

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Controle eletrônico de carga de gerador de energia de baixa potência
para operação isolada**

Érika Souza de Melo

Itajubá, Junho de 2012.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Érika Souza de Melo

**Controle eletrônico de carga de gerador de energia de baixa potência
para operação isolada**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para a obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador: Prof. Dr. Enio Roberto Ribeiro

Junho de 2012
Itajubá - MG

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Mauá –
Bibliotecária Cristiane N. C. Carpinteiro- CRB_6/1702

M528c

Melo, Érika Souza de

Controle eletrônico de carga de gerador de energia de baixa potência
para operação isolada. / por Érika Souza de Melo. -- Itajubá (MG) : [s.n.],
2012.

156 p. : il.

Orientador : Prof. Dr. Enio Roberto Ribeiro.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Itajubá.

1. Gerador síncrono. 2. Sistema microcontrolado. 3. Controle de carga.
4. Lastro resistivo linear. 5. Geração isolada. I. Ribeiro, Enio Roberto,
orient. II. Universidade Federal de Itajubá. III. Título.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Érika Souza de Melo

**Controle eletrônico de carga de gerador de energia de baixa potência
para operação isolada**

Dissertação aprovada por banca examinadora em 22
de junho de 2012, conferindo a autora o título de
Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Enio Roberto Ribeiro
Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Prof. Dr. Paulo César Rosa
Prof. Dr. Valberto Ferreira da Silva

Itajubá

2012

Dedico este trabalho aos meus pais, Celso e Selma, os quais respeito e admiro e que me inspiram todos os dias a buscar aprimoramento.

Ao meu orientador, Prof. Enio Ribeiro, pelo apoio e confiança durante esses anos de orientação.

À minha prima Lia que nos deixa saudades, mas que esta sempre em meus pensamentos e ao amigo Daniel que mesmo com tão pouco tempo de convivência foi um ótimo amigo nas noites de ensaios no LHPCH.

AGRADECIMENTO

A minha família pelo amor incondicional e por acreditar em mim.

Ao Dr. Enio Ribeiro pela amizade e dedicação desde o período de graduação.

A Fapemig pelo apoio financeiro.

A Unifei e servidores pela ajuda no dia a dia. Aos funcionários do LHPCH pelo suporte durante os ensaios.

Aos membros da banca, Dr. Sérgio Oliveira (FURB), Dr. Paulo Rosa (UNIFEI) e Dr. Valberto Silva (UNIFEI) por aceitarem o convite para avaliação deste trabalho e pelas valiosas sugestões. Aos professores Resekinho e Zambroni pelo incentivo, motivação e conhecimento compartilhado.

Ao *Time* pela amizade dentro e fora de quadra. Às amigas da *Federal de Cubatão* pela eterna amizade. Às amigas e irmãs de república pela compreensão durante os anos de convívio. Aos colegas de trabalho da *Helibras* pela paciência e risadas. Aos amigos de Itajubá que me acolheram e os amigos de Santos que mesmo longe estão sempre presentes. Vocês, amigos, que são a família que Deus me permitiu escolher.

“Eu não tenho ídolos. Tenho admiração por trabalho, dedicação e competência.”

Ayrton Senna

RESUMO

Essa dissertação propõe o desenvolvimento e implementação de um sistema eletrônico microcontrolado, que utiliza o dispositivo MC9S08QE8, para controle de carga de um gerador síncrono monofásico de ímã permanente através de um lastro conectado em paralelo a carga do usuário. O gerador síncrono opera isoladamente. A potência de entrada do gerador é considerada constante e o objetivo do sistema de controle é: garantir que a potência de saída do gerador seja mantida constante mesmo que ocorram variações na carga do usuário. Utiliza-se um lastro para dissipar a potência não utilizada pela carga do usuário, esse lastro é composto por 6 resistências, associadas em série, cujos valores têm proporção binária. Em paralelo a cada resistência do lastro está conectado um interruptor e estes são acionados em ciclos inteiros. O acionamento combinado desses interruptores proporcionam 64 opções de resistências equivalentes que variam linearmente.

Palavras-chave: gerador síncrono, sistema microcontrolado, controle de carga, lastro resistivo linear, geração isolada

ABSTRACT

This work proposes the development and implementation of an embedded electronic system, that uses the MC9S08QE8 microcontroller, for load control of a permanent magnet single-phase synchronous generator, which operates alone, through a dump load composed of resistors connected in series. The generator input power is considered constant and the control system goal is: ensure that the generator output power is also kept constant, even if changes occur in the user load consumption. A dump load is used to absorb the power not used by the user load, this dump load is composed of six resistors, connected in series, whose values are in binary proportion. A switch is connected in parallel to each dump load resistor and these switches are triggered in integer cycles. The on/off combination of these switches provides 64 options of equivalent resistances that vary linearly.

Key-words: synchronous generator, microcontrolled system, load control, linear dump load, stand alone operation

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 - Três técnicas para controle do lastro. (a) Controle por chaveamento. (b) Controle do ângulo de disparo. (c) Lastro com cargas de valores correspondentes a pesos binários.....	22
Fig. 1.2 - Chaveamento em alta frequência.	23
Fig. 1.3 - Resultado do controle utilizando-se lastros binários.	24
Fig. 1.4 - Lastro em série.....	25
Fig. 1.5 - Estudo do lastro avaliação da potência (a) e resistência equivalente (b).	26
Fig. 2.1 - Microcentral hidrelétrica do CERPCH.	29
Fig. 2.2 - Conversão eletromecânica: (a) Conversão da energia mecânica em energia elétrica; (b) Conversão da energia elétrica em energia mecânica.	31
Fig. 2.3 - Estágio intermediário entre a conversão de energia elétrica e mecânica.	31
Fig. 2.4 - Campo magnético induzindo tensão entre os terminais de uma espira circular.	32
Fig. 2.5 - Visão geral das máquinas elétricas, destacando-se o GSMIP.	33
Fig. 2.6 - Corte transversal de um GSMIP.	34
Fig. 2.7 - Circuito elétrico equivalente de um GSMIP.	35
Fig. 2.8 - GSMIP instalado na microcentral. (a) Detalhe da correia de acoplamento entre a máquina primária e o eixo do rotor do GSMIP. (b) Detalhe dos cabos do terminal elétrico da máquina onde a tensão gerada é disponibilizada.	36
Fig. 2.9 - Esquema elétrico da carga do usuário: lâmpadas incandescentes em paralelo.	37
Fig. 2.10 - Esquema elétrico do lastro: resistências em série.	38
Fig. 3.1 - Diagrama em blocos para a medição de frequência.....	40
Fig. 3.2 - Diagrama de blocos da placa de desenvolvimento PD-HC11.....	41
Fig. 3.3 - Circuito elétrico de interface de entrada: detector de passagem por zero.....	44
Fig. 3.4 - Forma de onda de: V_{in} (CH1 2,0 V/div) e V_{ca} (CH2 50,0 V/div) a (10,0 ms/div). 45	45
Fig. 3.5 - Conector CN2 da placa de desenvolvimento PD-HC11.	45
Fig. 3.6 - Circuito elétrico de acionamento da botoeira de comutação da carga.....	46
Fig. 3.7 - Circuito para ligar ou desligar a lâmpada quando a botoeira for acionada: (a) liga a lâmpada; (b) desliga a lâmpada.	47
Fig. 3.8 - Representação dos instantes de leitura na passagem por zero do sinal e a indicação do período correspondente a 225 graus elétricos.....	49
Fig. 3.9 - Armazenamento dos períodos calculados.	50
Fig. 3.10 - Fluxograma para o programa de cálculo da frequência do sinal de tensão gerada	

pelo GSMIP.	51
Fig. 3.11 - Frequência do sinal de tensão do gerador em regime permanente.	57
Fig. 3.12 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 15 W.	58
Fig. 3.13 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 25 W.	59
Fig. 3.14 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 40 W.	59
Fig. 3.15 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 60 W.	60
Fig. 3.16 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 100 W.	60
Fig. 3.17 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 150 W.	61
Fig. 3.18 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 15 W.	62
Fig. 3.19 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 25 W.	62
Fig. 3.20 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 40 W.	63
Fig. 3.21 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 60 W.	63
Fig. 3.22 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 100 W.	64
Fig. 3.23 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 150 W.	64
Fig. 3.24 - Circuito elétrico R-C para simulação.	65
Fig. 3.25 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 15 V.	66
Fig. 3.26 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 25 V.	67
Fig. 3.27 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 40 V.	67
Fig. 3.28 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 60 V.	68
Fig. 3.29 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 100 V.	68
Fig. 3.30 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 150 V.	69
Fig. 3.31 - Diagrama em blocos da função de transferência do GSMIP desconsiderando o circuito da armadura.	69
Fig. 3.32 - Agrupamento das formas de onda. (a) Dados resultantes da simulação do carregamento de tensão do capacitor. (b) Dados resultantes da coleta de dados da transição de retirada de cargas.	70
Fig. 4.1 - Diagrama de blocos do sistema de geração, das cargas e do sistema de controle. .	71
Fig. 4.2 - Diagrama de blocos da planta $G(s)$ com o compensador $C(s)$	72
Fig. 4.3 - Diagrama de blocos representando as interfaces de entrada e saída conectadas ao microcontrolador.	77
Fig. 4.4 - Pinagem do microcontrolador MC9S08QE8.	78
Fig. 4.5 - Fluxograma do programa de controle.	80
Fig. 4.6 - Armazenamento das amostras atual e anterior.	82
Fig. 4.7 - Erro de medição devido a ruídos do sinal de entrada, amostra de um sinal de 60 Hz	

na ausência da sub-rotina de <i>looping</i>	83
Fig. 4.8 - Fluxograma da rotina de interrupção por <i>input capture</i>	84
Fig. 4.9 - Fluxograma da sub-rotina de cálculo da frequência média.....	86
Fig. 4.10 - Fluxograma do controlador.	89
Fig. 4.11 - Interpretação usual do peso dos bits de uma palavra de 8 bits.	89
Fig. 4.12 - Peso de cada bit de uma palavra de oito bits sendo três bits interpretados como valor fracionário.....	90
Fig. 4.13 - Código binário 10110110.	90
Fig. 4.14 - Fluxograma para implementação do compensador no microcontrolador.	93
Fig. 4.15 - Fluxograma da interrupção por <i>overflow</i>	96
Fig. 4.16 - Circuito elétrico que realiza o disparo dos interruptores do lastro.	97
Fig. 4.17 - Detalhe do circuito de disparo do interruptor (U2) acionado pela tensão Vptb0. .	98
Fig. 4.18 - Esquema elétrico mostrando duas resistências do lastro em série.	99
Fig. 4.19 - Estudo do lastro avaliação da potência (a) e resistência equivalente (b) para 63 combinações.	101
Fig. 4.20 - Esquema elétrico das resistências do lastro e seus respectivos interruptores.....	102
Fig. 5.1 - Diagrama de blocos do circuito de monitoramento da frequência.	104
Fig. 5.2 - Circuito DAC.....	105
Fig. 5.3 - Fluxograma do cálculo da frequência da tensão gerada pelo GSMIP.	108
Fig. 5.4 - Sistema em regime permanente a 60 Hz: Vca (Ch1) e Vosc (Ch2).....	113
Fig. 5.5 - Retirada de 60 W da carga do usuário: Vca (Ch1) e Vosc (Ch2).....	114
Fig. 5.6 - Regime permanente após a retirada de 60 W da carga do usuário: Vca (Ch1) e Vosc (Ch2).....	114
Fig. 5.7 - Representação de todos os circuitos discutidos neste trabalho.....	117
Fig. 5.8 - Sistema em regime permanente: Vca (Ch1), Vosc (Ch2) e Iu (Ch4).	118
Fig. 5.9 - Sistema em regime permanente: Vca (Ch1), Vosc (Ch2) e Il (Ch4).	119
Fig. 5.10 - Sistema em regime permanente: Vca (Ch1), Vosc (Ch2) e Il (Ch4).	119
Fig. 5.11 - Detalhe do circuito de disparo conectado ao lastro.....	120
Fig. 5.12- Avaliação do sinal de gatilho: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), VR12 (Ch3) e Il (Ch4).	121
Fig. 5.13 - Bloqueio e condução do interruptor: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), VR12 (Ch3) e Il (Ch4).....	121
Fig. 5.14 - Sinais de gatilho dos interruptores U2 e U4: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), Vptb1 (Ch3) e Il (Ch4).....	122

Fig. 5.15 - Tempo morto entre o disparo dos interruptores: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), Vptb1 (Ch3) e Il (Ch4).....	123
Fig. 5.16 - Comportamento de IRL4: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), Vptb1 (Ch3) e IRL4 (Ch4).	123
Fig. 5.17 - Detalhe da corrente IRL4 nula: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), Vptb1 (Ch3) e IRL4 (Ch4).....	124
Fig. 5.18 - Consumo do lastro: Vca (Ch1), Vosc (Ch2), VRL2 (Ch3) e Il (Ch4).	125
Fig. 5.19 - Detalhe de VRL2: Vca (Ch1), Vosc (Ch2), VRL2 (Ch3) e Il (Ch4).....	126
Fig. 5.20 - Retirada de carga de 25 W: Vosc (Ch2) e VRL2 (Ch3).....	126
Fig. 5.21 - Retirada de carga de 60 W: Vosc (Ch2), VRL2 (Ch3) e Il (Ch4).....	127
Fig. 5.22 - Retirada de carga de 60 W: (a) Vosc (Ch2) e VRL2 (Ch3); (b) Vosc (Ch2) e Il (Ch4).....	128
Fig. 5.23 - Adição de carga de 60 W: (a) Vosc (Ch2) e VRL2 (Ch3); (b) Vosc (Ch2) e Il (Ch4).....	129
Fig. 5.24 - Adição de carga de 100 W: Vosc (Ch2), VRL2 (Ch3) e Il (Ch4).....	130
Fig.apêndice 1 - Tela de trabalho do software MiniIDE Versão 1.18 Build 92.....	134
Fig.apêndice 2 - Procedimento para converter o programa escrito em código fonte para código de máquina.	135
Fig.apêndice 3 - Listing do código fonte do programa assemblado, código objeto.	136
Fig.apêndice 4 - Resultado satisfatório do procedimento de conversão do programa em código objeto.	136
Fig.apêndice 5 - Configuração do protocolo de comunicação RS232 entre o MiniIDE e o microcontrolador M68HC11E.	137
Fig.apêndice 6 - Procedimento para estabelecer a comunicação entre a ferramenta MiniIDE e o microcontrolador.....	138
Fig.apêndice 7 - Tela de comandos aguardando instrução do usuário.....	138
Fig.apêndice 8 - Comando load t para gravação de programas no microcontrolador.	139
Fig.apêndice 9 - Gravação do arquivo no microcontrolador.....	139
Fig.apêndice 10 - Arquivo gravado no microcontrolador.	140
Fig.apêndice 11 - Comando “go to” para iniciar a execução do programa do usuário.....	140
Fig.apêndice 12 - Dados importados da memória do microcontrolador.	142

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Características dos equipamentos da microcentral hidrelétrica.	30
Tabela 3.1 - Principais características do microcontrolador M68HC11E9.....	43
Tabela 3.2 - Valores disponíveis no pino 5 do componente 4N25 para o circuito da Fig. 3.3.	45
Tabela 3.3 - Exemplo de 14 períodos calculados e importados do microcontrolador em formato hexadecimal.	56
Tabela 3.4 - Exemplo de 14 valores adquiridos pelo microcontrolador e transformados em frequência (Hz).	57
Tabela 4.1 - Principais características do microcontrolador MC9S08QE8.....	77
Tabela 4.2 - Configuração do <i>input capture</i>	82
Tabela 4.3 - Analisando a ocorrência de <i>overflow</i> após uma soma de dois números sinalizados.	91
Tabela 4.4 - Combinação de 2 interruptores, resultando em 4 resistências equivalentes.	100
Tabela 4.5 - Valores das resistências do lastro.	101
Tabela 4.6 - As 64 combinações entre os interruptores eletrônicos para acionamento do lastro.	103
Tabela 5.1 - Correspondência entre dados de entrada do M68HC11 e dados de saída do circuito DAC.....	107
Tabela 5.2 - Valores medidos das resistências do lastro.	115
Tabela 5.3 - Tabela com os valores das 64 combinações dos interruptores.....	116
Tabela.apêndice 1 - Sub-rotinas do programa de monitoramento BUFFALO.....	141

LISTA DE ABREVIATURAS

A/D	Analogic to digital
AIPC	Analogue input power controller
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BUFFALO	Bit user fast friendly aid to logical operation
CEC	Controlador eletrônico de carga
CERPCH	Centro nacional de referência em pequenas centrais hidrelétricas
CI	Circuito integrado
GSMIP	Gerador síncrono monofásico de ímã permanente
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
IC	Input capture
ICS	Internal clock source
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
LHPCH	Laboratório hidromecânico de pequenas centrais hidrelétricas
NC	Não conectado
O N S	Operador Nacional do Sistema Elétrico
OC	Output compare
PDIP	Plastic Dual Inline Package
PI	Proporcional integral
PTB	Porta B
PTB _n	Bit n da porta B
PWM	Pulse Width Modulation
RAM	Randon access memory
ROM	Read only memory
SIN	Sistema Interligado Nacional
UNIFEI	Universidade Federal de Itajubá

PREFIXOS – SISTEMA INTERNACIONAL

SÍMBOLO	PREFIXO	FATOR
k	quilo	10^3
m	mili	10^{-3}
μ	micro	10^{-6}

UNIDADES

SÍMBOLO	NOME	GRANDEZA
m	metro	comprimento
s	segundo	tempo
A	ampère	corrente elétrica
V	volt	diferença de potencial elétrico
Hz	hertz	frequência
W	watt	potência
F	farad	capacidade elétrica
Ω	ohm	resistência elétrica
rpm	rotações por minuto	velocidade angular
VA	volt-ampère	potência aparente
in	polegada	comprimento
CV	cavalo-vapor	potência
H	henry	indutância

LISTA DE SINAIS

SINAL	DESCRIÇÃO
I _u	Corrente consumida pela carga do usuário
I _l	Corrente consumida pelo lastro
I _{Rl4}	Corrente que circula no ramo da resistência R _{l4} do lastro
V _{cc}	Tensão contínua
V _{cc1}	Tensão contínua
E _a	Tensão contra-eletromotriz (GSMIP)
V ₁	Tensão do circuito R-C
V _{Rl2}	Tensão do interruptor da resistência de R _{l2} do lastro
V _{ptb0}	Tensão do sinal de disparo do interruptor U ₂
V _{ptb1}	Tensão do sinal de disparo do interruptor U ₄
V _{ca}	Tensão gerada pelo GSMIP
E _i	Tensão induzida no GSMIP
V _{bot}	Tensão da botoeira
V _{osc}	Tensão que representa a variação da frequência da tensão do GSMIP

LISTA DE SÍMBOLOS

SÍMBOLO	UNIDADE	NOME
C	F	Capacitor
SW		Chaves para acender e apagar as lâmpadas do usuário
CM		Ciclos de máquina
τ	s	Constante de tempo
Tg	s	Constante de tempo do GSMIP
K		Constante que representa características construtivas da máquina
CA		Corrente alternada
CC		Corrente contínua
i	A	Corrente instantânea
Δ		Delta
D		Diodo
φ		Fluxo magnético
f	Hz	Frequência
fam	Hz	Frequência da amostra calculada pelo M68HC11
fbus	Hz	Frequência de contagem do temporizador do M68HC11
ω_n	rad/s	Frequência natural não amortecida
ω_1	rad/s	Frequência para avaliar do sistema compensado
Ag		Ganho CC
Ki		Ganho integral
Kp		Ganho proporcional
La	H	Indutância da armadura
max		Máximo
min		Mínimo
I	A	Módulo da corrente
p		Pares de polos
Pperdas	W	Perdas do GSIMP
T	s	Período
Pc	W	Potência consumida pela carga conectada ao GSIMP
Peg	W	Potência de entrada do GSIMP
Psg	W	Potência de saída do GSIMP
R	Ω	Resistor
U		Semicondutores de chaveamento
t	s	Tempo
E	V	Tensão contínua da fonte
Vn	V	Tensão no elemento n (genérico)
Q		Transistor
s		Variável complexa
w	rad/s	Velocidade (angular) de rotação do GSMIP
n	rpm	Velocidade de rotação do GSMIP

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	21
2	DESCRIÇÃO DO SISTEMA	28
2.1	SISTEMA DE GERAÇÃO INDIVIDUAL	28
2.2	MICROCENTRAL HIDRELÉTRICA	28
2.3	GERADOR ELÉTRICO	30
2.3.1	Conceitos de máquinas elétricas	30
2.3.2	Gerador síncrono monofásico de ímã permanente	32
2.3.2.1	<i>Aspecto construtivo</i>	33
2.3.2.2	<i>Princípio de funcionamento</i>	34
2.3.2.3	<i>Circuito elétrico equivalente</i>	34
2.3.2.4	<i>GSMIP - laboratório</i>	36
2.4	CARGAS ABASTECIDAS PELA MICROCENTRAL	36
2.4.1	Carga do usuário	36
2.4.2	Lastro	37
2.5	OPERAÇÃO DA MICROCENTRAL	38
2.5.1	Condição I	38
2.5.2	Condição II	39
2.5.3	Condição III	39
3	AVALIAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO GSMIP	40
3.1	HARDWARE PARA COLETAR OS DADOS	40
3.1.1	Placa de desenvolvimento PD-HC11	41
3.1.2	Microcontrolador	41

3.2	CIRCUITOS DE INTERFACE	43
3.2.1	Circuito de interface de entrada	44
3.2.2	Circuito de comutação da carga	46
3.3	PROGRAMA PARA MEDIÇÃO DA FREQUÊNCIA	48
3.3.1	Captura por passagem por zero do sinal de tensão	48
3.3.2	Armazenamento do período calculado	49
3.3.3	Exportando dados para um computador	50
3.3.4	Fluxograma	50
3.4	RESULTADOS	56
3.4.1	Ensaio de retirada de carga	58
3.4.2	Ensaio de adição de carga	61
3.4.3	Circuito elétrico R-C	65
3.4.1	Função de transferência	69
4	SISTEMA DE CONTROLE	71
4.1	ESTRATÉGIA DO CONTROLE	71
4.2	MODELAGEM DO COMPENSADOR PI	71
4.2.1	Especificação do compensador	72
4.2.2	Análise do erro em regime permanente	73
4.2.3	Cálculo do ganho proporcional - K_p	74
4.2.4	Modelo digital de $G_c(s)$ - $G_c(z)$	75
4.3	CONTROLADOR ELETRÔNICO DE CARGA	76
4.3.1	Programa principal	78
4.3.2	Dados de entrada	81
4.3.2.1	<i>Circuito de interface de entrada</i>	81

4.3.2.2	<i>Input capture</i>	81
4.3.2.3	<i>Rotina de interrupção por input capture</i>	82
4.3.2.4	<i>Sub-rotina do cálculo da frequência média</i>	85
4.3.3	Processamento das informações	87
4.3.3.1	<i>Sub-rotina do controlador</i>	87
4.3.3.2	<i>Implementação do compensador no MC9S08QE8</i>	88
4.3.4	Acionamento do lastro	91
4.3.4.1	<i>Rotina de interrupção por overflow do temporizador</i>	91
4.3.4.2	<i>Interface de hardware para o acionamento do lastro</i>	97
4.3.4.3	<i>Configuração e estudo do lastro</i>	98
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	104
5.1	CIRCUITO DE MONITORAMENTO DA FREQUÊNCIA	104
5.1.1	Interface de saída DAC	105
5.1.2	Programa de cálculo do período	106
5.1.3	Forma de onda resultante	112
5.2	CONSIDERAÇÕES	115
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	115
5.3.1	Formas de onda sem ação do controle	117
5.3.1.1	<i>Corrente na carga do usuário</i>	117
5.3.1.2	<i>Corrente no lastro e tensão na resistência Rl2</i>	118
5.3.2	Formas de onda dos sinais de gatilho	120
5.3.2.1	<i>Sinal de gatilho, interruptor U2</i>	120
5.3.2.2	<i>Sinal de gatilho, interruptor U2 e U4</i>	122
5.3.2.3	<i>Corrente na resistência Rl4</i>	122
5.3.3	Formas de onda do sistema com ação do controle	124

5.3.3.1	<i>Ação do controle em regime permanente</i>	124
5.3.3.2	<i>Retirada de 25 W do usuário</i>	126
5.3.3.3	<i>Retirada de 60W do usuário</i>	127
5.3.3.4	<i>Adição de 60 W do usuário</i>	128
5.3.3.5	<i>Adição de 100 W do usuário</i>	129
6	CONCLUSÃO	131
	APÊNDICE A – CÁLCULO DA FREQUÊNCIA DA TENSÃO	133
	APÊNDICE B – MINIIDE	134
	APÊNDICE C – BUFFALO	137
	APÊNDICE D – PROGRAMA DE CONTROLE	143
	APÊNDICE E – CÁLCULO DA FREQUÊNCIA, DAC	151
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	152

1 INTRODUÇÃO GERAL

A necessidade do uso de novas fontes alternativas de geração de energia, preferencialmente energia limpa e renovável, tem se tornado algo cada vez mais importante. O aproveitamento de pequenos cursos d'água, conhecidos também como fio d'água, é uma alternativa não poluente e renovável para a geração de energia elétrica.

