera
XORWF	Pagina,0	Espera
BTFS S	STATUS,Z	BTFS C FlagHab,6
incf	Pagina,1	Goto Espera
goto	AtualizaFlagNB	GOTO LOOP

<pre> ;----- TRANSFERE_SENSOR: ;----- ; As palavras (8 bits) de ordem 35, 36, 72 e 73 são anuladas (nível baixo) garantindo que não ocorram pulsos de gatilho na região de inicio de semi ciclo da senoidal de entrada. ;----- movlw .35 XORWF N,0 BTFS C STATUS,Z goto APAGA movlw .36 XORWF N,0 BTFS C STATUS,Z goto APAGA movlw .72 XORWF N,0 BTFS C STATUS,Z goto APAGA movlw .73 XORWF N,0 BTFS C STATUS,Z goto APAGA BTFS S Sensor GOTO APAGA ACENDE bsf FlagHab,7 movfw Dígito addwf PCL,1 goto E0 goto E1 goto E2 </pre>	<pre> goto E3 goto E4 goto E5 goto E6 goto E7 E0 bsf Palavra,0 btfs FlagHab,2 call GRAVA incf N,1 MOVLW .7 MOVWF Dígito GOTO SAI_DA_TRANSFERENCIA E1 bsf Palavra,1 GOTO DecrementaDig E2 bsf Palavra,2 GOTO DecrementaDig E3 bsf Palavra,3 GOTO DecrementaDig E4 bsf Palavra,4 GOTO DecrementaDig E5 bsf Palavra,5 GOTO DecrementaDig E6 bsf Palavra,6 GOTO DecrementaDig E7 clr Palavra </pre>
--	---

bsf	Palavra,7	GOTO	DecrementaDig
GOTO	DecrementaDig	EE5	
APAGA		bcf	Palavra,5
bcf	FlagHab,7	GOTO	DecrementaDig
movfw	Dígito	EE6	
addwf	PCL,1	bcf	Palavra,6
goto	EE0	GOTO	DecrementaDig
goto	EE1	EE7	
goto	EE2	clrf	Palavra
goto	EE3	bcf	Palavra,7
goto	EE4	GOTO	DecrementaDig
goto	EE5	DecrementaDig	
goto	EE6	DECF	Dígito,1
goto	EE7	SAI_DA_TRANSFERENCIA	
EE0		RETURN	
bcf	Palavra,0	;	-----
btfsc	FlagHab,2	;	Os "nop" são necessários para que a
call	GRAVA	;	próxima sub rotina seja gravada em nova
incf	N,1	;	página da memória de programação. Desta
MOVLW	.7	;	maneira os valores de PCLATH estarão de
MOVWF	Dígito	;	acordo com as Tabelas (variáveis
GOTO		;	indexadas)
	SAI_DA_TRANSFERENCIA	nop;	
EE1		nop	
bcf	Palavra,1	nop	
GOTO	DecrementaDig	nop	
EE2		nop	
bcf	Palavra,2	nop	
GOTO	DecrementaDig	nop	
EE3		nop	
bcf	Palavra,3	nop	
GOTO	DecrementaDig	nop	
EE4		nop	
bcf	Palavra,4	nop	

nop		goto	PCODIGO
nop		movlw	.73
nop		XORWF	N,0
nop		BTFSC	STATUS,Z
nop		goto	PCODIGO
nop	CODIGO		
nop	movfw	Digito	
nop	addwf	PCL,1	
nop	goto	TE0	
nop	goto	TE1	
nop	goto	TE2	
nop	goto	TE3	
nop	goto	TE4	
;	goto	TE5	
TRANSFERE_TESTE	;	goto	TE6
;	;	goto	TE7
;	; As palavras (8 bits) de ordem 35, 36, 72 e	TE0	
73 são anuladas (nível baixo) garantindo		bsf	FlagHab,7
que não ocorram pulsos de gatilho na		bsf	Palavra,0
região de inicio de semi ciclo da senoidal		btfsc	FlagHab,2
de entrada.		call	GRAVA
;		incf	N,1
Movlw b'00001'		MOVLW	.7
movwf PCLATH		MOVWF	Digito
movlw .35		GOTO SAI_DO_TESTE	
XORWF N,0		TE1	
BTFSC STATUS,Z		bsf	FlagHab,7
goto PCODIGO		bsf	Palavra,1
movlw .36		GOTO	Finaliza_Teste
XORWF N,0		TE2	
BTFSC STATUS,Z		bsf	FlagHab,7
goto PCODIGO		bsf	Palavra,2
movlw .72		GOTO	Finaliza_Teste
XORWF N,0		TE3	
BTFSC STATUS,Z			