Esses pequenos aproveitamentos estão disponíveis em regiões montanhosas, encostas e serras. Normalmente as comunidades que moram em lugares como estes não são contempladas com o fornecimento de energia elétrica por se tratarem de lugares isolados e muitas vezes de difícil acesso, além de não serem economicamente atrativas.

A geração de energia isolada, através do aproveitamento de pequenos cursos d'água, tem sido uma solução em muitos lugares do mundo. Alguns exemplos podem ser encontrados em [1], [2], [3], [4] e [5].

Neste contexto o gerador de indução, isto é, o motor de indução gaiola de esquilo operando como gerador é a máquina elétrica mais indicada para a geração de energia isolada. Ele é um equipamento largamente comercializado, de baixo custo; seu aspecto construtivo é simples, uma vez que não necessita de uma fonte auxiliar para alimentar seu sistema de excitação, não têm escovas e anéis coletores tornando-o um equipamento de baixa manutenção [6].

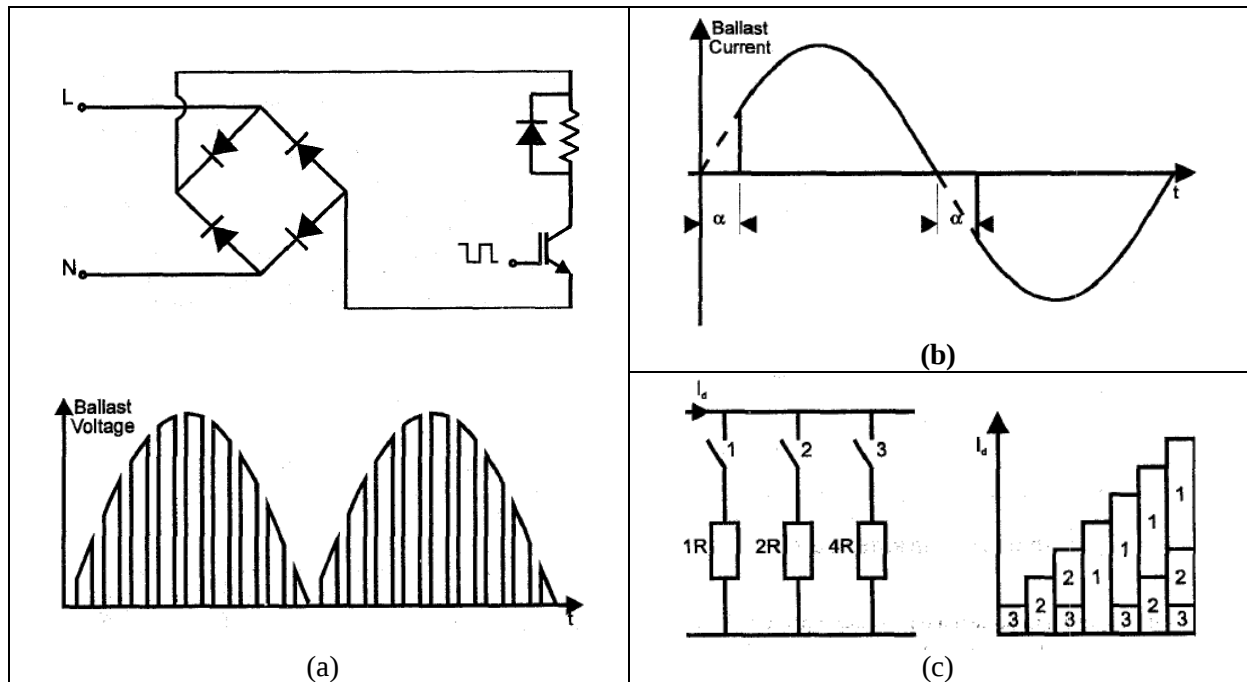
Em [7] três técnicas são apresentadas para controlar o gerador de indução monofásico, autoexcitado por capacitores, quando este opera em um sistema isolado. A função dos capacitores é garantir o nível adequado de energia magnética da máquina; eles são especificados com valores que ajustam a tensão terminal do gerador em seu valor nominal alimentando uma carga nominal.

Para as técnicas mencionadas a premissa básica é: garantir que a potência de entrada do gerador seja a mesma que a de saída, considerando uma potência de entrada constante. Para manter a potência de saída também constante utiliza-se um sistema de lastro resistivo em paralelo com a carga do usuário. Para que a potência de saída do gerador seja constante, as técnicas estabelecem que o lastro deve dissipar a potência não consumida pelo usuário.

As três técnicas [7] são: controle de acionamento do lastro por chaveamento tipo liga e desliga, em alta frequência (Fig. 1.1a); controle do ângulo de disparo do interruptor associado a resistência do lastro (Fig. 1.1b); e lastro composto por um conjunto de resistências de valores em iguais a $R \cdot 2^0, R \cdot 2^1, R \cdot 2^2, \dots, R \cdot 2^{n-1}$, sendo R e n , respectivamente, iguais ao valor

da resistência e a quantidade de resistências que compõe o lastro (Fig. 1.1c) – lastro binário.

Fig. 1.1 - Três técnicas para controle do lastro. (a) Controle por chaveamento. (b) Controle do ângulo de disparo. (c) Lastro com cargas de valores correspondentes a pesos binários.



Fonte: Smith, N.P.A. [7]

Em [7] o autor trata os aspectos conceituais das três técnicas por ele abordadas, apresentando suas vantagens e desvantagens.

A primeira técnica (controle por chaveamento em alta frequência) é retomada e implementada em [8]; a Fig. 1.2 apresenta seu diagrama elétrico. A topologia de lastro utilizada consistiu de um retificador monofásico não controlado em série com um circuito *chopper* e uma carga lastro resistiva em paralelo com a carga do usuário. A amplitude da tensão terminal do gerador é reduzida e filtrada para se obter um sinal contínuo que é proporcional à tensão de saída (sinal monitorado pelo controlador). Esse valor é comparado a um sinal de tensão de referência que resulta no erro a ser compensado por um controlador de tensão PI. O componente utilizado para realizar as funções do PI e do PWM é o IC-3525. Um gerador de onda dente de serra é integrado ao componente. O sinal de saída PWM do controlador aciona o interruptor do lastro.

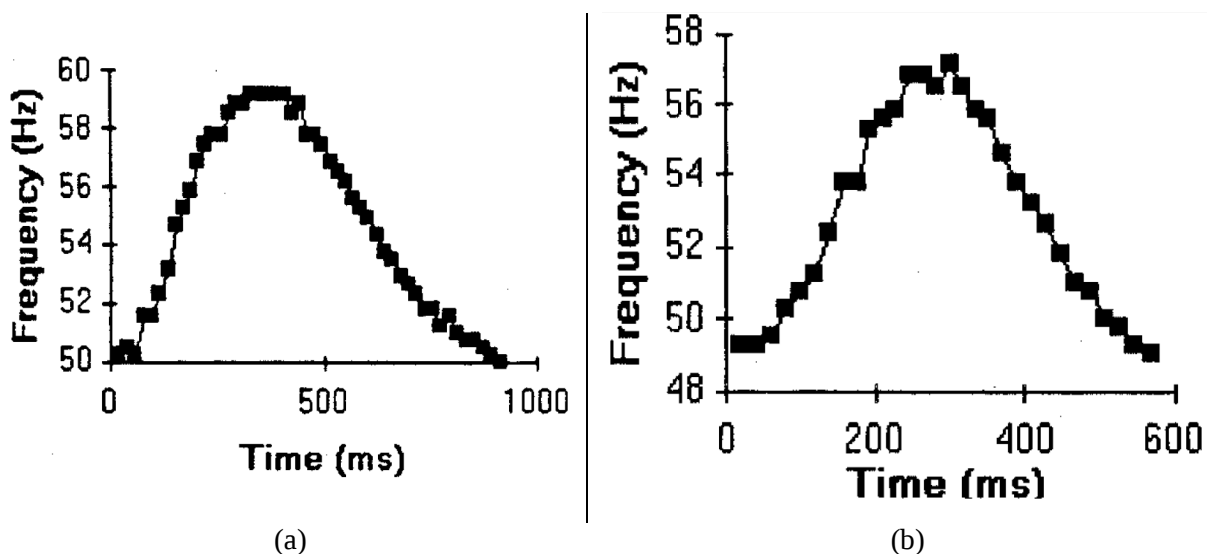
combinado de um arranjo binário de cargas resistivas. A proporção das cargas era na razão 1:2:4 e quando o lastro era chaveado, sequencialmente, a corrente dissipada exibía uma característica similar à apresentada na Fig. 1.1c.

A primeira estratégia utilizada pelo autor para manter a carga do gerador constante [11] foi adicionar ou remover uma das 8 combinações de carga do lastro a cada 22 ms (tempo necessário para o programa do controlador realizar um *looping* completo) quando a frequência da tensão gerada fosse diferente do valor de referência. Para um ensaio de rejeição total de carga do usuário, o lastro deveria ser totalmente acionado. Esta representa a pior situação uma vez que as 8 combinações deverão ser percorridas para que o lastro alcance a posição de consumo máximo.

O autor utilizou dois parâmetros para avaliar o desempenho do controle implementado: o valor máximo da frequência durante a transição da carga do usuário e o intervalo de tempo necessário para o controlador reestabelecer a condição em regime permanente.

Os resultados da primeira estratégia (Fig. 1.3a) de controle testada, segundo o autor, deveriam ser melhorados. Um novo algoritmo de controle foi desenvolvido utilizando um controlador proporcional que monitorava a corrente de saída do gerador. O lastro era acionado de maneira a manter a corrente do gerador constante, o resultado está apresentado na Fig. 1.3b.

Fig. 1.3 - Resultado do controle utilizando-se lastros binários.

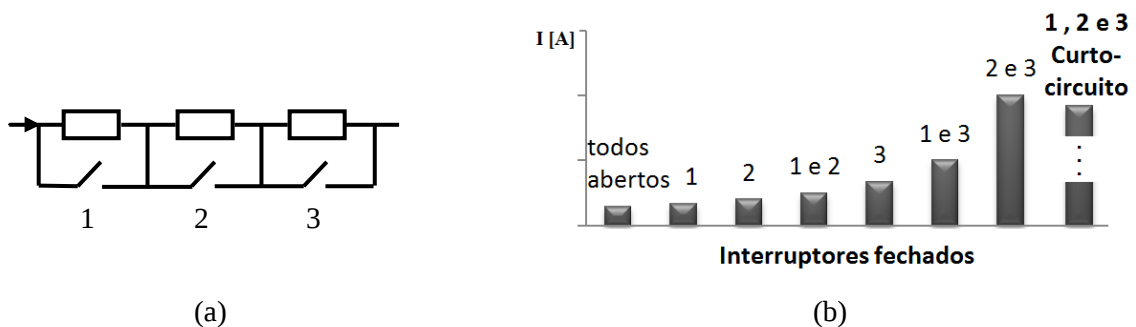


Fonte: Henderson, D. [11]

Porém, segundo a conclusão do autor, a aplicação do método de lastro com várias cargas de valores binários não foi considerada ideal. Ambas as tentativas não satisfizeram os parâmetros mencionados anteriormente pois resultaram em uma frequência de transição elevada e um longo período para reestabelecer a frequência do sistema.

A topologia de lastro com várias cargas, em pesos binários, é de interesse de estudo nesta dissertação. O gráfico, apresentado na Fig. 1.5a, representa a relação entre a combinação binária do acionamento dos interruptores e a potência dissipada no lastro e o da Fig. 1.5b combinação binária do acionamento dos interruptores e a resistência equivalente do lastro. Em ambos os gráficos considerou-se: a configuração das resistências em paralelo (Fig. 1.1c) e em série (Fig. 1.4) de um conjunto de 3 resistências com valores de razão (1:2:4) e tensão nominal 10 V.

Fig. 1.4 - Lastro em série.



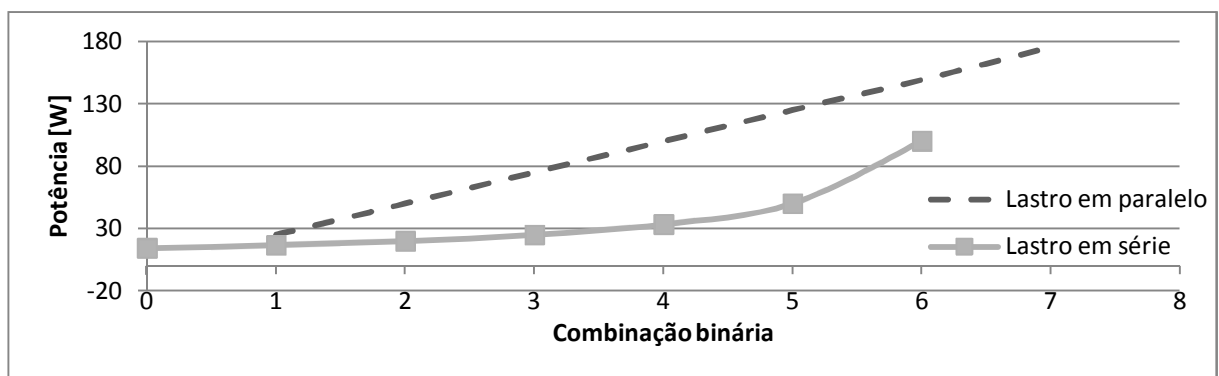
É possível inferir do gráfico Fig. 1.5a que a configuração do lastro em paralelo proporciona uma variação linear de potência e para a configuração do lastro em série apenas as primeiras 5 combinações das 8 possíveis apresentam um comportamento linear para um intervalo menor de dissipação de potência.

Na figura Fig. 1.5b nota-se que a resistência equivalente do lastro configurado em série apresenta um comportamento linear diferentemente da resistência equivalente da configuração em paralelo. Com base na topologia de lastro, apresentada como a terceira técnica, neste estudo utilizar-se-á o lastro de cargas resistivas, configuradas em série, investigando uma topologia alternativa para controle de lastro resistivo.

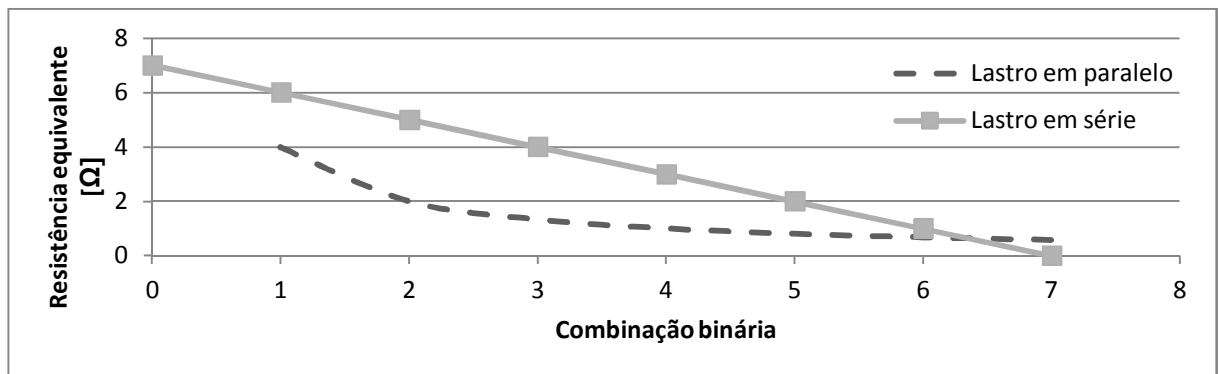
Por razões de disponibilidade de bancada e de laboratório, a máquina elétrica para a realização deste trabalho foi um **gerador síncrono monofásico de ímã permanente (GSMIP)**. Curiosamente este gerador tem uma vantagem quando comparado ao gerador de

indução - gaiola de esquilo - , tornando-o atrativo para aplicações de operação de geração de energia isolada. Esta vantagem está relacionada ao seu sistema de excitação que não necessita de fonte e nem de circuito auxiliar de capacitores - uma vez que seu rotor é constituído por ímãs permanentes - e por esse motivo não têm escovas e anéis coletores [12] tornando-se um equipamento de baixa manutenção.

Fig. 1.5 - Estudo do lastro avaliação da potência (a) e resistência equivalente (b).



(a)



(b)

Partindo das técnicas apresentadas para o controle do gerador de indução, essa dissertação propõe o desenvolvimento e implementação de um sistema eletrônico microcontrolado para controle de carga de um gerador síncrono monofásico de ímã permanente, que opera isoladamente, através de um lastro de resistências associadas em série.

O que se destaca do método proposto é:

- Acionamento dos interruptores do lastro realizado em ciclos inteiros, ou seja, não se adicionam correntes harmônicas às formas de onda do sistema dispensando-se o uso de filtros de potência.

- Configuração do lastro apresentada permite variar sua resistência equivalente linearmente.

O trabalho está organizado conforme apresentado a seguir:

O **capítulo 2** descreve a microcentral hidrelétrica disponibilizada pelo laboratório LHPCH da UNIFEI. Essa microcentral realiza uma operação de geração de energia elétrica isolada.

Discutem-se também neste capítulo as características gerais sobre máquinas elétricas, detalhando especialmente o gerador síncrono monofásico de ímã permanente. Além disso, apresentam-se as cargas que serão abastecidas pela microcentral.

O **capítulo 3** apresenta o desenvolvimento e implementação do sistema para coletar o período da tensão gerada pelo GSMIP. Esta tarefa é gerenciada pelo microcontrolador M68HC11E9.

Cerca de 512 períodos do sinal de tensão serão calculados a cada ensaio. Os ensaios baseiam-se na retirada e adição da carga conectada ao gerador - tipo degrau de carga - permitindo avaliar o comportamento dinâmico do GSMIP.

O **capítulo 4** apresenta o projeto de um compensador proporcional - integral, o desenvolvimento e implementação do controlador eletrônico de energia, gerenciado pelo microcontrolador MC9S08QE8, além do detalhamento do circuito e acionamento do lastro.

O **capítulo 5** apresenta os resultados experimentais. A fim de representar no osciloscópio o comportamento da frequência do sinal da tensão gerada pelo GSMIP, implementou-se um circuito de conversão de frequência para tensão.

Ainda, neste capítulo, as formas de onda do sistema, sem ação de controle, dos sinais de gatilho dos interruptores e do sistema sob a ação do compensador, foram apresentadas e discutidas.

O **capítulo 6** descreve as conclusões do estudo realizado.

2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

2.1 SISTEMA DE GERAÇÃO INDIVIDUAL

De acordo com a ANEEL [13] a geração de energia elétrica através de recursos hídricos no Brasil representa 65,72% de toda a matriz energética do país. A energia gerada é transmitida e distribuída através do SIN operado pela ONS [14] que garante o abastecimento de energia com confiabilidade e qualidade aos consumidores.

Contudo, segundo dados do censo de 2000 do IBGE [15], cerca de 11 milhões de brasileiros não tinham energia elétrica disponível em suas residências. A razão para isto está relacionada à grande extensão do país, a dificuldade de acesso a algumas regiões ou mesmo a não atratividade econômica das mesmas [16].

A reação do governo federal diante do cenário de exclusão elétrica no país foi o programa Luz para Todos [17]. Este programa está proporcionando o desenvolvimento econômico e social de muitas famílias que não tinham acesso a energia elétrica. Alguns exemplos de comunidades antes não atendidas podem ser encontrados nos informativos do programa Luz para Todos [18].

Para alcançar as metas do programa, o governo propõe três alternativas para disponibilizar energia elétrica para comunidades isoladas, são elas: extensão das redes locais, sistemas de geração descentralizada com redes isoladas e sistema de geração individual.

Esta última alternativa será abordada neste capítulo, pois trata da geração de energia elétrica isolada através de uma microcentral hidrelétrica. Esse sistema de geração será resultado do aproveitamento de pequenos desníveis hídricos, possíveis de serem encontrados em zonas rurais, encostas, serras, entre outras partes da natureza.

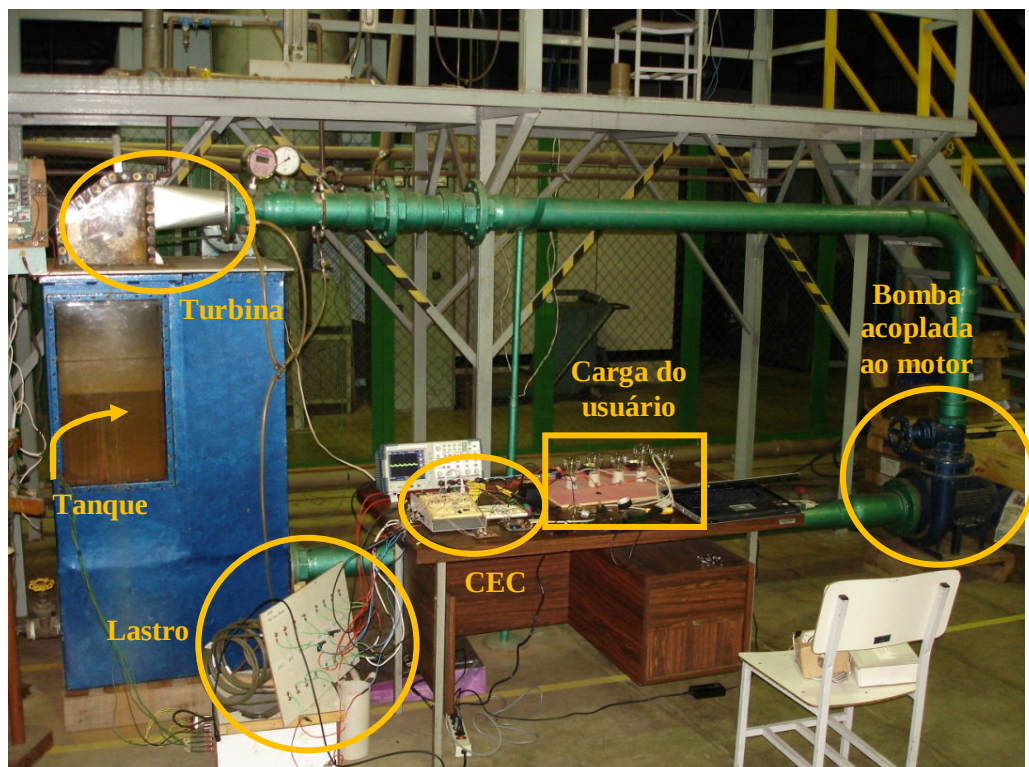
2.2 MICROCENTRAL HIDRELÉTRICA

Um protótipo de microcentral hidrelétrica foi disponibilizado nas instalações do LHPCH, localizado na UNIFEI e gerenciado pelo CERPCH, constituído pelos seguintes equipamentos: uma bomba centrífuga acoplada a um motor, uma turbina hidráulica e um

gerador elétrico.

Além destes equipamentos há um tanque, com capacidade de aproximadamente 700 L, que desempenha o papel de reservatório da microcentral, e a tubulação em PVC de 4 polegadas de diâmetro que permite o fluxo da água através da bomba e da turbina.

Fig. 2.1 - Microcentral hidrelétrica do CERPCH.



A Tabela 2.1 apresenta algumas informações relacionadas à bomba centrífuga, ao motor acoplado à bomba, à turbina hidráulica e ao gerador elétrico.

O funcionamento desta microcentral hidrelétrica inicia-se na operação da bomba centrífuga, movida por um motor de indução. A bomba faz com que a água do tanque circule através da tubulação simulando uma pequena queda d'água capaz de acionar a turbina. Nesta etapa do processo ocorre a transformação da energia hidráulica em energia mecânica. A potência de eixo da turbina é transmitida ao rotor do gerador elétrico que produzirá a energia elétrica em seus terminais, realizando a transformação de energia mecânica em energia elétrica [19].

Tabela 2.1 - Características dos equipamentos da microcentral hidrelétrica.

Motor acoplado a Bomba	
Tipo	Motor de indução
Modelo	100L584
Potência [CV]	5
Rotação [rpm]	1715
Tensão/Corrente [VCA / A]	220 / 15 (Δ)
Fabricante	WEG
Bomba centrífuga	
Tipo	Centrífuga
Modelo	5FB4-T
Potência [CV]	5
Fabricante	Jacuzzi
Turbina hidráulica	
Tipo	Michell Banki
Vazão [L/s]	10
Rotação [rpm]	860
Potência de eixo [kW]	0,4
Gerador elétrico	
Tipo	Síncrono de ímã permanente sem escovas e sem anéis
Potência [kVA]	2
Rotação [rpm]	600 / 1200
Tensão [VCA - Hz]	110 / 220 - 60 (monofásico)
Fabricante	Alterima

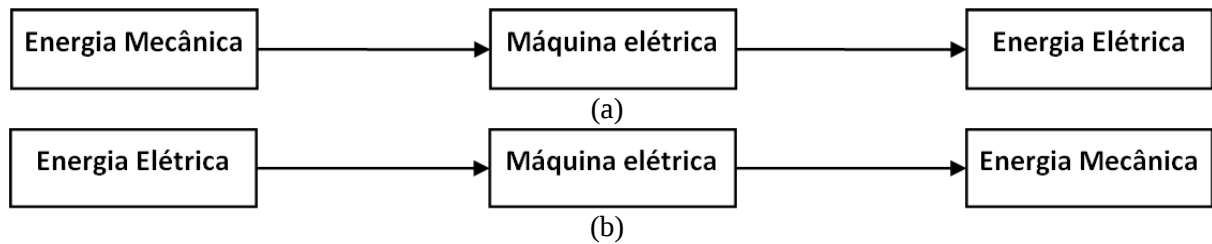
2.3 GERADOR ELÉTRICO

2.3.1 Conceitos de máquinas elétricas

As máquinas elétricas são equipamentos que podem atuar como motor ou gerador. O que determina seu modo de operação é o sentido de conversão da energia. Quando uma máquina elétrica opera como um motor, ela consome energia elétrica e a converte em energia

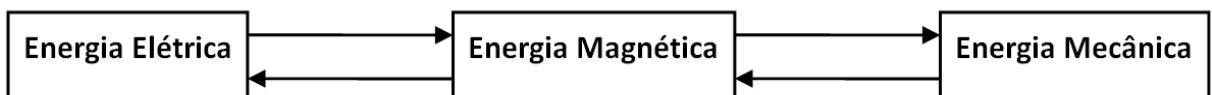
mecânica. Porém, a energia mecânica apenas é convertida em energia elétrica quando ela operar como gerador. Tais conversões de energia podem ser chamadas, simplesmente, de conversões eletromecânicas [20], conforme apresenta a Fig. 2.2.

Fig. 2.2 - Conversão eletromecânica: (a) Conversão da energia mecânica em energia elétrica; (b) Conversão da energia elétrica em energia mecânica.



A conversão eletromecânica, através de uma máquina elétrica, é possível devido ao estágio intermediário [21]: o estágio da energia magnética (Fig. 2.3). A conversão magnética, para ambos os modos de operação de uma máquina elétrica, ocorre em função da interação entre ímãs (ou eletroímãs) e condutores elétricos [22] [23].

Fig. 2.3 - Estágio intermediário entre a conversão de energia elétrica e mecânica.



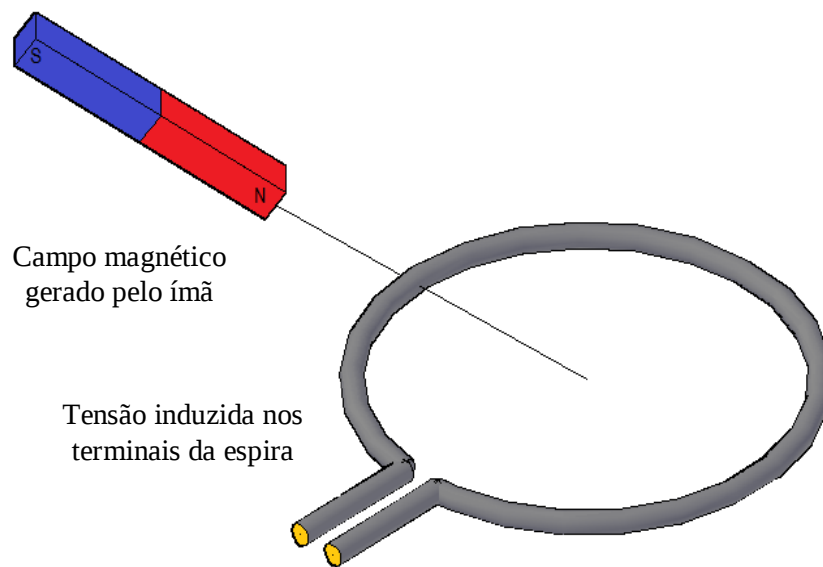
De acordo com a lei de Faraday é possível induzir tensão entre os terminais de uma espira a partir da variação do fluxo magnético, por exemplo, como indicado na Fig. 2.4. Esta variação é obtida ao se aproximar ou afastar um ímã de uma espira condutora, uma vez que o ímã é fonte de campo magnético [22] [24].

A lei de Lenz define o sentido da corrente que circulará na espira que sofre indução magnética caso esta seja curto-circuitada. Essa corrente cria uma variação de fluxo magnético que se opõe àquele que o criou, indicado pelo sinal negativo em (2.1). A equação (2.1) demonstra a lei de Lenz-Faraday.

$$v = - \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

A partir da compreensão da lei de Lenz-Faraday e considerando o princípio de funcionamento de uma máquina elétrica geradora, conclui-se que o campo magnético variável pode ser criado a partir de um ímã ou de um eletroímã, posicionados em um eixo que é acionado por uma fonte de energia mecânica. Um conjunto de espiras, posicionadas ao redor do ímã que gira, estará sujeito à variação do fluxo magnético resultando em tensão induzida em seus terminais, dando origem a energia elétrica.

Fig. 2.4 - Campo magnético induzindo tensão entre os terminais de uma espira circular.

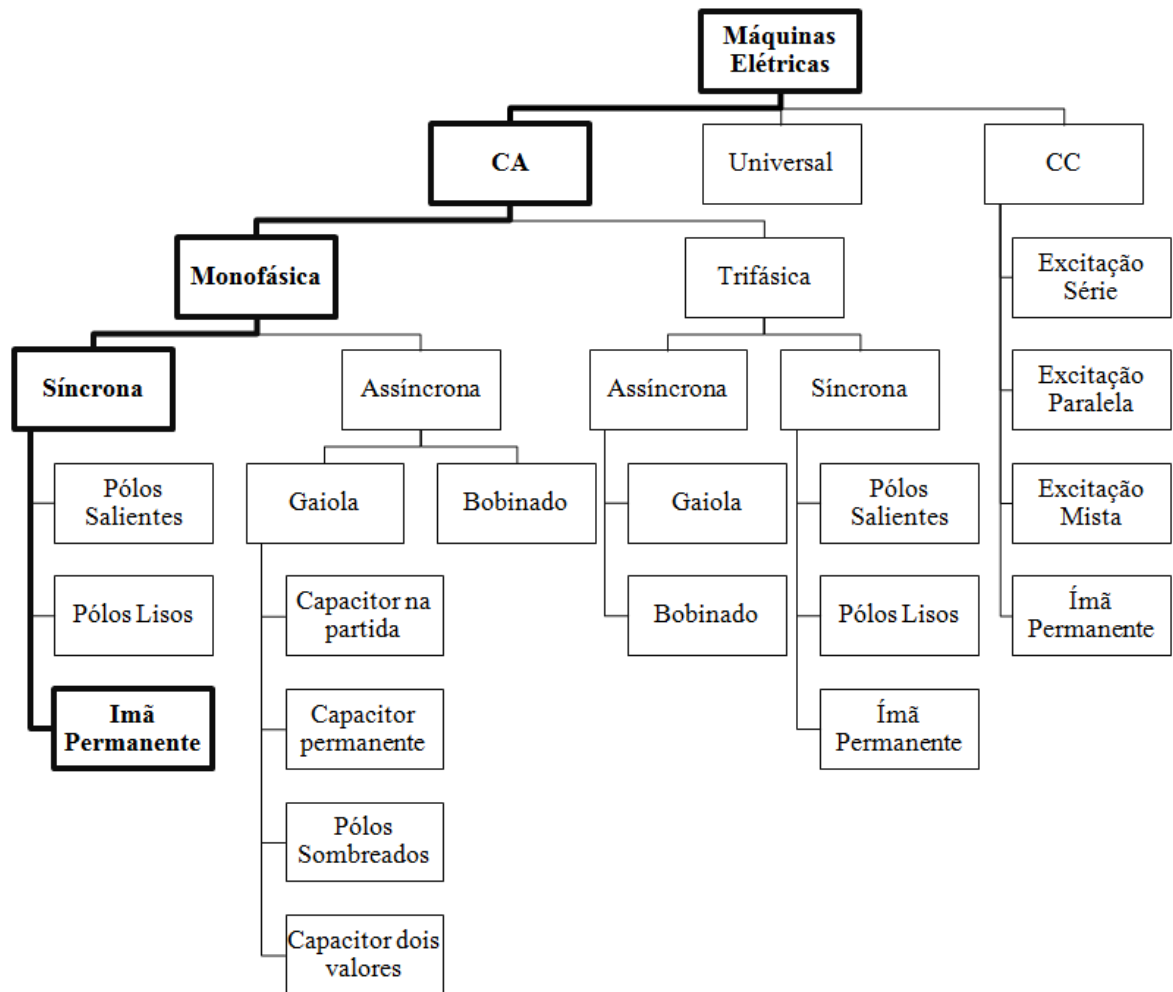


2.3.2 Gerador síncrono monofásico de ímã permanente

O quadro da Fig. 2.5 apresenta algumas máquinas elétricas existentes. Os parâmetros relevantes na especificação de uma máquina elétrica são: velocidade, torque, potência, eficiência, aspectos construtivos, modo de operação, entre outros. A análise dessas características permitirá a especificação correta da máquina de acordo com a aplicação.

Dentre as máquinas apresentadas na Fig. 2.5 e em função da disponibilidade desta nos laboratórios da universidade, a máquina síncrona monofásica de ímã permanente, operando como gerador (GSMIP), é a máquina utilizada neste trabalho, conforme anteriormente mencionado na Tabela 2.1.

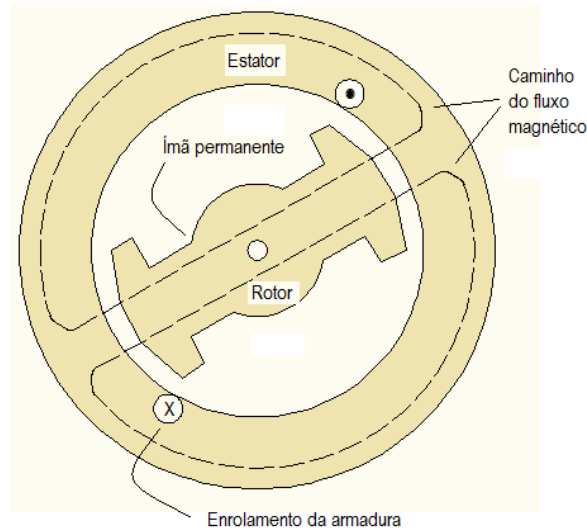
Fig. 2.5 - Visão geral das máquinas elétricas, destacando-se o GSMIP.



2.3.2.1 Aspecto construtivo

O GSMIP apresenta duas partes principais: rotor e estator [20]. Este gerador também pode ser chamado de gerador síncrono de campo móvel, uma vez que o rotor é a parte rotativa da máquina onde o sistema de polos responsável por produzir o campo magnético, através de ímãs permanentes, é construído. E o estator que é a parte fixa da máquina, onde são alojadas as espiras condutoras, também chamado de enrolamento de armadura, conforme ilustra a Fig. 2.6.

Fig. 2.6 - Corte transversal de um GSMIP.



2.3.2.2 Princípio de funcionamento

Uma máquina primária aciona o eixo do rotor do GSMIP. Como o rotor é formado por ímãs permanentes e gira em torno de seu eixo, cria-se um campo magnético rotativo. No estator do GSMIP está o enrolamento de armadura, onde são alojadas as espiras condutoras que sofrem a ação do campo magnético criado pelo rotor. Como a armadura é fixa, este campo magnético é percebido pelas espiras do estator como um campo variável. A interação entre o campo magnético [20] criado pelo rotor e as espiras do estator resultam na tensão induzida gerada entre os terminais da máquina elétrica.

2.3.2.3 Circuito elétrico equivalente

Esses geradores são chamados de síncronos porque a frequência da tensão induzida gerada pela máquina elétrica é sincronizada com a velocidade com que o rotor é acionado. Esta relação é apresentada em (2.2), nota-se também que a frequência elétrica é proporcional à quantidade de polos que compõe o rotor.

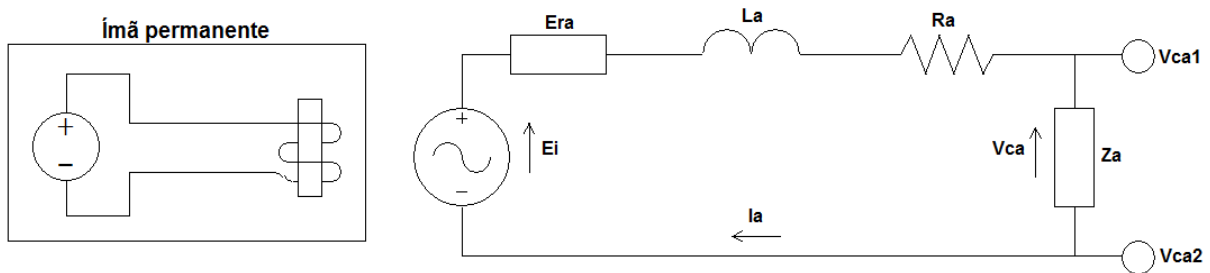
$$f = \frac{pn}{60} \quad (2.2)$$

A tensão induzida no estator do GSMIP, apresentada em (2.3), é proporcional ao fluxo magnético gerado pelo rotor, à velocidade que o rotor é acionado pela máquina primária, e também pelas características construtivas da máquina [25], como por exemplo o número de espiras que o estator foi construído está representado pela constante K.

$$E_i = K \phi \omega \quad (2.3)$$

Apresenta-se o modelo elétrico [20] da máquina síncrona monofásica na Fig. 2.7. Há um único caso em que a tensão ($\dot{E}_i$) induzida no estator do GSMIP é igual a tensão disponível nos terminais da máquina ($\dot{V}_{ac}$): quando não houver corrente circulando no estator da máquina.

Fig. 2.7 - Circuito elétrico equivalente de um GSMIP.



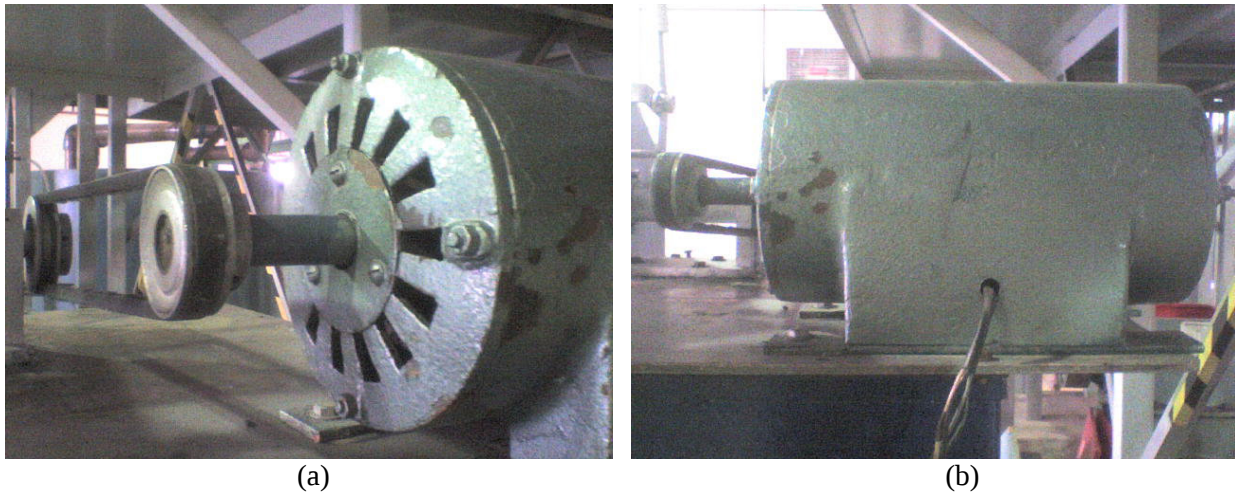
Para os demais casos, os quais o gerador está alimentando uma carga, a tensão disponibilizada pela máquina pode ser calculada conforme (2.4). Verifica-se que três fatores reduzem a tensão induzida na máquina elétrica, são eles: a queda de tensão causada pela resistência das espiras da armadura ($\dot{I}_a R_a$), a queda de tensão causada pela a reatância das espiras armadura ($\dot{I}_a(jX_a)$) e reação da armadura ($\dot{E}_a$). Todos esses fatores existem devido a corrente $\dot{I}_a$ que circula no estator da máquina [25].

$$\dot{V}_{ca} = \dot{E}_i - \dot{I}_a R_a - \dot{I}_a(jX_a) - \dot{E}_a \quad (2.4)$$

2.3.2.4 GSMIP - laboratório

A Fig. 2.8 apresenta o GSMIP instalado na microcentral.

Fig. 2.8 - GSMIP instalado na microcentral. (a) Detalhe da correia de acoplamento entre a máquina primária e o eixo do rotor do GSMIP. (b) Detalhe dos cabos do terminal elétrico da máquina onde a tensão gerada é disponibilizada.



2.4 CARGAS ABASTECIDAS PELA MICROCENTRAL

O sistema de geração de energia elétrica, apresentado nesse capítulo, pode ser utilizado para atender a necessidade de comunidades ribeirinhas, comunidades indígenas, zonas rurais, entre outras comunidades isoladas e não atendidas pelas concessionárias de energia, sendo imprescindível a disponibilidade do recurso hídrico.

A microcentral hidrelétrica, apresentada no item 2.2, abastece dois bancos de cargas distintos. Um deles, aqui chamado de *carga do usuário*, representa o consumo da energia elétrica de determinado consumidor. O segundo, chamado de *lastro*, é um banco de resistências que está em paralelo com a carga do usuário.

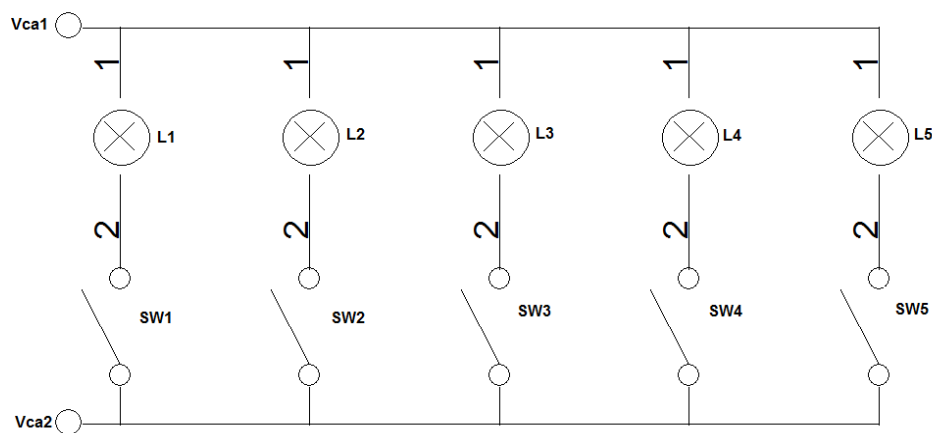
2.4.1 Carga do usuário

São diversas as aplicações onde a disponibilidade de energia elétrica se faz necessária:

para agricultores a energia elétrica pode ser indispensável para um sistema de irrigação eficiente, garantindo uma melhor distribuição de água nas plantações [16]; para proporcionar aos moradores de zonas rurais e comunidades indígenas a possibilidade de usufruírem de sistema de iluminação, de aquecimento de água, de refrigeração, tal como as residências na área urbana são atendidas pelas companhias de energia elétrica [26].

Representa-se a carga do usuário, neste trabalho, por lâmpadas incandescentes associadas em paralelo conforme Fig. 2.9. São cinco lâmpadas de potência iguais a: 25 W, 40 W, 60 W, 100 W e 150 W, totalizando 375 W de carga do usuário. Cada uma destas lâmpadas está em série com um interruptor.

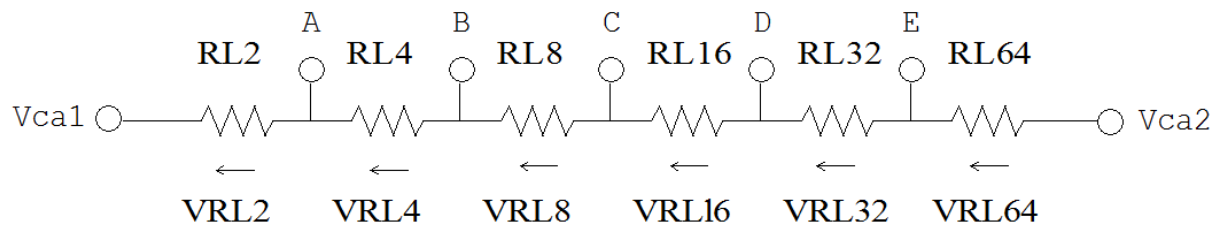
Fig. 2.9 - Esquema elétrico da carga do usuário: lâmpadas incandescentes em paralelo.



2.4.2 Lastro

Além da carga do usuário a microcentral hidroelétrica abastece a outro banco de cargas, o *lastro*. Ele é formado por cargas resistivas associadas em série cujos valores têm proporções binárias. Conforme apresenta a Fig. 2.10. O capítulo 4 discutirá a utilização do lastro com mais detalhes.

Fig. 2.10 - Esquema elétrico do lastro: resistências em série.



São diversas as aplicações em que o lastro pode ser aproveitado, tais como: secagem de grão, aquecimento de água, entre outros.

2.5 OPERAÇÃO DA MICROCENTRAL

Deseja-se realizar a operação *isolada* do GSMIP na microcentral hidrelétrica apresentada na Fig. 2.1. Foram estabelecidas três condições para realizar essa operação:

- I. A potência hidráulica da microcentral deve ser constante.
- II. A potência máxima de consumo da carga do usuário deve ser igual a 375 W.
- III. O GSMIP deve gerar tensão e frequência iguais a 127 V e 60 Hz.

Considerações sobre cada uma das condições estabelecidas.

2.5.1 Condição I

Para atender esta condição realiza-se um procedimento manual para ajustar o fluxo de água que circula na tubulação da microcentral. Considera-se que a microcentral já foi previamente verificada, que esta se encontra em condições de operação e que a carga do usuário está conectada a saída do GSMIP. Com todos os equipamentos desligados, posicionam-se os interruptores da carga do usuário para a posição ligada, totalizando uma carga do usuário igual a 375 W.

Liga-se o motor de indução acoplado a bomba elétrica, iniciando a abertura da válvula

que libera o fluxo de água através da turbina e simultaneamente realiza-se o monitoramento da tensão do gerador. Paralisa-se a abertura da válvula quando a tensão eficaz do gerador alcançar 127 V e frequência igual a 60 Hz.

A condição I também impõe que a potência de entrada do gerador é constante, assim como a velocidade de acionamento do rotor do GSMIP.

2.5.2 Condição II

A condição II foi estabelecida para garantir a segurança durante o funcionamento da microcentral para que o limite máximo de pressão, suportado pela tubulação, não fosse ultrapassado. Além disso essa condição estabelece a potência máxima de saída que o gerador poderá fornecer a sua carga.

2.5.3 Condição III

Conforme discutido no item 2.3.2.c. a tensão induzida E_i dada por (2.3) é constante se a velocidade de acionamento do rotor e o fluxo magnético também o forem. A condição I garante a velocidade de acionamento do rotor constante. Como o rotor do GSMIP é constituído por ímãs permanentes (2.3.2.a.), não é possível modificar o fluxo magnético da máquina, ou seja, ele também é constante [25].

Portanto, verificando a equação (2.4), a condição III está sujeita *apenas à variação do consumo da carga do usuário* que implica no aumento ou diminuição da corrente I_a que circula no estator e na carga do usuário.