bsf	FlagHab,7	PTE0
bsf	Palavra,3	bCf FlagHab,7
GOTO	Finaliza_Teste	bCf Palavra,0
TE4		btfsc FlagHab,2
bsf	FlagHab,7	call GRAVA
bsf	Palavra,4	incf N,1
GOTO	Finaliza_Teste	MOVLW .7
TE5		MOVWF Digito
bsf	FlagHab,7	GOTO SAI_DO_TESTE
bsf	Palavra,5	PTE1
GOTO	Finaliza_Teste	bCf FlagHab,7
TE6		bCf Palavra,1
bsf	FlagHab,7	GOTO Finaliza_Teste
bsf	Palavra,6	PTE2
GOTO	Finaliza_Teste	bCf FlagHab,7
TE7		bCf Palavra,2
clrf	Palavra	GOTO Finaliza_Teste
bcf	FlagHab,7	PTE3
bcf	Palavra,7	bCf FlagHab,7
GOTO	Finaliza_Teste	bCf Palavra,3
nop		GOTO Finaliza_Teste
PCODIGO		PTE4
Movlw	b'00001'	bCf FlagHab,7
movwf	PCLATH	bCf Palavra,4
movfw	Digito	GOTO Finaliza_Teste
addwf	PCL,1	PTE5
goto	PTE0	bCf FlagHab,7
goto	PTE1	bCf Palavra,5
goto	PTE2	GOTO Finaliza_Teste
goto	PTE3	PTE6
goto	PTE4	bCf FlagHab,7
goto	PTE5	bCf Palavra,6
goto	PTE6	GOTO Finaliza_Teste
goto	PTE7	PTE7

clrf	Palavra	btfsC	Palavra,1
bCf	FlagHab,7	goto	BAcende
bCf	Palavra,7	goto	BApaga
GOTO	Finaliza_Teste	EH2	
Finaliza_Teste		decf	Dígito,1
DECf	Dígito,1	btfsC	Palavra,2
GOTO	SAI_DO_TESTE	goto	BAcende
SAI_DO_TESTE		goto	BApaga
Movlw	b'00000'	EH3	
Movwf	PCLATH	decf	Dígito,1
RETURN		btfsC	Palavra,3
;	-----	goto	BAcende
TRANSFERE_GRAVADO:		goto	BApaga
;	-----	EH4	
Movlw	b'00001'	decf	Dígito,1
Movwf	PCLATH	btfsC	Palavra,4
Movfw	Dígito	goto	BAcende
Addwf	PCL,1	goto	BApaga
goto	EH0	EH5	
goto	EH1	decf	Dígito,1
goto	EH2	btfsC	Palavra,5
goto	EH3	goto	BAcende
goto	EH4	goto	BApaga
goto	EH5	EH6	
goto	EH6	decf	Dígito,1
goto	EH7	btfsC	Palavra,6
EH0		goto	BAcende
Movlw	.7	goto	BApaga
Movwf	Dígito	EH7	
btfsC	Palavra,0	VaiBuscar	
goto	BAcende	call	BUSCA
goto	BApaga	decf	Dígito,1
EH1		incf	N,1
decf	Dígito,1	btfsC	Palavra,7

```

goto      BAcede
goto      BAmpaga
BAcede
bsf       FlagHab,7
GOTO     Finaliza_Busca
BAmpaga
bcf       FlagHab,7
GOTO     Finaliza_Busca
Finaliza_Busca
Movlw    b'00000'
movwf   PCLATH
RETURN
nop
nop
;-----
VOLATIL_FIXA:
;-----
Movlw    b'00001';[416]
movwf   PCLATH
bsf     PORTB,6
Naosai
btfsr  TeclaPagSeg
goto    Testa1
MOVLW   .15
XORWF  Pagina,0
BTFSR   STATUS,Z
incf    Pagina,1
movfw   Pagina
movwf   PORTA
Fica0
btfsr  TeclaPagSeg
goto    Fica0
Testa1
btfsr  TeclaPagAnt