Neste cenário a proposta para atender a condição III é garantir que a potência de saída do gerador, também, seja sempre constante e igual a sua potência de entrada menos as suas perdas, conforme expressão (2.5). Para obter esse resultado um controle de lastro será apresentado no capítulo 4 para garantir que, mesmo com a variação da carga do usuário, a potência de saída do gerador continue constante.

$$P_{eg} - P_{perdas} = P_{sg} \quad (2.5)$$

3 AVALIAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO GSMIP

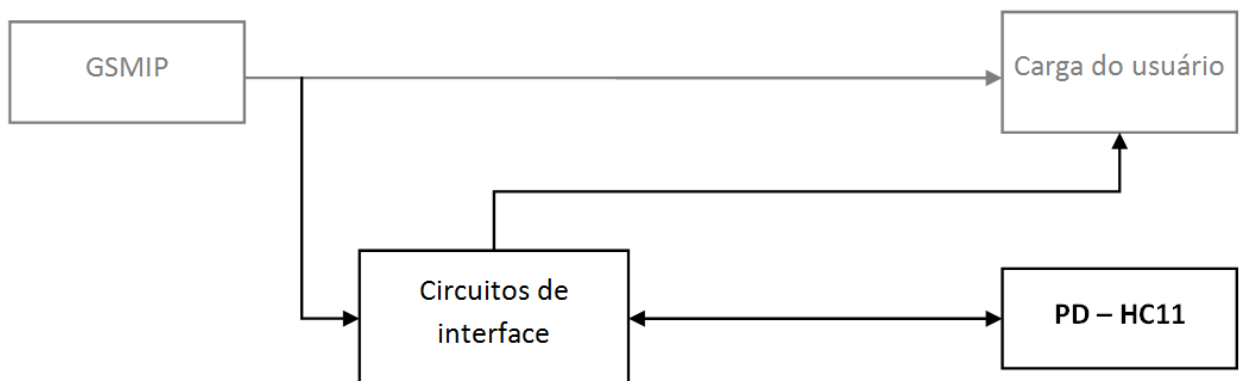
3.1 HARDWARE PARA COLETAR OS DADOS

Considerando-se que a potência de entrada do GSMIP é mantida constante, apresentam-se os circuitos e o *software* utilizados para avaliar o comportamento do GSMIP para variações de carga do usuário.

O sinal escolhido para avaliar o comportamento do GSMIP foi a frequência da tensão do gerador. Os ensaios foram realizados buscando-se obter o comportamento da frequência antes e depois da transição de carga do usuário. Realizaram-se transições de retirada e de adição na carga.

A placa de desenvolvimento PD-HC11 [27], que contém o microcontrolador M68HC11E9, foi utilizada para coletar os dados e avaliar a frequência do sinal de tensão do gerador. Esta placa está em paralelo com a carga do usuário, como se vê na Fig. 3.1, permitindo ao microcontrolador monitorar o sinal de tensão do gerador e, também, o sinal que causa a comutação da carga do usuário.

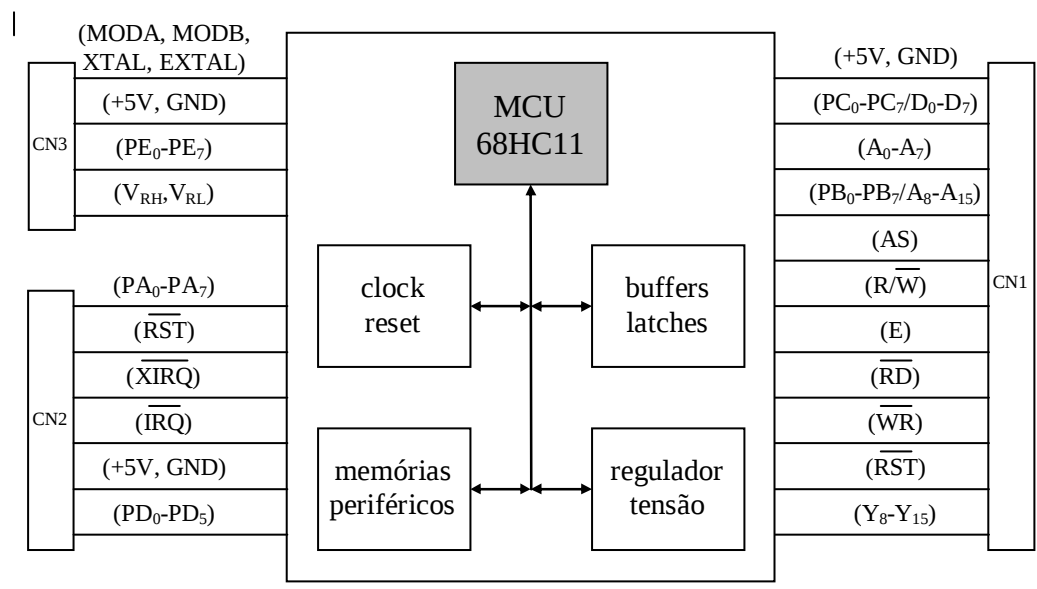
Fig. 3.1 - Diagrama em blocos para a medição de frequência.



3.1.1 Placa de desenvolvimento PD-HC11

A placa de desenvolvimento PD-HC11 foi o equipamento utilizado para coletar as amostras que são utilizadas no cálculo do valor da frequência do sinal. Ela contém o microcontrolador M68HC11E9, fabricado pela *Freescle* (Motorola), e outros circuitos, tais como: *clock*, *reset*, memórias, regulador de tensão, *buffers* e três conectores que dão acesso a todos os pinos do M68HC11E9, conforme apresenta o diagrama de blocos da Fig. 3.2 [27].

Fig. 3.2 - Diagrama de blocos da placa de desenvolvimento PD-HC11.



3.1.2 Microcontrolador

Microcontroladores são dispositivos eletrônicos que executam uma sequência de tarefas programadas pelo usuário através de instruções e dados binários. Fisicamente são formados, essencialmente, por três partes: a unidade de processamento central (CPU), a memória e os dispositivos de entrada e saída de dados [28], sendo que:

- A CPU é constituída pela unidade de controle, pela unidade lógica e aritmética e registradores da CPU;
- A memória é o local para armazenamento do programa e dos dados;

- Os dispositivos de entrada e saída de dados são constituídos pelos registros de configuração das portas e pelas interfaces de entrada e saída de dados.

A arquitetura interna do microcontrolador M68HC11E9 é baseada na arquitetura de John von Neumann.

São diversas as configurações dos microcontroladores e algumas características que os diferenciam entre si são: configuração dos módulos internos, tamanho e tipo da memória, encapsulamento, velocidade de processamento.

Os microcontroladores são fabricados também com circuitos (*built-in circuits*) que trazem funcionalidades, tais como: geração de forma de onda em formato PWM, comparador analógico, conversor analógico para digital, entre outros [29].

O microcontrolador utilizado no circuito que avalia a frequência do sinal de tensão do GSMIP foi o M68HC11E9 da fabricante *Freescall* (Motorola). Este microcontrolador opera com palavras de 8 bits. As funcionalidades que foram mais utilizadas neste trabalho, assim como as principais características do M68HC11E9, estão disponíveis na Tabela 3.1.

São diversas as aplicações onde microcontroladores de 8 bits são utilizados e alguns exemplos são apresentados: controle de motores, aplicações médicas e relacionadas ao monitoramento de saúde de um paciente, aplicações industriais, automotivas e em eletrodomésticos [30] [31].

Tabela 3.1 - Principais características do microcontrolador M68HC11E9.

Processador	M68HC11
Processamento [MHz]	Até 3
Alimentação [VDC]	3 a 5,5
RAM [bytes]	512
ROM [Kbytes]	12
EEPROM [bytes]	512
Conversor A/D	8 canais de 8 bits
Temporizador	16 bits
Função de captura (IC)	3 canais
Função de saída de comparação (OC)	4 canais
Opcional (IC ou OC)	1 canal adicional
Pinos de saída ou entrada de dados	16 pinos
Pinos de saída de dados	11 pinos
Pinos de entrada de dados	11 pinos
Portas de oito bits	A, B, C, D e E

Fonte: M68HC11E family datasheet [32]

3.2 CIRCUITOS DE INTERFACE

Conforme mencionado o dado de entrada monitorado é a frequência da tensão gerada pelo GSMIP, antes e depois da variação de carga do usuário.

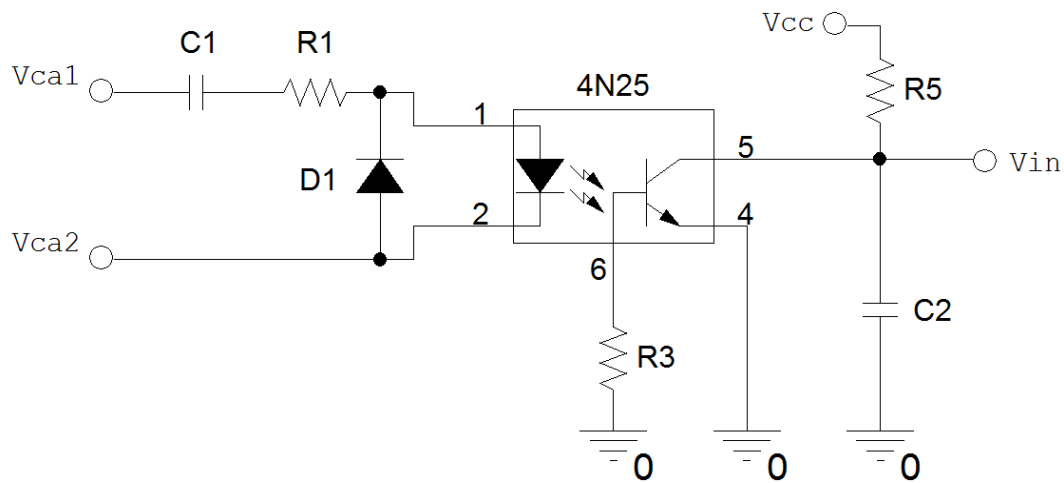
A Fig. 3.3 mostra o circuito utilizado para realizar a interface de entrada entre o estágio de potência do sinal alternado e a placa de desenvolvimento que contém o microcontrolador. Essa interface permitirá coletar os dados necessários para calcular o valor da frequência da tensão do GSMIP.

Deseja-se, também, que o microcontrolador monitore o sinal que causa a perturbação de carga do usuário. Para isso, outro circuito de interface entre o microcontrolador e o sistema de potência foi projetado. Esse circuito permite que uma das cargas do usuário seja ligada ou desligada pelo acionamento de uma botoeira cujo sinal está conectado ao microcontrolador.

3.2.1 Circuito de interface de entrada

Através do circuito de interface, cujo diagrama elétrico está apresentado na Fig. 3.3, é possível adaptar o sinal de tensão gerado pelo GSMIP em sinal de nível apropriado a ser conectado ao microcontrolador.

Fig. 3.3 - Circuito elétrico de interface de entrada: detector de passagem por zero.



Este circuito, além de realizar o condicionamento do sinal que é conectado ao microcontrolador, proporciona o isolamento entre o sistema de geração de energia e a placa de desenvolvimento que contém o HC11, garantindo a sua proteção.

Utiliza-se o circuito integrado 4N25 [33], fabricado pela *Fairchild Semiconductor*, para garantir o isolamento entre o circuito alternado e o circuito de aquisição de dados. Este componente é um opto-acoplador que contém internamente um diodo emissor de infravermelho e um foto-transistor.

A configuração apresentada na Fig. 3.3 detecta a *passagem por zero* do sinal de tensão do gerador. O resistor (R1) e o capacitor (C1) que tem valores respectivamente iguais a $510\ \Omega$ e $0,22\ \mu\text{F}$, reduzem a amplitude da tensão de entrada no opto-acoplador. Como o capacitor especificado apresenta maior impedância que a da resistência, a queda de tensão mais acentuada ocorre no capacitor, evitando uma dissipação de potência no resistor e alcançando o objetivo de reduzir a amplitude do sinal de tensão.

Quando a tensão entre o pino 2 e pino 1 do componente 4N25 é maior do que $0,7\ \text{V}$, o

diodo emissor de infravermelho estará polarizado diretamente e emitirá um sinal infravermelho que ligará o foto-transistor. Para os demais valores, o diodo estará inversamente polarizado, logo o foto-transistor estará desligado.

O pino 5 do componente 4N25 é o coletor do foto-transistor e terá dois níveis de sinal disponíveis de acordo com a Tabela 3.2. A função do capacitor C2 (200 pF) é suavizar as transições entre ($V_{cc}-VR5$) e 0 V e evitar que oscilações ou *spikes* do sinal elétrico causem interferências no dado de entrada do microcontrolador.

Tabela 3.2 - Valores disponíveis no pino 5 do componente 4N25 para o circuito da Fig. 3.3.

Diodo emissor, foto-transistor	Tensão [V] no pino 5 - 4N25
Ligado	V_{ce} (do BJT)
Desligado	$V_{cc} - VR5$

O sinal resultante, V_{in} , observado na saída do opto-acoplador 4N25 tem o aspecto apresentado na Fig. 3.4. Observa-se que este sinal está defasado de 90° do sinal de entrada V_{ca} devido a impedância resultante de C1 e R1 ser predominantemente capacitiva. O sinal V_{in} é conectado ao pino de entrada do microcontrolador através do pino 6 do conector CN2, mostrado na Fig. 3.5, da placa PD-HC11.

Fig. 3.4 - Forma de onda de: V_{in} (CH1 2,0 V/div) e V_{ca} (CH2 50,0 V/div) a (10,0 ms/div).

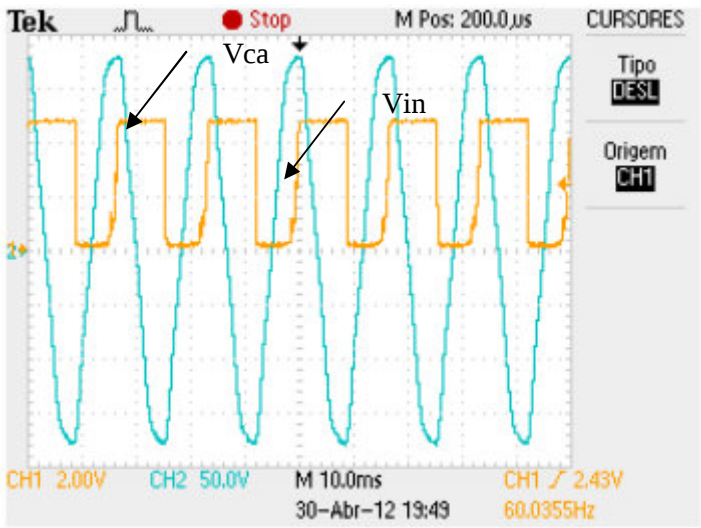
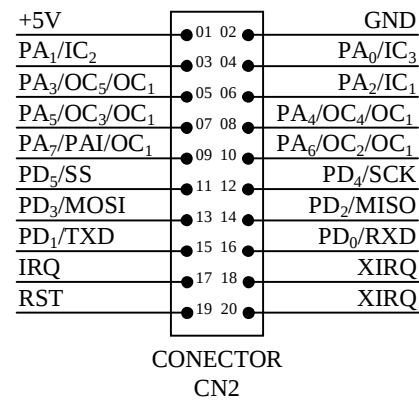


Fig. 3.5 - Conector CN2 da placa de desenvolvimento PD-HC11.



3.2.2 Circuito de comutação da carga

A partir do acionamento da botoeira (SW6), deseja-se obter dois resultados:

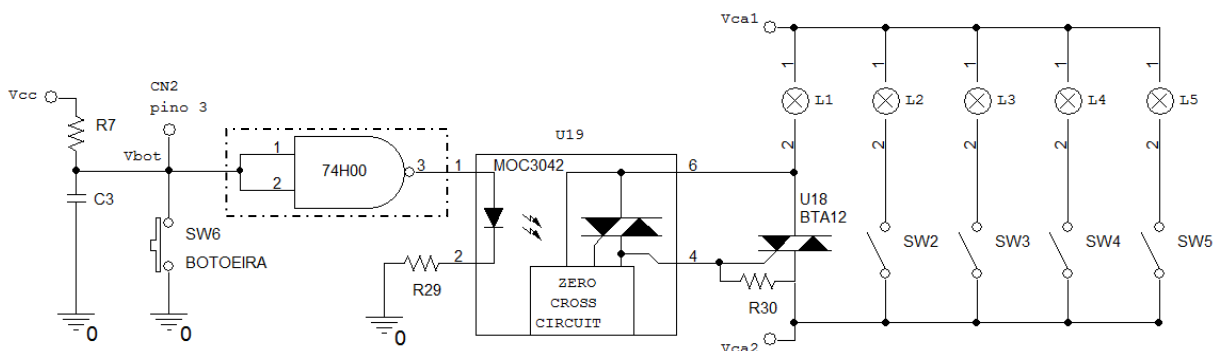
- Que o microcontrolador perceba a transição deste sinal.
- Que uma das lâmpadas do usuário ligue ou desligue, dependendo de como o circuito de acionamento estiver configurado.

A tensão Vbot, mostrada na Fig. 3.6, indica um dos terminais da botoeira. Nota-se que este ponto está conectado ao pino 3 do conector CN2 e, também, ao circuito que aciona o interruptor eletrônico - o componente BTA12, que liga ou desliga uma das lâmpadas da carga do usuário.

Configura-se o terminal PA1 (pino 3 do conector CN2) do microcontrolador HC11 como entrada. Quando o microcontrolador estiver executando o programa do usuário e perceber que o sinal Vbot sofreu uma transição negativa, ele desviará a rotina de execução para outro trecho de programa, conforme será explicado no item 3.3. Essa transição é causada pelo acionamento de SW6 (Fig. 3.6).

A configuração do circuito implementado na Fig. 3.6 liga a lâmpada L1 quando a botoeira permanecer pressionada. Esse circuito também garante o isolamento entre o estágio de potência e o circuito que contém o microcontrolador.

Fig. 3.6 - Circuito elétrico de acionamento da botoeira de comutação da carga.

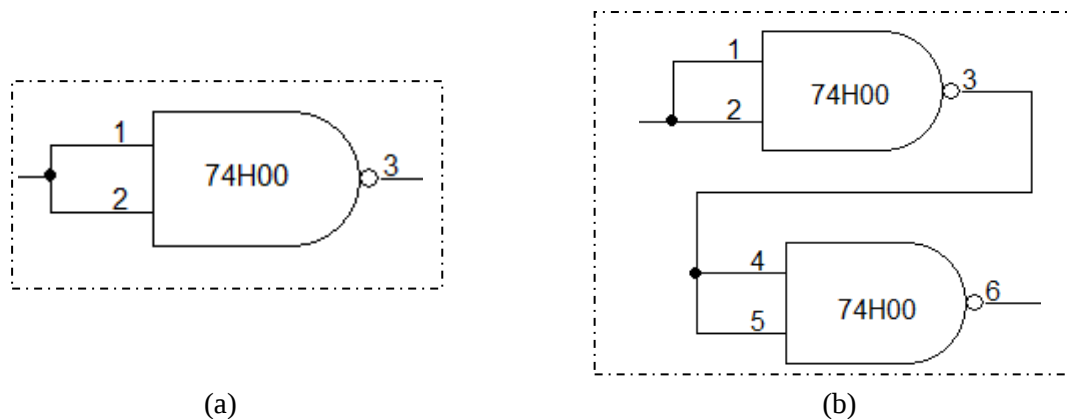


Para facilitar a configuração do circuito durante a realização dos ensaios de adição ou

retirada de carga, utilizou-se o circuito integrado 74H00 conforme apresentado na Fig. 3.7. A Fig. 3.7(a) mostra a mesma configuração apresentada na Fig. 3.6, usada para ligar a carga do usuário e a Fig. 3.7(b) apresenta a configuração do componente 74H00 para desligar a carga do usuário.

O sinal de saída do componente 74H00 permitirá (ou não) a condução do diodo emissor de infravermelho interno ao dispositivo MOC3042 [34]. O MOC3042 é um dispositivo opto-acoplador, específico para disparo de interruptores eletrônicos, cuja saída é um TRIAC [35]. O MOC3042 é capaz de realizar o disparo bidirecional, através de um TRIAC auxiliar, quando o diodo emissor de infravermelho for polarizado diretamente. Mais uma vez é o opto-acoplador que garante o isolamento entre o microcontrolador e o sistema de geração de energia.

Fig. 3.7 - Circuito para ligar ou desligar a lâmpada quando a botoeira for acionada: (a) liga a lâmpada; (b) desliga a lâmpada.



A chave eletrônica, aqui utilizada, é um semicondutor (ou interruptor) de potência: um TRIAC (o BTA12) cujo acionamento é realizado pelo TRIAC auxiliar do MOC3042 que alimenta o *gate* do BTA12. Este último permite a circulação de correntes de até 12 A entre os seus terminais e, nos casos em que não está conduzindo, ele é capaz de suportar tensões de até 800 V. Este dispositivo é adequado para chaveamento do tipo liga/desliga para sistemas de corrente alternada [35].

3.3 PROGRAMA PARA MEDIÇÃO DA FREQUÊNCIA

Através do programa gravado no microcontrolador, Apêndice A, deseja-se obter os valores da frequência do sinal de tensão do gerador antes e depois da variação da carga do usuário. Para obter esse resultado, configuram-se duas portas de entrada do microcontrolador para realizar o monitoramento de dois sinais independentes: o sinal de tensão do gerador e o sinal que causa a transição na carga do usuário através do acionamento da botoeira. Esses sinais permitirão obter as informações necessárias para realizar o cálculo da frequência do sinal.

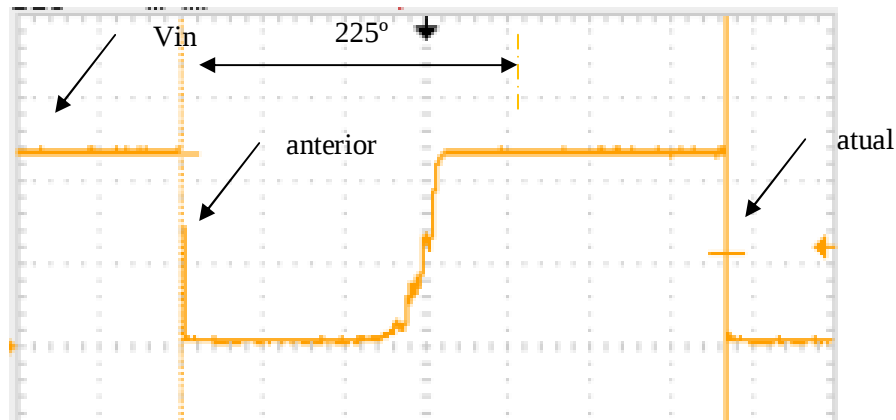
3.3.1 Captura por passagem por zero do sinal de tensão

O microcontrolador está configurado para monitorar a transição negativa do sinal conectado ao seu pino 6 do conector CN2, conforme apresentado no item 3.2. O sinal conectado a este pino corresponde a tensão do gerador após o condicionamento realizado pelo circuito de interface da Fig. 3.3. Ao detectar a transição negativa, que representa a passagem por zero do sinal de tensão do gerador, o microcontrolador lê o valor registrado em seu temporizador, armazenando-o na variável *atual*. Caso esta seja a primeira amostra lida, o programa simplesmente volta a aguardar uma próxima amostra.

Para evitar erros durante a coleta de dados causados devido a ruídos elétricos, incluiu-se uma sub-rotina que inibe a leitura das amostras durante 225 graus elétricos logo após a captura em cada ciclo.

A partir da segunda amostra o programa realiza um procedimento de memorização da amostra anterior: guarda o valor da variável *atual* na variável *anterior* e substitui, novamente, o valor da variável *atual* pelo valor lido pelo temporizador. A partir desses dois valores, que estão ilustrados na Fig. 3.8, o microcontrolador realiza uma operação de subtração entre a variável *atual* e a variável *anterior*, isto é, o cálculo do período do sinal que é guardado na variável *aux_calc*.

Fig. 3.8 - Representação dos instantes de leitura na passagem por zero do sinal e a indicação do período correspondente a 225 graus elétricos.



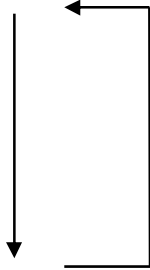
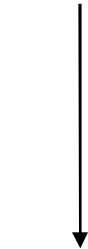
3.3.2 Armazenamento do período calculado

Enquanto o microcontrolador não detectar a transição causada pela botoeira, a qual liga/desliga uma das lâmpadas do usuário, os períodos calculados são armazenados em um trecho de memória que realiza um *looping*, equivalente a um anel de memória cíclico. O intervalo da memória reservada inicia-se na posição \$6000 e finaliza-se na posição \$6080, totalizando 128 bytes. O símbolo “\$” será utilizado para representar valores em hexadecimal.

Este trecho de memória permite o armazenamento de 64 valores, uma vez que o valor do período ocupa dois bytes da memória. Utiliza-se o registro de índice X para apontar a posição da memória onde a variável *aux_calc* deverá ser armazenada. Através de instruções de comparação é possível verificar se o registro de índice X alcançou o final da memória reservada e quando isso acontece o registro de índice X indicará que a próxima posição da memória será novamente a inicial (\$6000). E sobrescreverá novos valores nesse trecho de memória até que ocorra a variação do sinal da botoeira.

Ao perceber a transição do sinal da botoeira, o armazenamento da variável *aux_calc* é desviado para outra posição de memória, que se inicia na posição \$6080. Reservou-se 896 bytes, ou seja, 448 valores do período calculado são armazenados após a transição do sinal. A Fig. 3.9 ilustra o armazenamento de dados realizado pelo programa de medição da frequência.

Fig. 3.9 - Armazenamento dos períodos calculados.

Posição da memória	Períodos calculados	Registro de índice X	Transição da botoeira
\$6000	<i>aux_calc</i>		Não ocorreu
\$6001	<i>aux_calc</i>		
\$6002	<i>aux_calc</i>		
.	.		
.	.		Após a transição da botoeira
\$6080	<i>aux_calc</i>		
\$6081	<i>aux_calc</i>		
.	.		
.	.		
.	.		
\$6400	<i>aux_calc</i>		

3.3.3 Exportando dados para um computador

Após o cálculo de todos os valores do período do sinal, o programa do usuário realiza um procedimento capaz de exportar os dados, armazenados na memória do microcontrolador entre a posição \$6000 até a \$6400, para um computador pessoal via comunicação RS232, conforme apresentado no Apêndice C.

3.3.4 Fluxograma

O fluxograma que corresponde ao programa apresentado no Apêndice A foi detalhado na Fig. 3.10. Informações sobre a linguagem utilizada e o procedimento para preparar o arquivo para ser gravado no microcontrolador estão presentes no Apêndice B.

Fig. 3.10 - Fluxograma para o programa de cálculo da frequência do sinal de tensão gerada pelo GSMIP (continua).

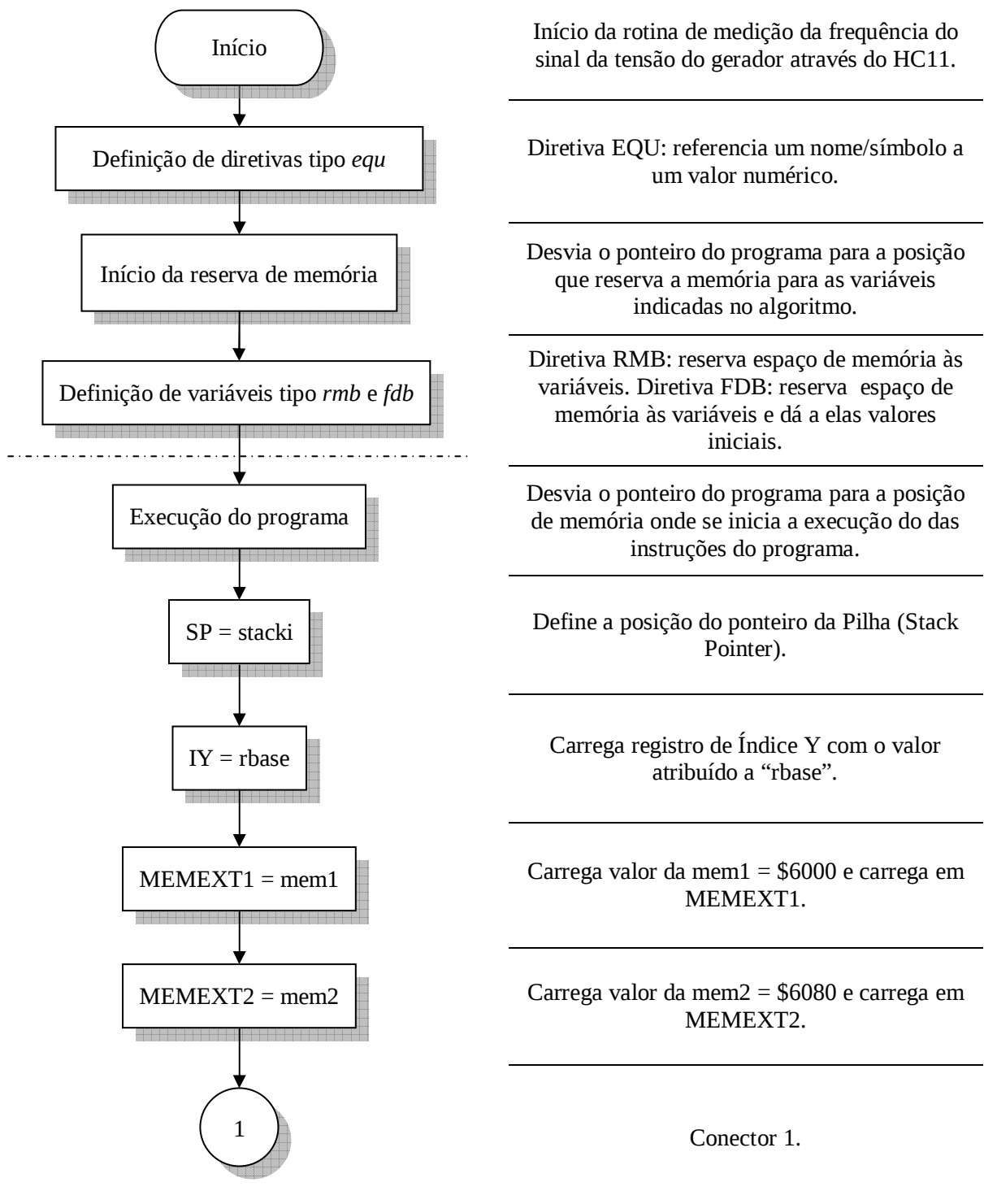
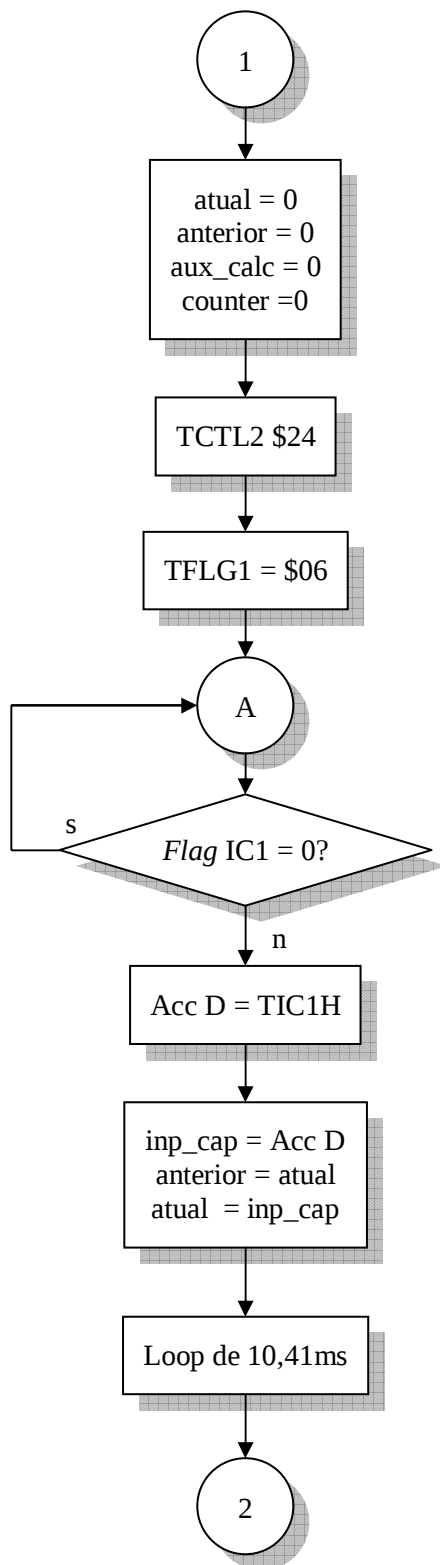


Fig. 3.10 - Fluxograma para o programa de cálculo da frequência do sinal de tensão gerada pelo GSMIP (continua)



Conector 1.

Inicializa com valor zero as variáveis atual, anterior, aux_calc, counter.

TCTL2: 2º registro de controle do temporizador, configura como entrada de captura IC1 ativa por borda de descida e IC2 ativa por borda de subida.

Procedimento para zerar o flag associado a IC1 e a IC2.

Aguarda pela captura de dados de entrada.

O programa realiza o monitoramento do flag de IC1. E apenas dá sequência à rotina quando detectar que ocorreu um evento, sinalizado pelo flag de IC1.

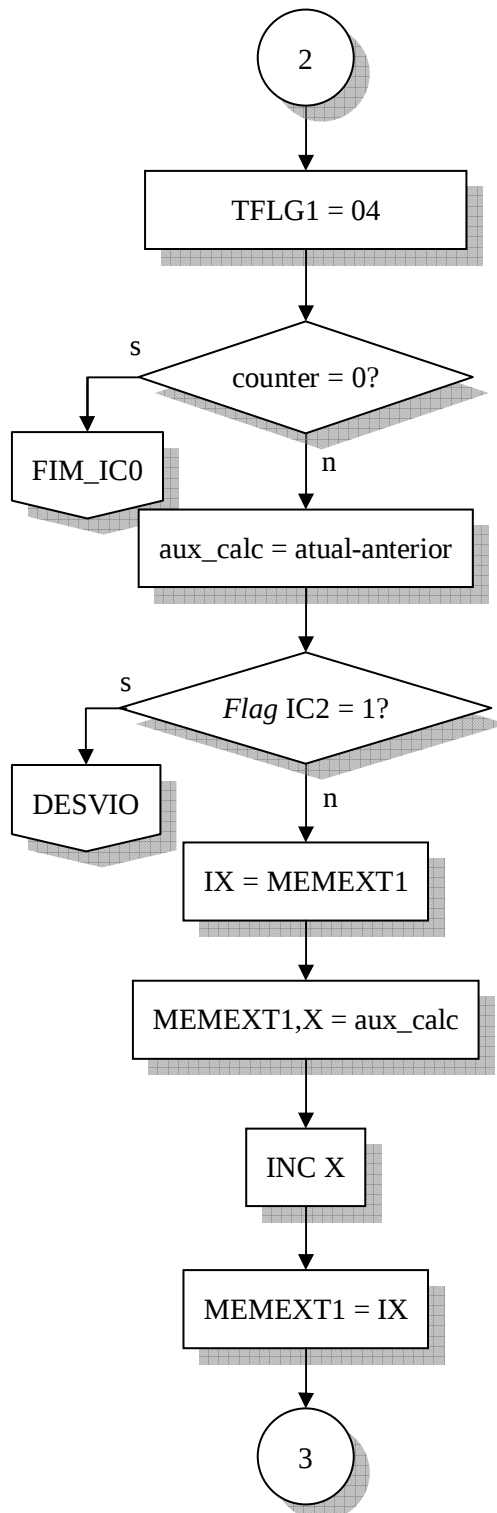
Ao perceber a transição, o valor do temporizador é guardado no acumulador D de 16 bits.

Uma sequência que memoriza os dados é realizada. O dado do acumulador D é transferido para a variável inp_cap. O dado da variável atual é transferido para a variável anterior. O dado da variável inp_cap é transferido para a variável atual.

Loop de 10,41ms (225º elétricos) para evitar ruídos durante a captura.

Conector 2.

Fig. 3.10 - Fluxograma para o programa de cálculo da frequência do sinal de tensão gerada pelo GSMIP (continua)



Conector 2

Limpeza do flag de IC1.

Avalia se esta é a primeira amostra.

Cálculo do período do sinal.

Verifica se IC2 sofreu alguma transição. Essa transição representa a botoeira que retira ou acrescenta carga ao usuário.

Carrega registro de índice X com conteúdo de MEMEXT1.

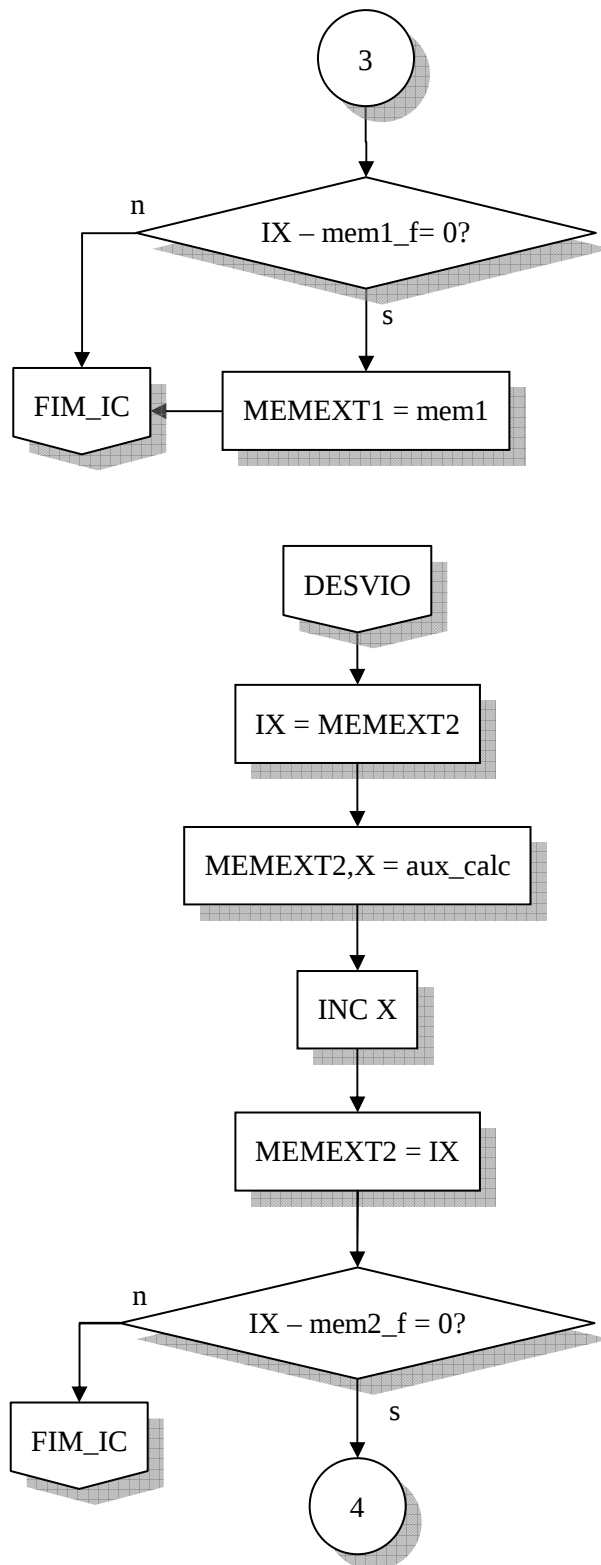
Guarda aux_calc em posição da memória indicada por MEMEXT1,X.

Incrementa registro de índice X.

Guarda registro de índice X em MEMEXT1.

Conector 3.

Fig. 3.10 - Fluxograma para o programa de cálculo da frequência do sinal de tensão gerada pelo GSMIP (continua)



Conector 3.

Avalia se as 63 amostras já foram calculadas.

Se sim, reinicia a coleta de outras 63 amostras.

O programa é direcionado para a rotina Desvio ao perceber que a botoeira foi acionada.

Carrega registro de índice X com conteúdo de MEMEXT2.

Guarda aux_calc em posição da memória indicada por MEMEXT2,X.

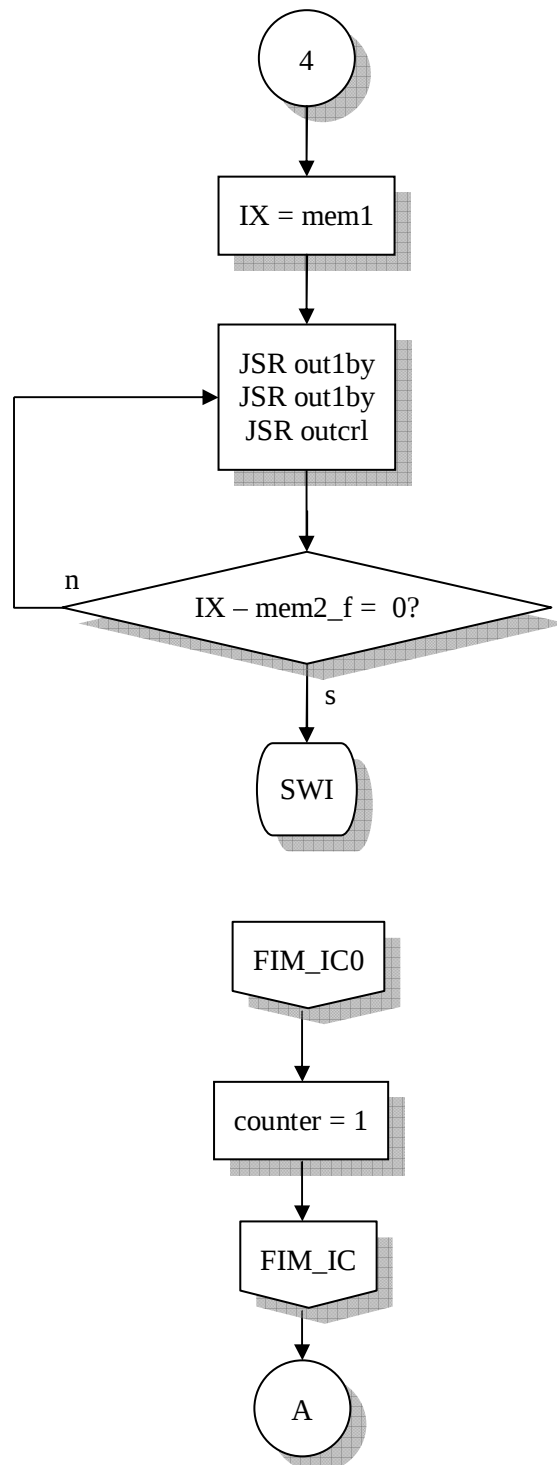
Incrementa registro de índice X.

Guarda registro de índice X em MEMEXT2.

Avalia se as 449 amostras já foram calculadas.

Conector 4.

Fig. 3.10 - Fluxograma para o programa de cálculo da frequência do sinal de tensão gerada pelo GSMIP (continua)



Conector 4.

Carrega registro de índice X com conteúdo de mem1. Início da memória onde foram gravados os períodos do sinal

Rotinas do programa de Monitoramento BUFFALO para enviar para a tela do PC os dados gravados entre a mem1 e mem2_f.

Avalia se o programa já chegou ao fim da memória reservada onde encontram-se os dados.

Ao fim da leitura dos dados da memória o programa recebe o comando para interromper o software.

Rotina quando for a aquisição da primeira amostra.

Escreve 1 na variável counter.

FIM_IC: símbolo que leva ao final da rotina.

Volta para a posição do programa que aguarda uma nova aquisição

3.4 RESULTADOS

A partir dos resultados obtidos com a coleta de dados é possível avaliar o comportamento da frequência do sinal de tensão gerada quando a carga do usuário sofrer variações. Apresentam-se os resultados de ensaios de retirada e de adição de cargas do usuário

Os dados apresentados, nos gráficos que seguem, foram exportados do microcontrolador ao final de cada aquisição, totalizando o cálculo de 512 amostras para cada ensaio (Apêndice C). Para ilustrar, na Tabela 3.3 são apresentados 14 valores, obtidos em um ensaio, em regime permanente, a 60 Hz. Os dados, em formato hexadecimal, correspondem ao valor do período calculado em ciclos de máquina. É necessário realizar uma transformação para obter esses valores na unidade de medida de frequência (Hertz).

Tabela 3.3 - Exemplo de 14 períodos calculados e importados do microcontrolador em formato hexadecimal.

Amostra	Ciclos de máquina [hexadecimal]			
1	8	1	7	7
2	8	2	0	B
3	8	1	B	1
4	8	2	6	F
5	8	2	4	8
6	8	2	4	F
7	8	2	2	0
8	8	2	C	0
9	8	2	5	0
10	8	2	A	1
11	8	1	D	C
12	8	2	2	0
13	8	1	B	B
14	8	2	0	5

Considerando que o sinal de contagem (de *clock*) do temporizador do microcontrolador está em 2 MHz é possível estabelecer a relação dada por (3.1) e obter o valor de cada amostra em Hertz (Tabela 3.4).

$$f_{am} [Hz] = \frac{f_{bus} [Hz]}{CM[decimal]} \quad (3.1)$$

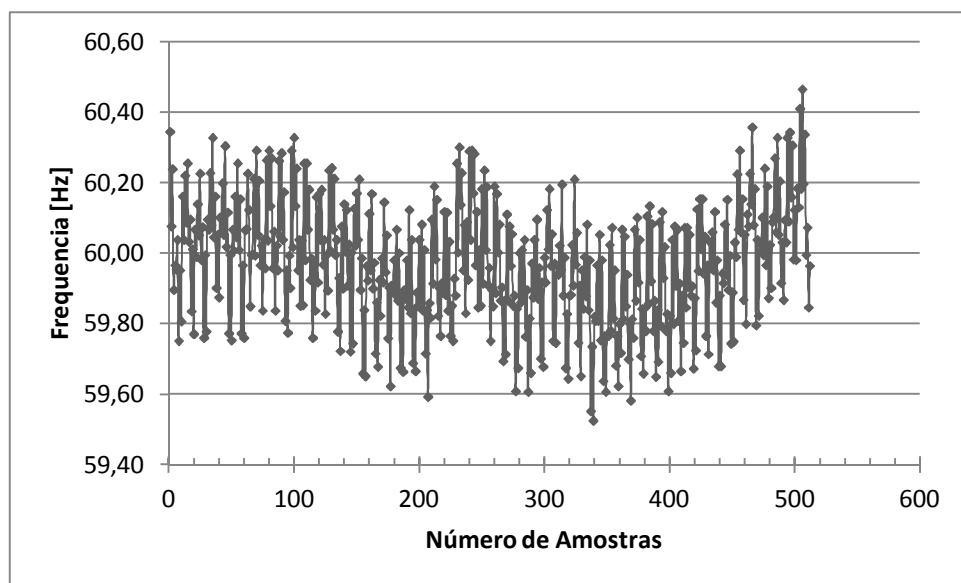
Tabela 3.4 - Exemplo de 14 valores adquiridos pelo microcontrolador e transformados em frequência (Hz).

amostra	1	2	3	4	5	6	7
fam[Hz]	60,34	60,08	60,24	59,90	59,97	59,95	60,04

amostra	8	9	10	11	12	13	14
fam[Hz]	59,75	59,95	59,81	60,16	60,04	60,22	60,09

A Fig. 3.11 apresenta o comportamento da frequência da tensão gerada pelo GSMIP, o gerador está operando a aproximadamente 60 Hz para um ensaio de cerca de 9 s sem alteração da carga do usuário.

Fig. 3.11 - Frequência do sinal de tensão do gerador em regime permanente.



Observa-se na Fig. 3.11 que a frequência, mesmo sem variação de carga, oscila em torno dos 60 Hz, demonstrando que a microcentral hidrelétrica tem uma oscilação natural intrínseca e que a potência de entrada não é, idealmente, invariável como pressuposto.

Para o conjunto de dados apresentado na Fig. 3.11 os valores variaram cerca de $\pm 0,47$ Hz com relação aos 60 Hz, considera-se que os valores mínimo e máximo de frequência foram: $f_{\min} = 59,53$ Hz e $f_{\max} = 60,46$ Hz.