```

```

goto    Testa2
MOVLW  .0
XORWF  Pagina,0
BTFSR   STATUS,Z
decf    Pagina,1
movfw   Pagina
movwf   PORTA
Fica1
btfsr  TeclaPagAnt
goto    Fica1
Testa2
btfsr  TeclaSegue
goto    Naosai
btfsr  ChaveModo
Goto   RetornaFuncionando
BANCO3
BSF    EECON1,EEPGD
BANCO0
Movfw   N
movwf   Nmax
clrfl  N
LOOP1
movlw   b'00000000'
movwf   Palavra
movfw   N
subwf   Nmax,0
btfsr  STATUS,C
call    BUSCA
call    GRAVA_FIXA
INCF   N,1
movlw   .78
XORWF  N,0
BTFSR   STATUS,Z
goto    LOOP1

```

BANCO3		
BCF EECON1,EEPGD		
BANCO0		
RetornaFuncionando		
clrf N		
movlw .7		
clrf Palavra		
movwf Digito		
bcf PORTB,6		
movlw b'0000'		
movwf PCLATH		
RETURN		
REPETIR 38 (nop;)		
;		
GRAVA_FIXA:		
;		
Movlw b'00010'		
Movwf PCLATH		
BANCO0		
Movfw N		
BANCO2		
MOVWF EEADR		
BANCO0		
btfss Pagina,0		
goto Vai1		
BANCO2		
bsf EEADR,7		
Vai1		
BANCO0		
MOVFW Pagina		
BANCO2		
MOVWF EEADRH		
Bcf STATUS,C		
RRF EEADRH,1		
bsf EEADRH,3		
BANCO0		
MOVFW Palavra		
BANCO2		
MOVWF EEDATA		
clrf		
EEDATH		
nop		
nop		
BANCO3		
BSF EECON1,WREN		
MOVLW 0x55		
MOVWF EECON2		
MOVLW 0xAA		
MOVWF EECON2		
BSF EECON1,WR		
NOP		
NOP		
BCF EECON1,WREN		
BANCO0		
movlw b'00000';		
movwf PCLATH		
Return		
;		
BUSCA_FIXA:		
;		
movlw b'00010'		
movwf PCLATH		
BANCO3		
BCF INTCON,GIE		
BSF EECON1,EEPGD		
BANCO0		
Movfw N		
BANCO2		

MOVWF	EEADR	
BANCO0		
btfss	Pagina,0	Movlw b'00011'
goto	Vai2	Movwf PCLATH
BANCO2		bcf STATUS,C
bsf	EEADR,7	RLF N,0
Vai2		Addwf N,0
BANCO0		Addwf PCL,1
MOVFW	Pagina	Movfw Palavra
BANCO2		movwf Palavra_01
MOVWF	EEADRH	goto Continua3
bcf	STATUS,C	movfw Palavra
RRF	EEADRH,1	movwf Palavra_02
bsf	EEADRH,3	goto Continua3
BANCO3		movfw Palavra
BSF	EECON1,RD	movwf Palavra_03
nop		goto Continua3
nop		movfw Palavra
BANCO2		movwf Palavra_04
movfw EEDATA		goto Continua3
BANCO0		movfw Palavra
movwf Palavra		movw f Palavra_05
BANCO3		goto Continua3
BCF	EECON1,RD	movfw Palavra
BCF	EECON1,EEP GD	movwf Palavra_06
BSF	INTCON,GIE	goto Continua3
BANCO0		movfw Palavra
Movlw	b'0000';	movwf Palavra_07
movwf	PCLATH	goto Continua3
Return		movfw Palavra
REPETIR 38 (nop;)		movwf Palavra_08
		goto Continua3
		movfw Palavra

movwf	Palavra_09	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_21
movwf	Palavra_10	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_22
movwf	Palavra_11	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_23
movwf	Palavra_12	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_24
movwf	Palavra_13	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_25
movwf	Palavra_14	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_26
movwf	Palavra_15	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_27
movwf	Palavra_16	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	ovwf	Palavra_28
movwf	Palavra_17	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_29
movwf	Palavra_18	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_30
movwf	Palavra_19	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_31
movw	Palavra_20	goto	Continua3

movfw	Palavra	movwf	Palavra_43
movwf	Palavra_32	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_44
movwf	Palavra_33	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_45
movwf	Palavra_34	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_46
movwf	Palavra_35	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_47
movwf	Palavra_36	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_48
movwf	Palavra_37	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_49
movwf	Palavra_38	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_50
movwf	Palavra_39	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_51
movwf	Palavra_40	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_52
movwf	Palavra_41	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_53
movwf	Palavra_42	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_54

goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_66
movwf	Palavra_55	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_67
movwf	Palavra_56	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_68
movwf	Palavra_57	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_69
movwf	Palavra_58	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_70
movwf	Palavra_59	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_71
movwf	Palavra_60	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_72
movwf	Palavra_61	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_73
movwf	Palavra_62	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_74
movwf	Palavra_63	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_75
movwf	Palavra_64	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra
movfw	Palavra	movwf	Palavra_76
movwf	Palavra_65	goto	Continua3
goto	Continua3	movfw	Palavra

movwf	Palavra_77	;
goto	Continua3	BUSCA:
movfw	Palavra	;
movwf	Palavra_78	Movlw b'00100'
goto	Continua3	movwf PCLATH
movfw	Palavra	btfss RegModo,7
movwf	Palavra_79	goto BuscaVolatil
goto	Continua3	Call BUSCA_FIXA
movfw	Palavra	Goto SaiBusca
movwf	Palavra_80	BuscaVolatil
goto	Continua3	Bcf STATUS,C
Continua3		RLF N,0
movlw	b'00000'	Addwf PCL,1
movwf	PCLATH	Movfw Palavra_01
Return		Goto Continua4
nop		Movfw Palavra_02
nop		goto Continua4
nop		movfw Palavra_03
nop		goto Continua4
nop		movfw Palavra_04
nop		goto Continua4
nop		movfw Palavra_05
nop		goto Continua4
nop		movfw Palavra_06
nop		goto Continua4
nop		movfw Palavra_07
nop		goto Continua4
nop		movfw Palavra_08
nop		goto Continua4
nop		movfw Palavra_09
nop		goto Continua4
nop		movfw Palavra_10
nop		goto Continua4
nop		movfw Palavra_11

goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_12	movfw	Palavra_29
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_13	movfw	Palavra_30
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_14	movfw	Palavra_31
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_15	movfw	Palavra_32
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_16	movfw	Palavra_33
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_17	movfw	Palavra_34
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_18	movfw	Palavra_35
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_19	movfw	Palavra_36
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_20	movfw	Palavra_37
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_21	movfw	Palavra_38
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_22	movfw	Palavra_39
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_23	movfw	Palavra_40
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_24	movfw	Palavra_41
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_25	movfw	Palavra_42
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_26	movfw	Palavra_43
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_27	movfw	Palavra_44
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_28	movfw	Palavra_45

goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_46	movfw	Palavra_63
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_47	movfw	Palavra_64
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_48	movfw	Palavra_65
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_49	movfw	Palavra_66
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_50	movfw	Palavra_67
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_51	movfw	Palavra_68
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_52	movfw	Palavra_69
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_53	movfw	Palavra_70
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_54	movfw	Palavra_71
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_55	movfw	Palavra_72
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_56	movfw	Palavra_73
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_57	movfw	Palavra_74
goto	Continua4	goto	Continua4
movfw	Palavra_58	movfw	Palavra_75
goto	Continua4		
movfw	Palavra_59		
goto	Continua4		
movfw	Palavra_60		
goto	Continua4		
movfw	Palavra_61		
goto	Continua4		
movfw	Palavra_62		