3.4.1 Ensaio de retirada de carga

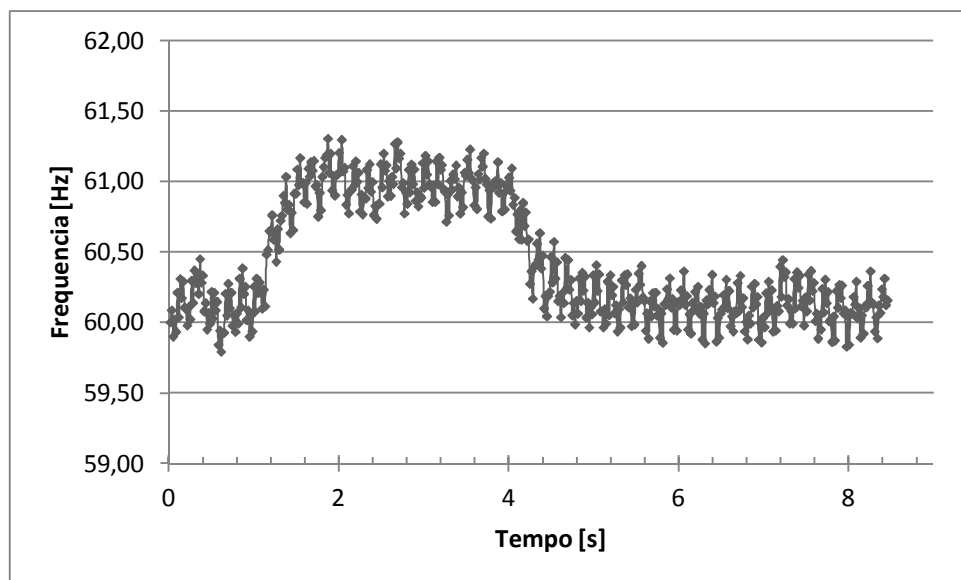
As figuras de 3.12 a 3.17 apresentam os resultados dos ensaios realizados para *retirada* de carga. A carga total do usuário foi, aproximadamente, 400 W. Para o ensaio, realizou-se o procedimento a seguir:

1. Ajustou-se o sistema a 60 Hz.
2. Após, aproximadamente, 1 s retirou-se uma carga do usuário.
3. Após, aproximadamente, 3 s recolocou-se a mesma carga.

As cargas utilizadas para os ensaios foram de 15 W, 25 W, 40 W, 60 W, 100 W e 150 W.

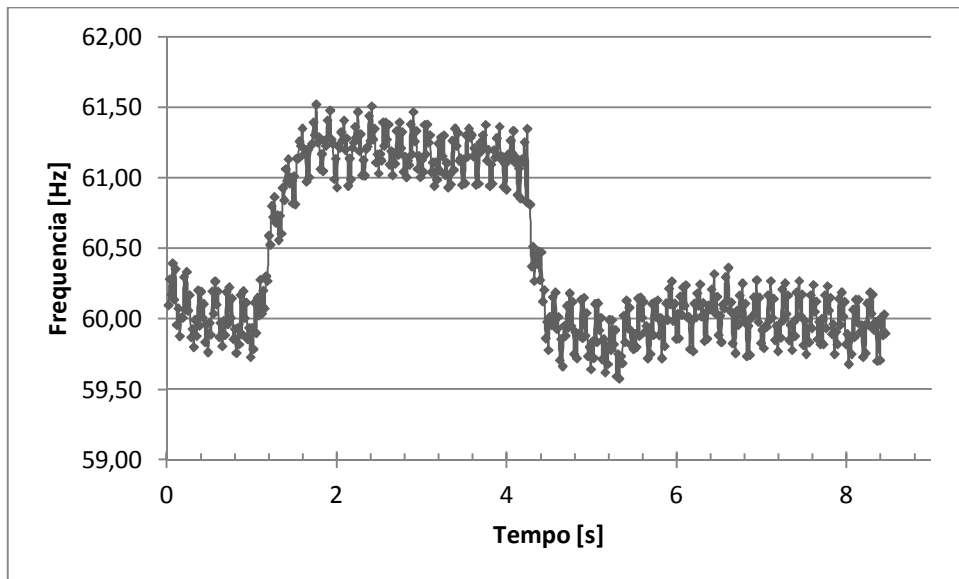
Após a retirada da carga de 15 W (Fig. 3.12) verifica-se que a frequência sofreu um aumento de 1 Hz. Visto que o sinal sem nenhuma transição oscila cerca de 0,47 Hz (Fig. 3.11) a variação de 15 W já permite avaliar a possibilidade de se aplicar um controle para ajustar o valor da frequência em 60 Hz.

Fig. 3.12 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 15 W.



A Fig. 3.13 apresenta o ensaio realizado para a retirada de 25 W. A frequência variou cerca de 1,25 Hz.

Fig. 3.13 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 25 W.



Os ensaios de retirada de, respectivamente, 40 W (Fig. 3.14) e 60 W (Fig. 3.15) resultaram em um degrau mais acentuado quando comparado às formas de onda de retirada de 15 W e 25 W. Durante o ensaio percebeu-se que o gerador aumentou sua rotação devido à redução da carga que ele alimentava.

Fig. 3.14 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 40 W.

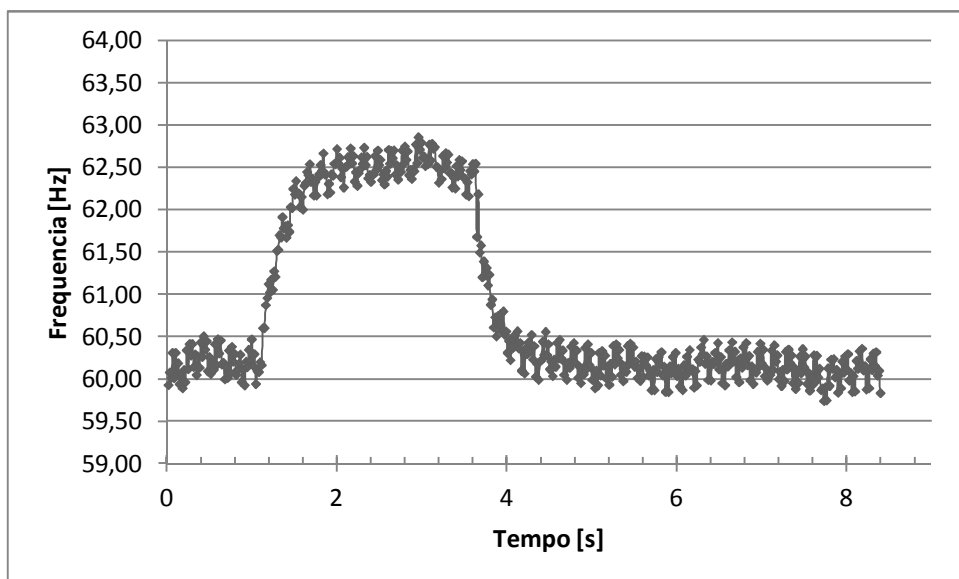
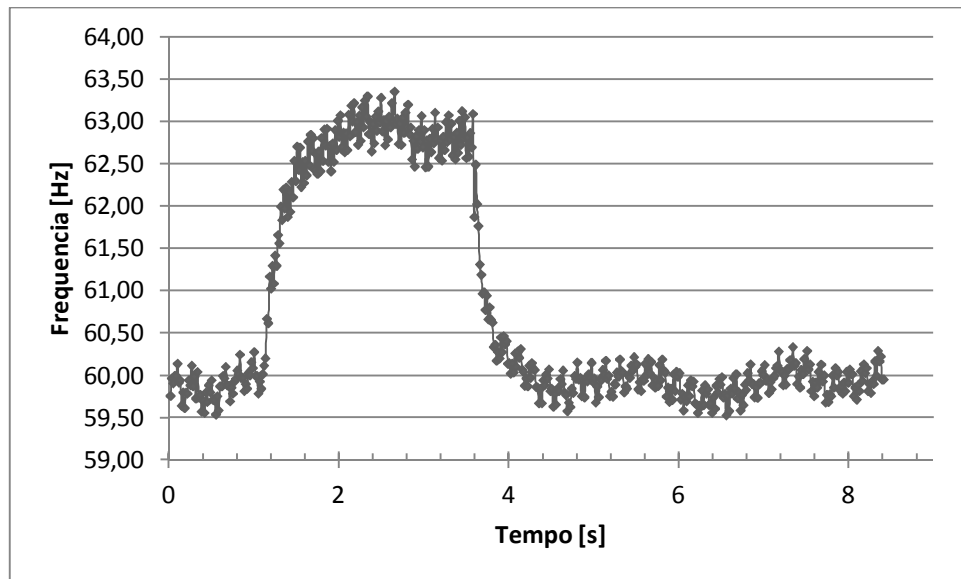
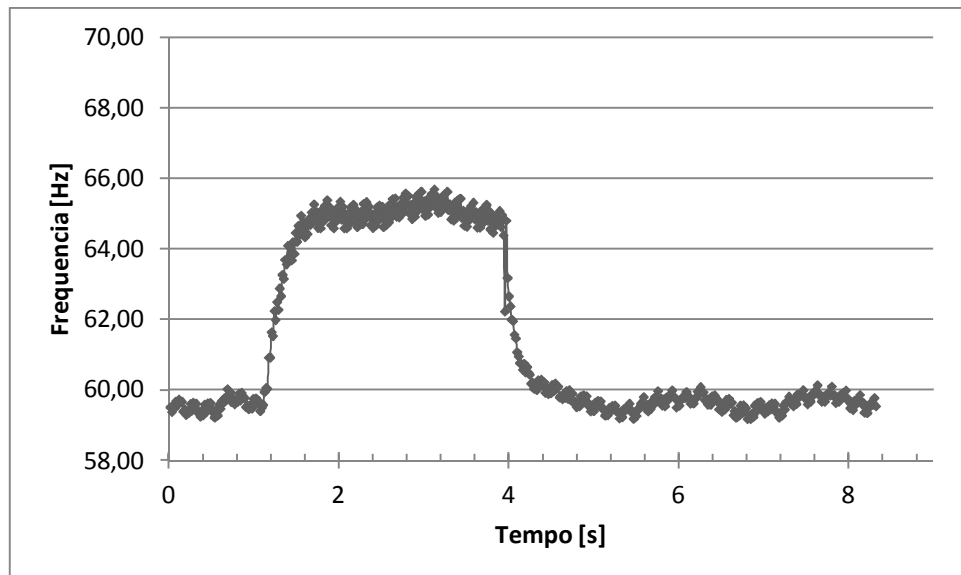


Fig. 3.15 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 60 W.



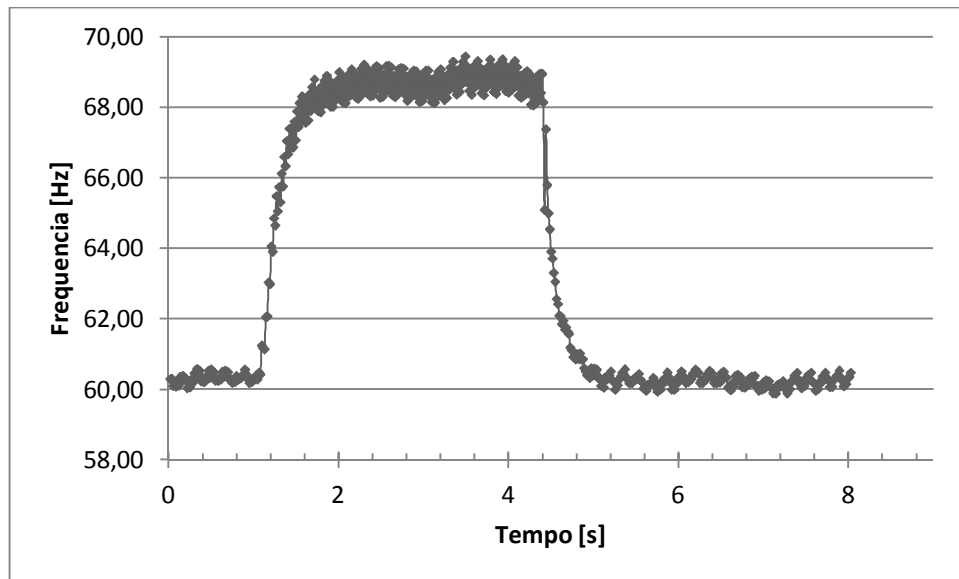
As alterações de carga da Fig. 3.16 e Fig. 3.17 representam, respectivamente, 25% e 37,5% de retirada de carga.

Fig. 3.16 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 100 W.



Observa-se em ambos os ensaios um degrau mais acentuado no valor da frequência, sendo que para a variação de 150 W a frequência quase atingiu 70 Hz.

Fig. 3.17 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para retirada da carga de 150 W.



3.4.2 Ensaio de adição de carga

Seguindo o mesmo modelo do ensaio de retirada de carga, as figuras de 3.18 a 3.23 apresentam os resultados dos ensaios *acrescentando-se* carga ao banco de cargas do usuário totalizando, aproximadamente, 400 W. Realizou-se o procedimento a seguir:

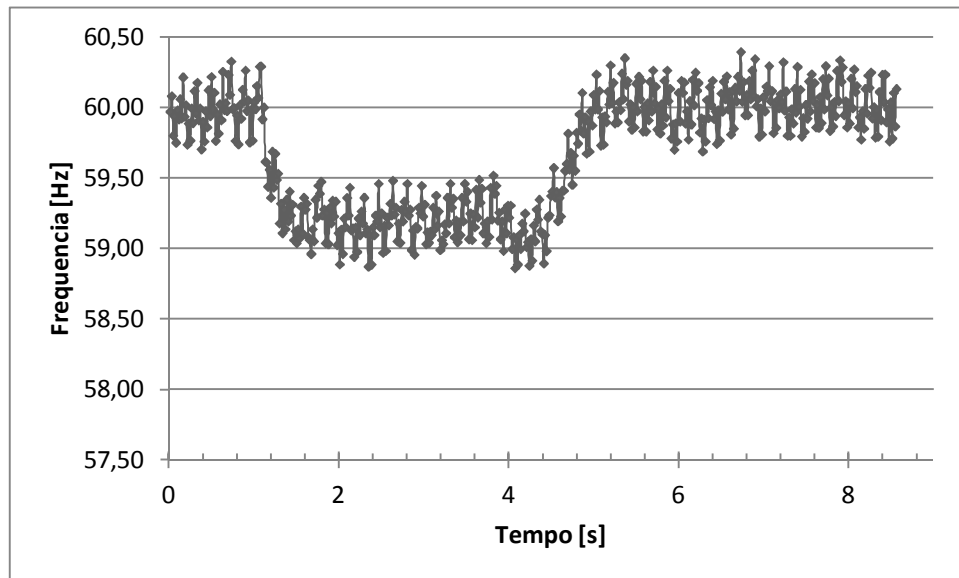
1. Ajustou-se o sistema a 60 Hz.
2. Após, aproximadamente, 1 s acrescentou-se uma carga do usuário.
3. Após, aproximadamente, 3 s retirou-se a mesma carga.

As cargas utilizadas para os ensaios foram de 15 W, 25 W, 40 W, 60 W, 100 W e 150 W.

A resposta da frequência, para os ensaios que se seguem, são equivalentes aos de retirada de carga, exceto pelo sentido de variação da frequência que apresenta o sinal contrário aos resultados anteriores, ou seja, a frequência do sinal de tensão do gerador diminui com o aumento da carga do usuário.

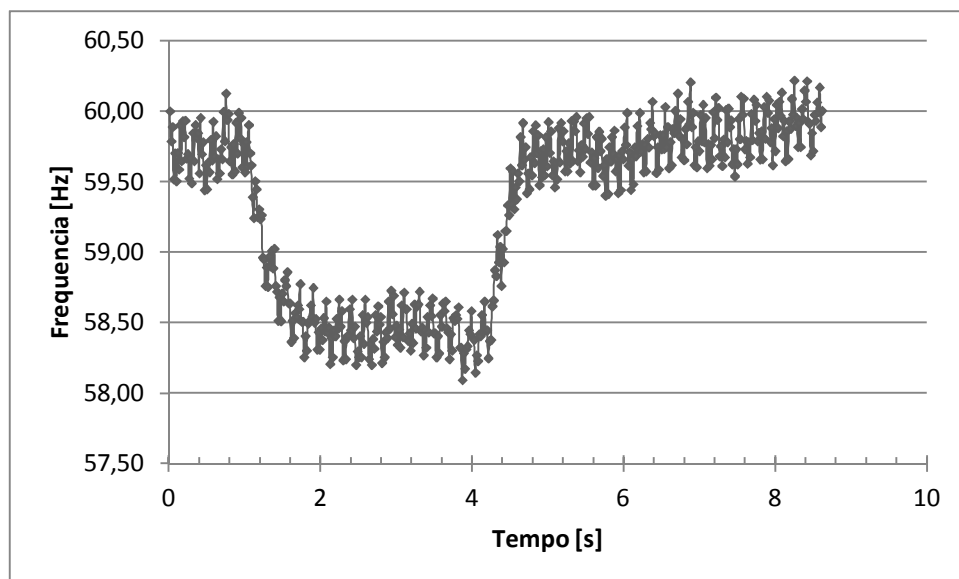
A Fig. 3.18 apresenta os dados do ensaio de adição de uma carga igual a 15 W.

Fig. 3.18 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 15 W.



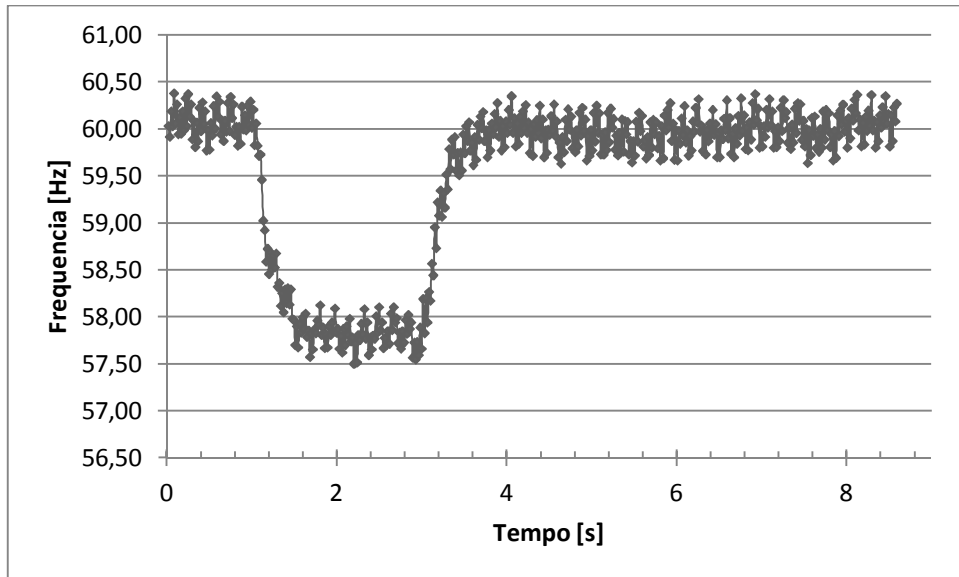
Na aquisição dos dados da Fig. 3.19, apesar do valor inicial da frequência estar um pouco abaixo de 60 Hz, após o adição da carga de 25 W, a frequência diminui um pouco mais de 1 Hz, como aconteceu com a retirada de carga de 25 W (Fig. 3.13).

Fig. 3.19 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 25 W.



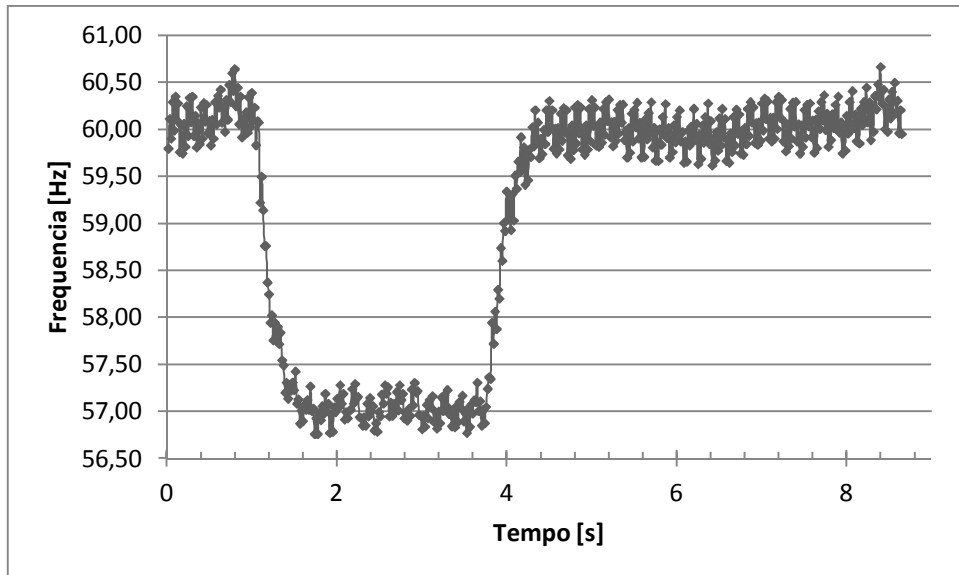
A Fig. 3.20 apresenta os dados do ensaio de adição de uma carga igual a 40 W.

Fig. 3.20 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 40 W.



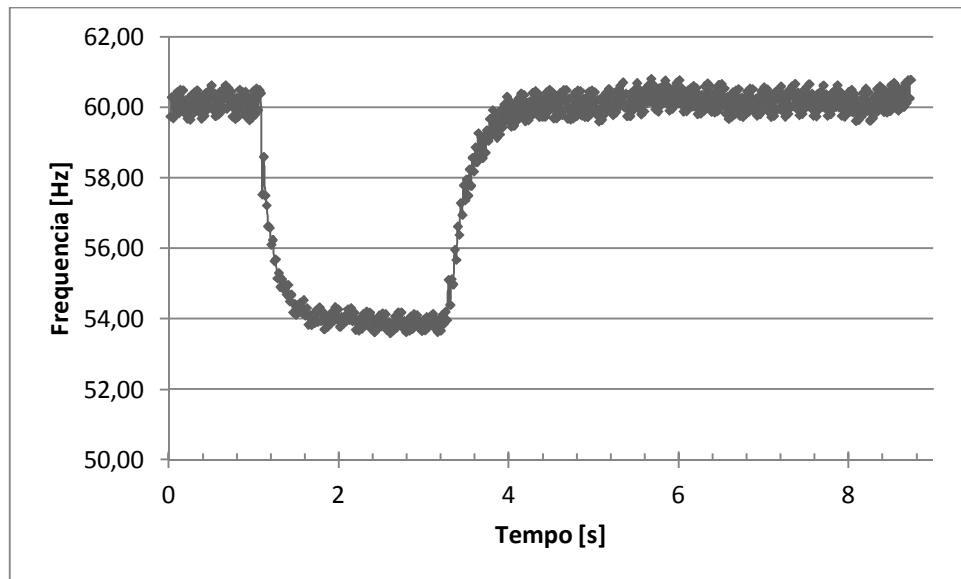
Os dados do ensaio de adição de uma carga igual a 60 W são apresentados na Fig. 3.21.

Fig. 3.21 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 60 W.



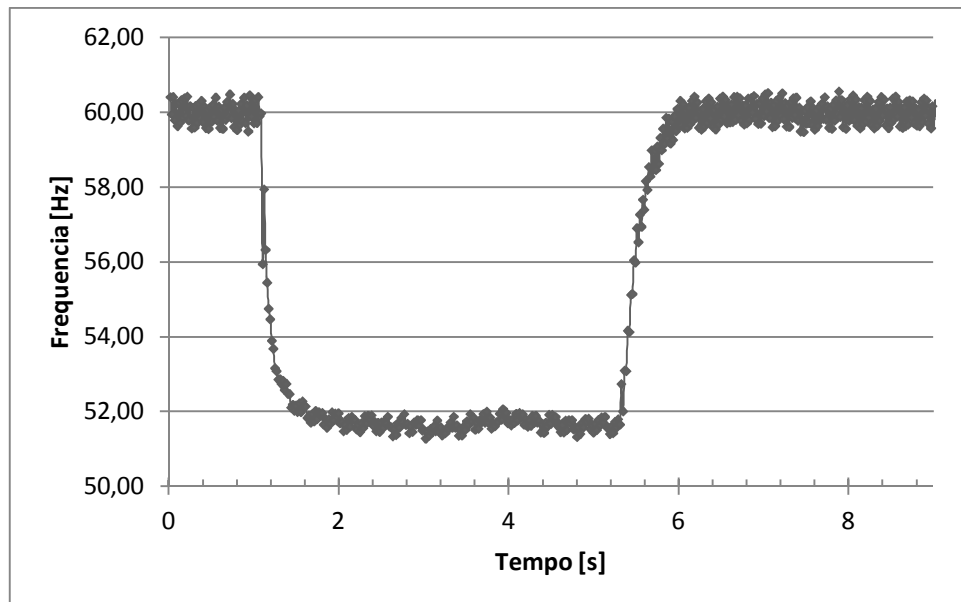
A Fig. 3.22 e a Fig. 3.23 apresentam os dados obtidos dos ensaios de adição de: uma carga igual a 100 W e outra de 150 W.

Fig. 3.22 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 100 W.



Durante o ensaio observou-se que a rotação do gerador diminuiu bruscamente devido ao aumento de carga realizado nestes dois últimos ensaios.

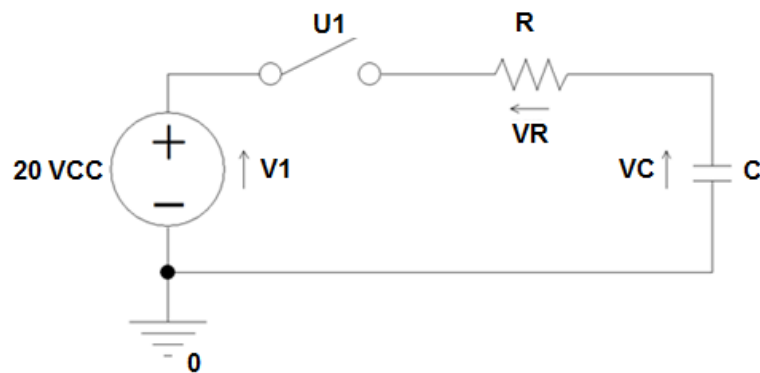
Fig. 3.23 - Frequência da tensão gerada pelo GSMIP para adição da carga de 150 W.



3.4.3 Circuito elétrico R-C

Observando as formas de onda da variação da frequência do sinal, obtidas nos ensaios de retirada/adição de carga do usuário, notou-se uma semelhança com o comportamento da tensão de carga/descarga de um capacitor em um circuito R-C. Para avaliar essa semelhança realizaram-se simulações com o circuito da Fig. 3.24.

Fig. 3.24 - Circuito elétrico R-C para simulação.



O critério utilizado para especificar os valores do resistor e do capacitor do circuito da Fig. 3.24 foi: realizar o carregamento do capacitor em cerca de 700 ms. Este valor é similar ao tempo que duravam as transições dos ensaios de retirada de carga apresentados anteriormente.

Sabe-se que o intervalo de tempo necessário para carregar 99,3% da carga do capacitor equivale a cinco constantes de tempo do circuito dado por (3.2). Especificou-se o valor da resistência igual a 133 Ω e o do capacitor igual a 100 μF , resultando em um tempo de carregamento do capacitor de 665 ms.

$$\tau = RC \quad (3.2)$$

A corrente que circula no circuito da Fig. 3.24 é dada por (3.3).

$$i(t) = I_{\max} \cdot e^{-t/\tau} = \frac{V1}{R} \cdot e^{-t/\tau} \quad (3.3)$$

Conforme a 2ª lei de Kirchhoff (Lei das tensões) e o princípio de conservação de

energia, a soma algébrica das tensões em malha fechada deve ser nula, conforme (3.4) e (3.5).

$$V1 - (V_R + V_C) = 0 \quad (3.4)$$

$$V1 = V_R + V_C = R.i(t) + V_C \quad (3.5)$$

Substituindo (3.3) em (3.5) obtém-se a tensão no capacitor, dada pela expressão (3.6).

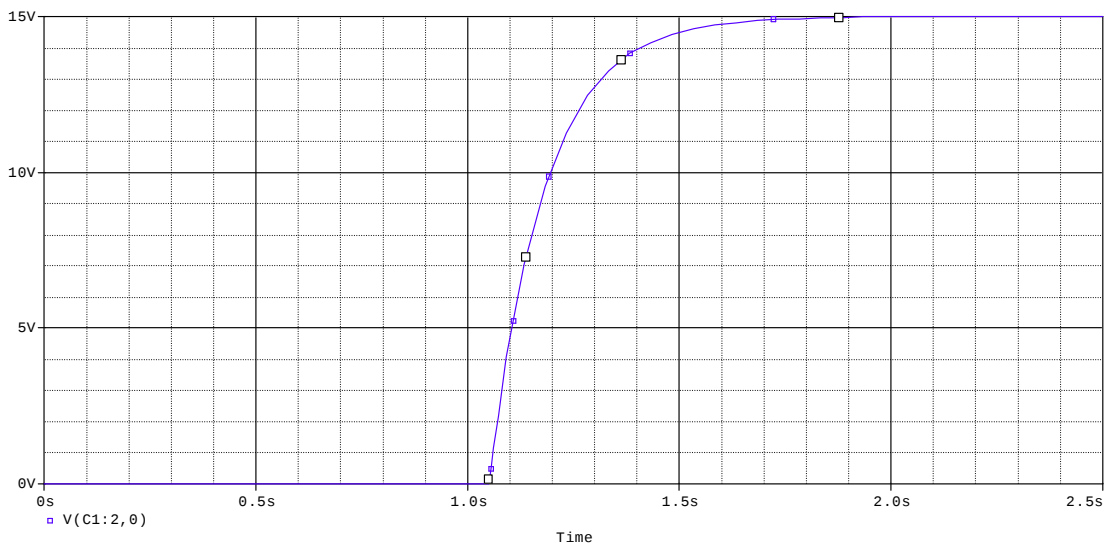
$$V_C = V1 - Ri(t) = V1 - R \cdot \left(\frac{V1}{R} \cdot e^{-t/\tau} \right)$$

$$V_C = V1 \cdot (1 - e^{-t/\tau}) \quad (3.6)$$

As formas de onda da tensão de carregamento do capacitor estão apresentadas nas figuras de 3.25 a 3.30. Fazendo uma analogia com a variação de carga, apresentada anteriormente, foram realizadas simulações alterando o valor de tensão da fonte V1 (Fig. 3.24) para valores análogos às variações de carga de 15 W, 25 W, 40 W, 60 W, 100 W e 150 W.

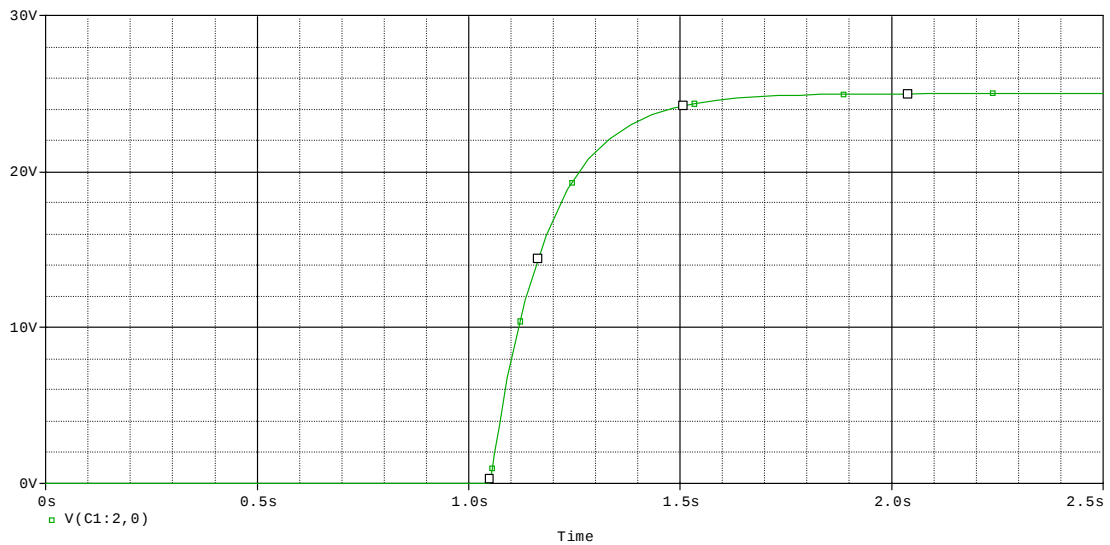
Para a fonte V1, ajustada com valor de 15 V, o gráfico resultante do carregamento da tensão do capacitor está apresentado na Fig. 3.25.

Fig. 3.25 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 15 V.



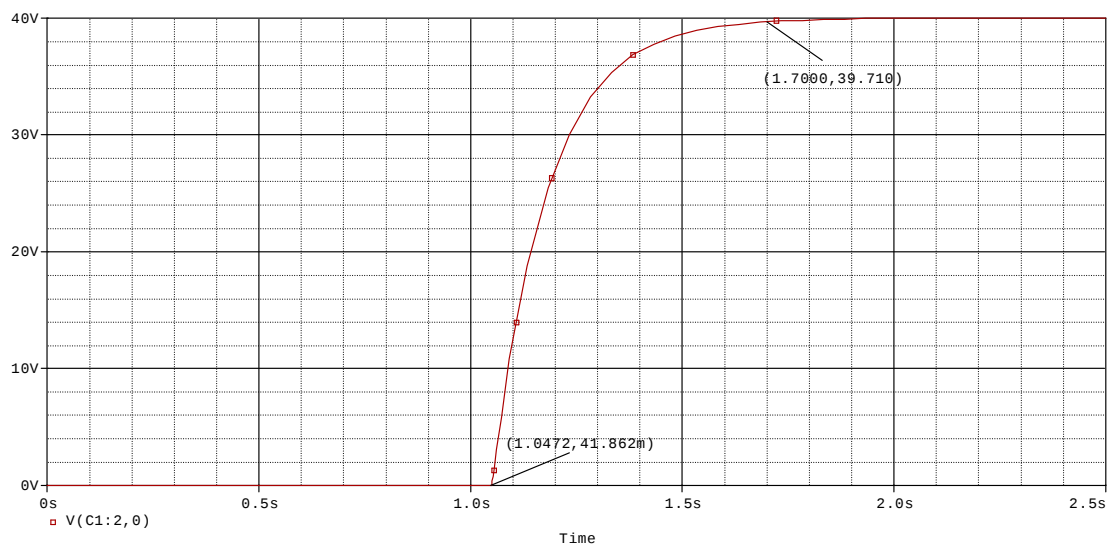
O gráfico da Fig. 3.26 apresenta o carregamento da tensão do capacitor para 25 V.

Fig. 3.26 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 25 V.



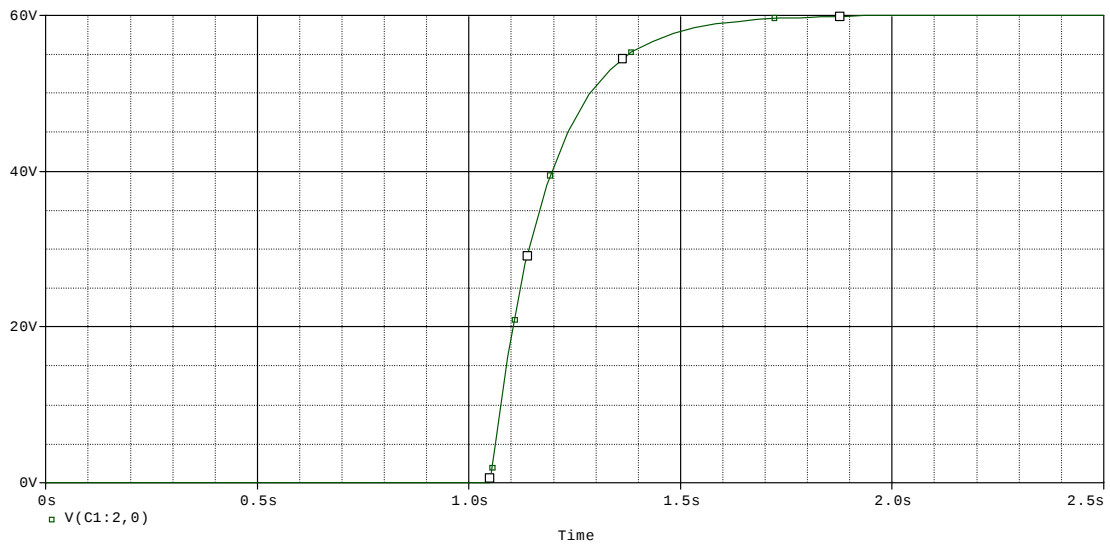
Indicaram-se na Fig. 3.27 dois pontos da forma de onda do carregamento da tensão do capacitor para V1 ajustada em 40 V. Suas coordenadas são iguais a: (1,05 s; 41.9 mV) e (1,7 s; 39.7 V) sendo a constante de tempo aproximadamente igual a 665 ms.

Fig. 3.27 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 40 V.



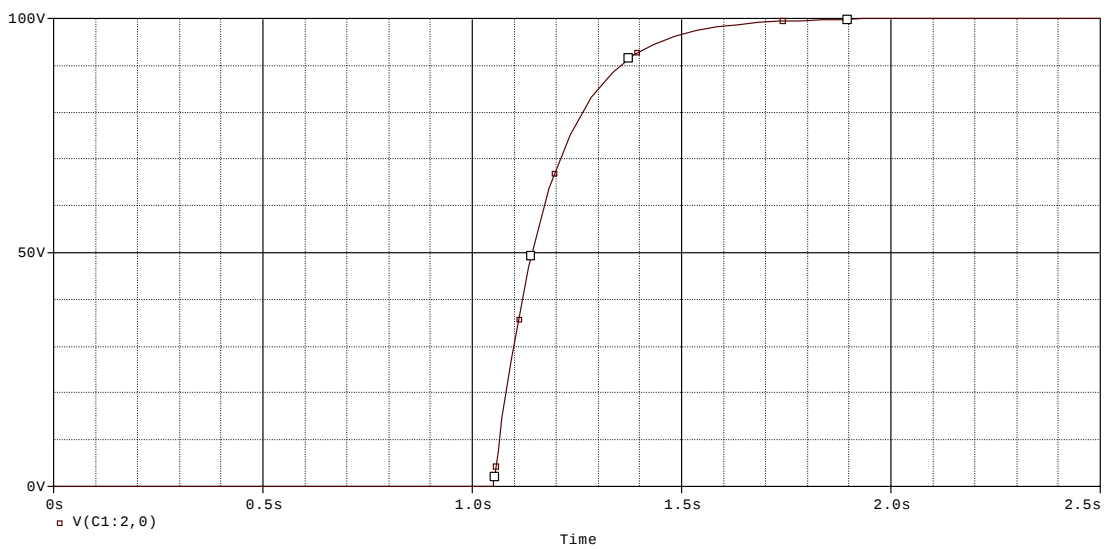
Na Fig. 3.28 ajustou-se V1 em 60 V. O comportamento da transição do sinal é igual aos anteriores, alterando-se apenas a amplitude do degrau de tensão.

Fig. 3.28 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 60 V.



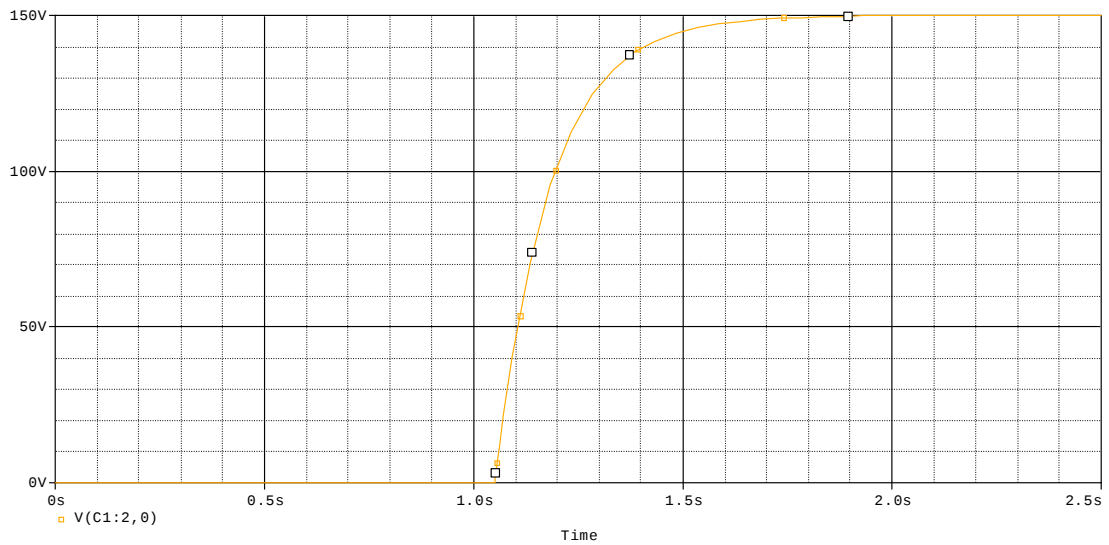
A fonte V1 está ajustada com valor de 100 V e na Fig. 3.29 observa-se a forma de onda resultante do carregamento da tensão do capacitor.

Fig. 3.29 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 100 V.



A última figura, obtida das simulações, apresenta a maior tensão para carregamento do capacitor: V1 = 150 V. O gráfico resultante está apresentado na Fig. 3.30.

Fig. 3.30 - Carregamento do capacitor alimentado por uma fonte de 150 V.

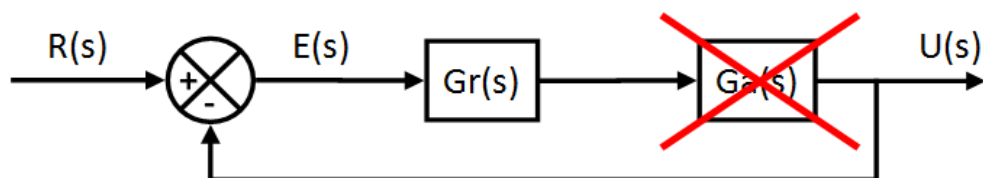


A Fig. 3.32 traz o agrupamento das formas de onda das simulações do circuito da Fig. 3.24 e das curvas obtidas a partir da coleta de dados, durante os ensaios de transição de carga. Verifica-se um comportamento muito semelhante dessas formas de onda.

3.4.1 Função de transferência

Segundo a referência [36] é possível representar a máquina elétrica síncrona por equações de ordem reduzida. Para isso, desconsidera-se a parte que representa o circuito da armadura, como apresentado no diagrama de blocos da Fig. 3.31.

Fig. 3.31 - Diagrama em blocos da função de transferência do GSMIP desconsiderando o circuito da armadura.



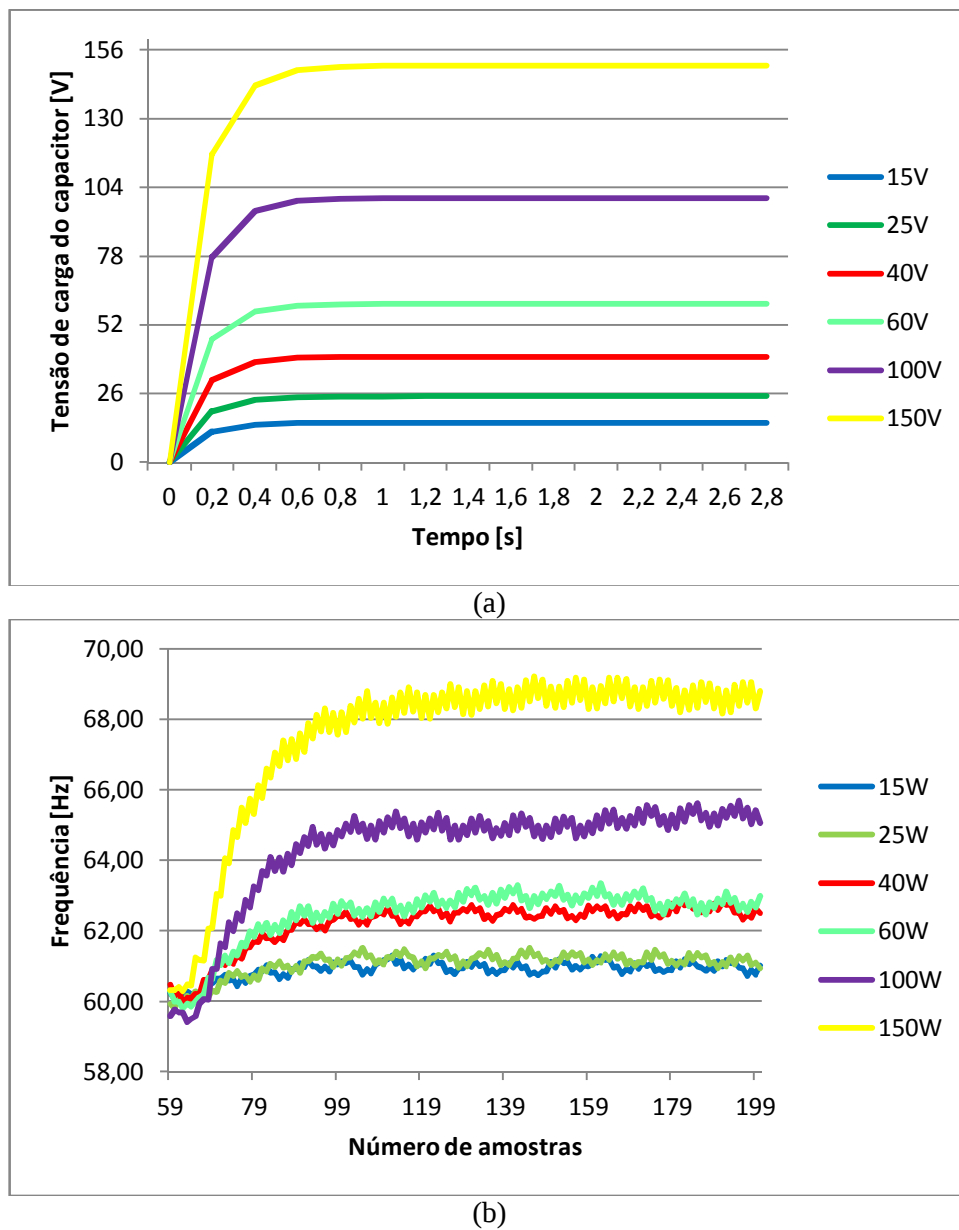
A semelhança entre comportamento do GSMIP e o circuito tipo R-C, e possibilidade de representar o gerador através de equações de ordem reduzida, levam a definição da função

de transferência do GSMIP como um sistema de 1ª ordem [37] dado por (3.7).

$$Gr(s) = \frac{K}{1 + Tg s} \quad (3.7)$$

Sendo $K = 2$ e $Tg = 0,5$ s, esses valores foram obtidos experimentalmente.

Fig. 3.32 - Agrupamento das formas de onda. (a) Dados resultantes da simulação do carregamento de tensão do capacitor. (b) Dados resultantes da coleta de dados da transição de retirada de cargas.

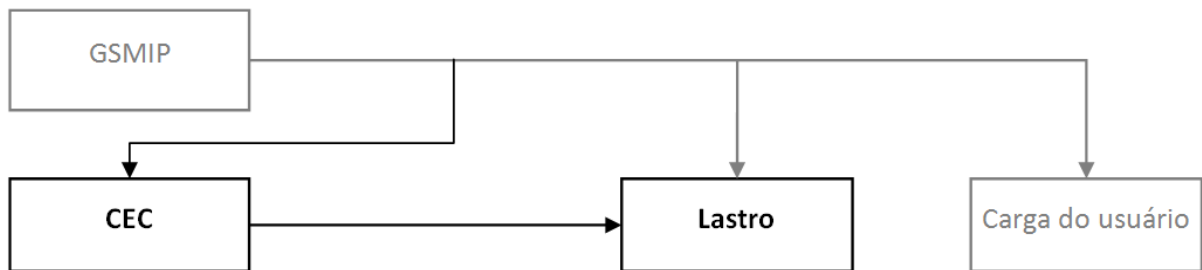


4 SISTEMA DE CONTROLE

4.1 ESTRATÉGIA DO CONTROLE

O sistema de controle apresentado na Fig. 4.1 permite que o GSMIP, operando isolado da rede elétrica, forneça à carga tensão igual a 127 V a 60 Hz. A principal função do sistema de controle é realizar o gerenciamento da carga conectada ao gerador de modo que a potência consumida pela carga, do ponto de vista do gerador, seja sempre constante [7].

Fig. 4.1 - Diagrama de blocos do sistema de geração, das cargas e do sistema de controle.



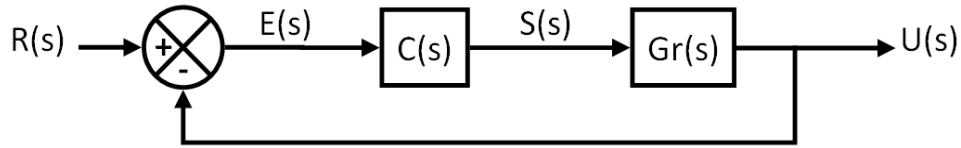
A princípio, quando o usuário diminuir o consumo de energia elétrica, o lastro será acionado disponibilizando uma carga equivalente àquela que foi retirada pelo usuário. Para os casos em que o usuário aumentar o consumo, cargas do lastro serão desligadas diminuindo o consumo e estabilizando novamente o sistema.

O sistema de controle CEC, Fig. 4.1, é realizado pelo microcontrolador MC9S08QE8. Como entrada, tem-se a frequência do sinal de tensão gerada pelo GSMIP. Como saída tem-se a combinação binária que realiza o ligamento/desligamento dos interruptores do lastro, através do circuito de disparo.

4.2 MODELAGEM DO COMPENSADOR PI

Apresenta-se aqui o modelo da planta do sistema de controle e o projeto de um compensador proporcional integral (PI), conforme ilustrado no diagrama de blocos, Fig. 4.2.

Fig. 4.2 - Diagrama de blocos da planta $Gr(s)$ com o compensador $C(s)$.



A função de transferência do gerador, $Gr(s)$, foi definida previamente em (3.7) e está apresentada abaixo:

$$Gr(s) = \frac{2}{1 + 0,5s}$$

A opção pelo uso de um compensador PI, (4.1), se deu pelo fato de ser amplamente utilizado em aplicações industriais, ter comportamento dinâmico apropriado e ser capaz de reduzir erros em regime permanente, como será mostrado em 4.2.2.

$$C(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (4.1)$$

4.2.1 Especificação do compensador

A especificação de um compensador pode ser realizada através de requisitos de projeto relacionados à resposta transitória, à resposta em frequência ou à correlação entre as anteriores. Parâmetros tais como: máxima ultrapassagem, tempo de acomodação, margem de fase, frequência de cruzamento de ganho são especificados pelo projetista. A escolha desses parâmetros é que definirá o comportamento dinâmico do sistema após compensação.

A inclusão do compensador (4.1) no sistema, acrescenta mais um polo à função de transferência planta-compensador, tornando esta função um sistema de 2ª ordem, o qual será avaliado de acordo com o comportamento de um sistema padrão de 2ª ordem, visto em (4.2).

$$G(s) = \frac{w_n^2}{s(s + 2\xi w_n)} \quad (4.2)$$

De acordo com [38] uma estimativa inicial e apropriada para projetar sistemas de

controle é especificar a margem de fase entre 30° e 60°, garantindo o desempenho satisfatório do sistema compensado. Com isso, adotou-se a margem de fase igual a 60°.

Como regra básica, o valor do coeficiente de amortecimento é calculado como sendo 1% do valor da margem de fase, logo $\xi = 0,6$. Isto garante que a resposta do sistema tenha características próximas de um sistema sub-amortecido - resposta transitória suficientemente rápida e amortecida. O valor da máxima ultrapassagem é calculado em função do coeficiente de amortecimento e está equacionado em (4.3).

$$M_p = e^{\frac{-\pi \xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} = 0,094 \approx 9,5\% \quad (4.3)$$

O tempo de acomodação desejado é de 0,15 s. Durante esse tempo o sinal de saída deverá alcançar a faixa de $\pm 5\%$ do valor em regime permanente.

4.2.2 Análise do erro em regime permanente

Para os sistemas estáveis, o erro em regime permanente para uma excitação é obtido através do teorema do valor final. Para isto, é preciso determinar o tipo do sistema - que é dado pelo número de polos na origem que o sistema possui [38] - e o sinal de excitação que está sendo a ele aplicado.

Para o projeto do regulador PI, especificou-se o erro em regime permanente igual a 0,25%, considerando-se uma entrada rampa. Com a aplicação do teorema do valor final e considerando que o sistema planta-compensador é do tipo 1, obtém-se o valor da constante K_i do compensador dado pelas equações (4.4) a (4.6).

Considerando [38],

$$K_v = \frac{1}{e_{ss}} = \frac{1}{\frac{0,25}{100}} = 400 \quad (4.4)$$

e

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s C(s) G_r(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{K_p s + K_i}{s} \frac{2}{1 + 0,5s} = 2K_i \quad (4.5)$$

O valor de K_i é, finalmente, obtido substituindo-se (4.4) em (4.5):

$$K_v = 2K_i \rightarrow K_i = \frac{K_v}{2} = 200 \quad (4.6)$$

4.2.3 Cálculo do ganho proporcional - K_p

O ganho proporcional é calculado segundo a equação (4.7). Para isso faz-se necessário determinar três variáveis: frequência w_1 , o ângulo do compensador (θ_c) e o módulo da planta na frequência w_1 .

$$K_p = \frac{\cos \theta_c}{|G_p H(jw_1)|} \quad (4.7)$$

A frequência w_1 é tida como uma cota superior à estimativa da frequência de cruzamento de ganho que o sistema deve possuir para atender aos requisitos de projeto.

Para a determinação do valor de w_1 é preciso encontrar-se a frequência de cruzamento de ganho do sistema compensado. Isso é realizado a partir da relação aproximada (4.8) aplicada à (4.9), que calcula o tempo de acomodação.

$$w_n = w_{cg} \quad (4.8)$$

$$t_a = \frac{3}{\xi w_n} \quad (4.9)$$

De (4.9), calcula-se $w_n = w_{cg} = 33,33$ rad/s, sendo w_1 um valor de frequência escolhido acima da frequência de cruzamento de ganho igual a $w_1 = 39$ rad/s. A partir da determinação de w_1 , calcula-se o módulo e o ângulo de $G_r(jw_1)$, resultando em $|G_r(j39)| = 0,1024$ e $\theta_r = -88^\circ$. O ângulo do compensador para w_1 pode ser determinado segundo (4.10):

$$\theta_c = -180^\circ + P_m - \theta_p = -180 + 60 + 88 = -132^\circ \quad (4.10)$$

Retomando a equação (4.7) e substituindo-se os valores calculados, tem-se:

$$K_p = \frac{\cos(-32)}{0,1024} = 8,3 \quad (4.11)$$

Portanto, a função de transferência do compensador PI pode ser definida conforme (4.12).

$$C(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} = \frac{8,3s + 200}{s} \quad (4.12)$$

4.2.4 Modelo digital de $G_c(s)$ - $G_c(z)$

Realiza-se a transformação da função de transferência do compensador para o modelo digital através da transformação bilinear [38]. Este método substitui o inverso da variável complexa (s) em $C(s)$, como mostrado em (4.13).

$$\frac{1}{s} \approx \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1} \quad (4.13)$$

Substituindo-se (4.13) em (4.12), vem

$$C(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} = K_p + \frac{K_i}{s} = 8,3 + \frac{200}{s}$$

$$C(z) = 8,3 + \frac{200}{s} \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1}$$

$$C(z) = \frac{(8,3 + 100T)z + (100T - 8,3)}{z-1}$$

Considerando-se $T = 1/60$ s, tem-se:

$$= \frac{(8,3 + 100/60)z + (100/60 - 8,3)}{z-1}$$

$$C(z) = \frac{10z - 6,66}{z-1} = \frac{S(z)}{E(z)} \quad (4.14)$$

A função de transferência do compensador, $G_c(z)$, apresentada na equação (4.14) tem pouco valor prático e serve apenas para propósitos de simulações computacionais. Ao se fazer uma implementação real, através de um sistema microprocessado, é necessária a obtenção de uma equação de diferenças que contabilize a mesma ação de $G_c(z)$.

Tomando-se (4.14), tem-se:

$$\frac{S(z)}{E(z)} = \frac{10z - 6,66}{z - 1} \frac{z^{-1}}{z^{-1}} = \frac{10 - 6,66 z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

$$S(z)(1 - z^{-1}) = (10 - 6,66 z^{-1})E(z)$$

Anti-transformando a equação anterior e através do Teorema da Translação Real, vem:

$$s(k) - s(k - 1) = 10 e(k) - 6,66 e(k - 1)$$

$$s(k) = s(k - 1) + 10 e(k) - 6,66 e(k - 1) \quad (4.15)$$

4.3 CONTROLADOR ELETRÔNICO DE CARGA

O CEC é o equipamento que realizará o gerenciamento da carga conectada ao gerador. Ele mantém constante a carga percebida pelo GSMIP.

Assim como no capítulo 3 um microcontrolador é utilizado no projeto do CEC. O desenvolvimento tanto do *hardware* como do *software* será apresentado nesta seção. Para atender as necessidades do CEC o microcontrolador deve ser capaz de:

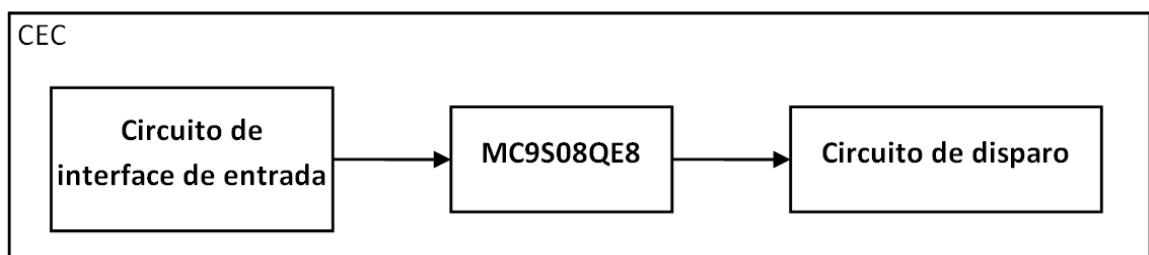
- Coletar a frequência do sinal de tensão do GSMIP
- Aplicar a equação de controle
- Acionar o circuito de disparo do lastro

Especificou-se o microcontrolador MC9S08QE8, da família HCS08, fabricado pela *Freescall* (Motorola) para atender estes requisitos. Microcontroladores da família HCS08 operam com palavras de 8 bits. Suas principais características são apresentadas na Tabela 4.1 [39].

Tabela 4.1 - Principais características do microcontrolador MC9S08QE8.

Processador	HCS08
Velocidade de processamento da CPU [MHz]	Até 40
Velocidade de processamento do barramento [MHz]	Até 20
Alimentação [VCC]	1,8 a 3,6
ICS [MHz]	1 a 10
FLASH [bytes]	8192
RAM [bytes]	512
Quantidade de pinos	16
Conversor A/D	10 canais de 12 bits de resolução
2 Temporizadores	16 bits cada
IC	Até 4 canais
OC	Até 4 canais
Pinos I/O bidirecionais	12 pinos
Encapsulamento	PDIP – 16 pinos

A Fig. 4.3 ilustra o diagrama de blocos das interfaces de entrada e saída conectadas ao microcontrolador. Cada um desses blocos será discutido nos próximos parágrafos.

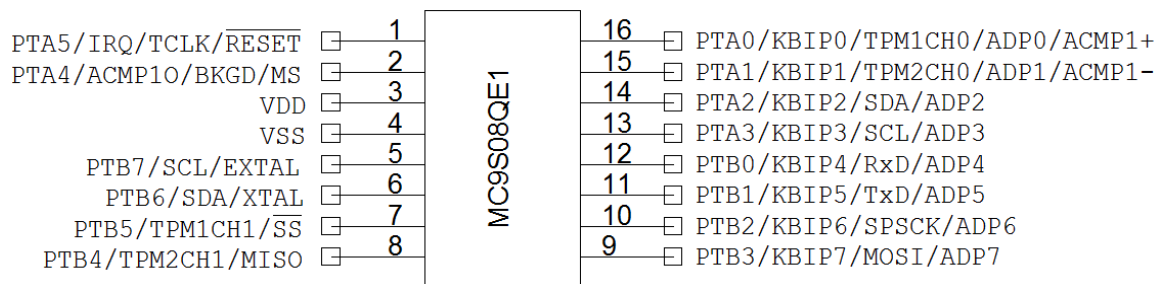
Fig. 4.3 - Diagrama de blocos representando as interfaces de entrada e saída conectadas ao microcontrolador.

A Fig. 4.4 apresenta como estão organizados os pinos do microcontrolador MC9S08QE8 [39].

4.3.1 Programa principal

A Fig. 4.5 mostra o fluxograma de todas as etapas do programa que será gravado no microcontrolador MC9S08QE8 para a realização do controle. O programa principal gerencia as sub-rotinas e as rotinas de interrupção. Antes do início da execução do programa, realiza-se a reserva de memória para algumas variáveis e a associação de valores numéricos a nomes/símbolos.

Fig. 4.4 - Pinagem do microcontrolador MC9S08QE8.



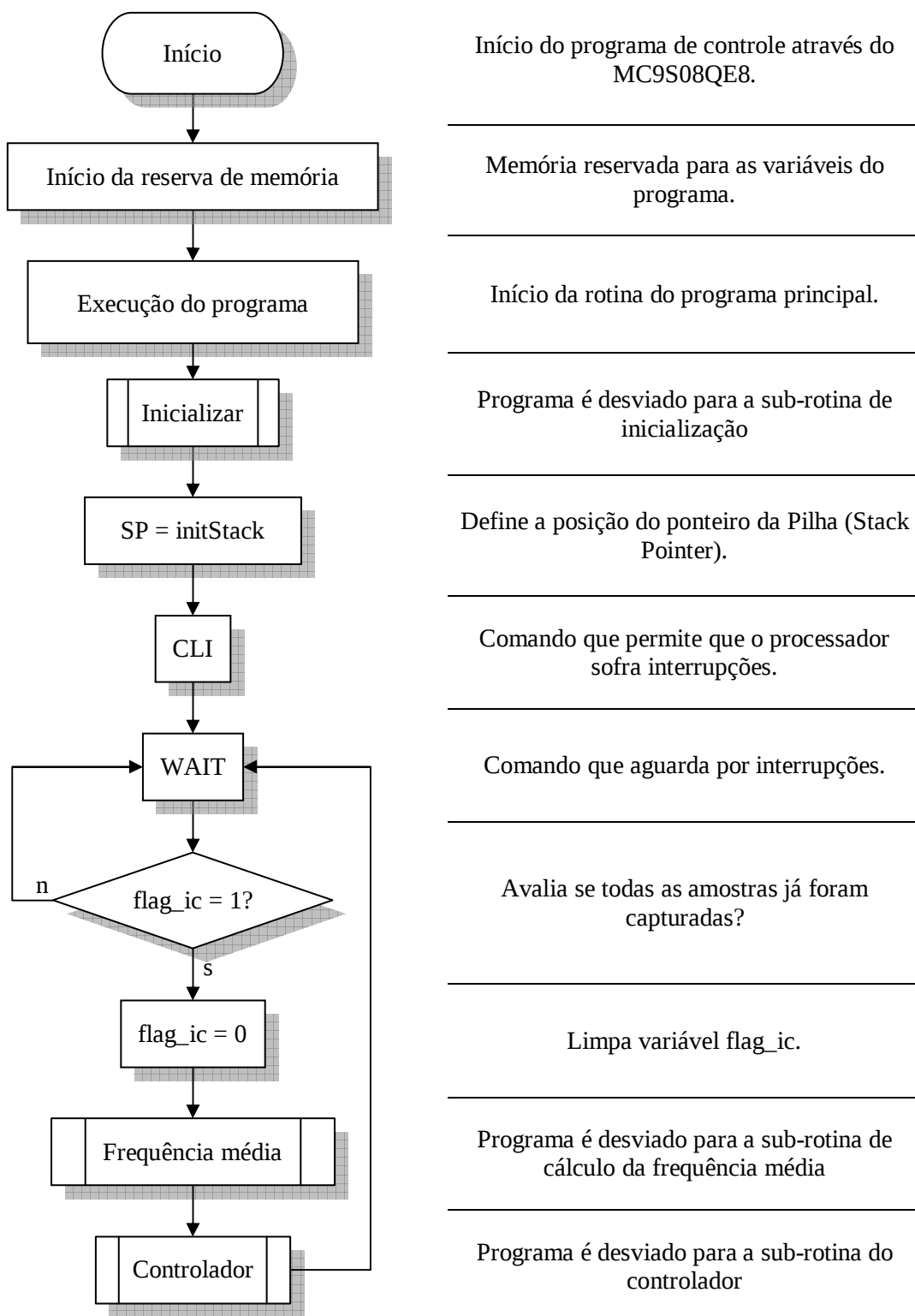
A sub-rotina *inicializar* é a primeira sub-rotina que aparece no fluxograma (Fig. 4.5). Nela são definidas as variáveis utilizadas para registro de dados, configuram-se os registros de captura de dados, saída de dados e, também, os temporizadores. Além disso, ela inicializa todas as variáveis com o valor zero. Essa etapa é muito importante para garantir o funcionamento sincronizado entre os eventos que são monitorados e o acionamento dos interruptores.

Após a fase de inicialização, o programa aguarda apenas pela interrupção. Uma interrupção é o meio que os dispositivos de entrada e saída do microcontrolador têm para sinalizar a CPU o acontecimento de algum evento aguardado [28]. A interrupção pode ser causada por *hardware*, por exemplo, devido a uma entrada de captura, ou por *software* quando acontece o *overflow* do temporizador. Ao sofrer a interrupção o programa é desviado para a rotina de interrupção que lhe acionou e após completá-la retorna ao mesmo ponto do qual foi desviado dando prosseguimento ao programa.

Ao retornar da rotina de interrupção, aguardada pelo comando *wait for interrupt* (WAI), realiza-se a verificação da variável *flag_ic*, avaliando se esta sofreu alteração de seu valor inicial, o qual é 0. Esta variável quando igual a 1, indica que todas as amostras necessárias para o cálculo do período médio foram capturadas.

Na continuação, mais duas sub-rotinas são percorridas: a sub-rotina de *cálculo da frequência média* e do *controlador*. Estas completam o **ciclo do programa principal** que retorna ao início e aguarda por interrupção novamente.

Fig. 4.5 - Fluxograma do programa de controle.



4.3.2 Dados de entrada

O dado de entrada é a frequência do sinal de tensão gerado pelo GSMIP. Apresenta-se o circuito desenvolvido capaz de desacoplar o estágio de potência e o circuito do microcontrolador e também coletar a informação da frequência e condicioná-la para nível de sinal compatível ao microcontrolador.

4.3.2.1 Circuito de interface de entrada

O circuito de interface de entrada é o mesmo utilizado no item 3.2.1.

4.3.2.2 Input capture

Utiliza-se uma função do microcontrolador chamada *input capture*, com a qual o microcontrolador monitora o acontecimento de um evento externo através de um de seus pinos. O pino quando configurado como *input capture* é forçado a agir como entrada. Evento externo é a transição de um sinal por borda de subida ou por borda de descida.

A Fig. 3.4 apresenta o sinal que está conectado ao pino do microcontrolador configurado como *input capture*. Toda a vez que a transição deste sinal corresponder a transição de borda configurada, o microcontrolador armazena o tempo do contador em um registrador de 16 bits chamado de *registro de valor do canal* e sinaliza a captura escrevendo 1 ao bit 7 do *registro de estado e controle do canal*.

O microcontrolador opcionalmente pode gerar um pedido de interrupção no programa principal e se dirigir a rotina de interrupção, dependendo apenas de como o bit 6 do *registro de estado e controle do canal* está configurado [39].

Para a aplicação apresentada aqui, o *input capture* foi configurado utilizando-se o temporizador 1 e o canal 0 e conforme Fig. 4.4 corresponde ao pino 16. O pedido de interrupção está habilitado, ou seja, ao detectar o acontecimento de um evento, no caso por borda de subida, o microcontrolador é desviado para a *rotina de interrupção por input capture*. A Tabela 4.2 resume como o *registro de estado e controle do canal 0* foi configurado para o uso do *input capture*.

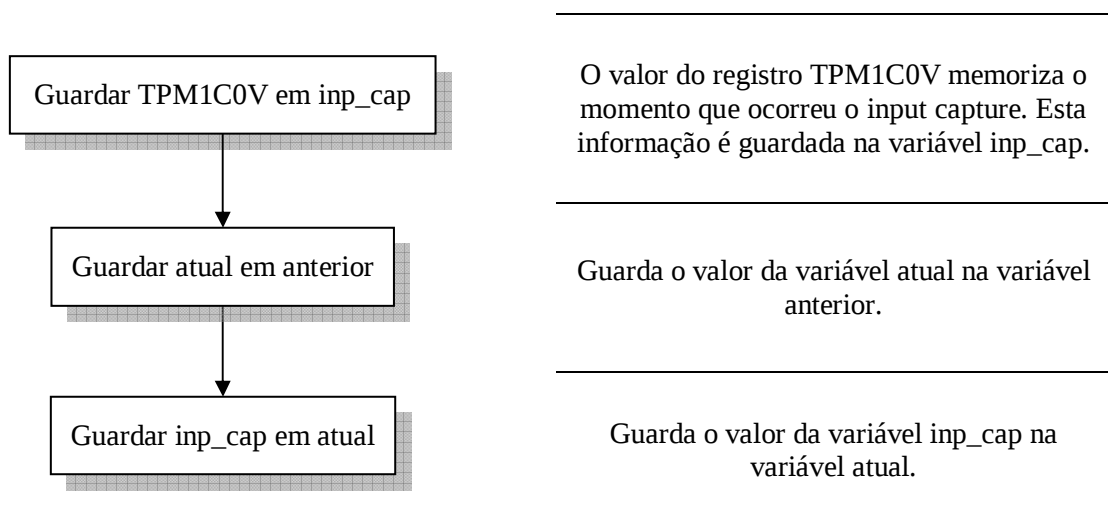
Tabela 4.2 - Configuração do *input capture*.

Temporizador:	1
Canal:	0
Pedido de Interrupção:	Habilitado
Captura:	Borda de subida
Pino:	16

4.3.2.3 Rotina de interrupção por *input capture*

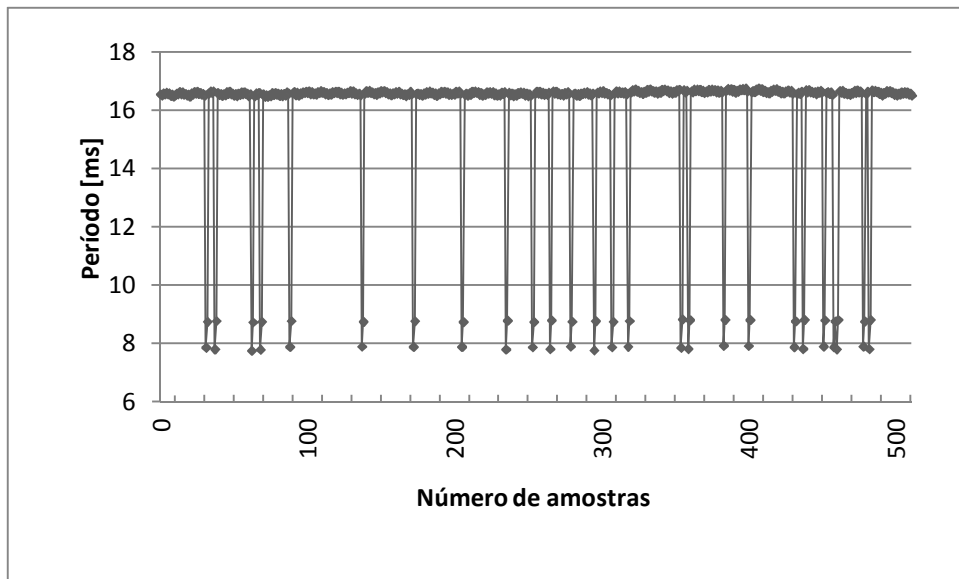
A cada vez que o *registro de estado e controle do canal* do microcontrolador sinalizar o acontecimento de um *input capture*, o programa é desviado para a rotina de interrupção por *input capture*. Nesta rotina a amostra do sinal que é o dado lido pelo *registro de valor do canal* (TPM1C0V) é armazenado conforme apresenta Fig. 4.6. Além de armazenar o conteúdo do registro, realoca-se o valor da amostra da leitura anterior para a variável *anterior*.

Fig. 4.6 - Armazenamento das amostras atual e anterior.



Após armazenar o dado do registrador TPM1C0V, o programa é desviado para uma sub-rotina chamada *looping*. Esse trecho do programa garante que a função *input capture* não seja acionada erroneamente por ruídos que compõem o sinal de entrada. A ausência desse trecho de programa possibilita leituras inadequadas, conforme ilustrado na Fig. 4.7.

Fig. 4.7 - Erro de medição devido a ruídos do sinal de entrada, amostra de um sinal de 60 Hz na ausência da sub-rotina de *looping*.



A variável *counter* é utilizada para controlar a quantidade de amostras capturadas. Para a primeira captura o programa realiza apenas o armazenamento do dado do registrador TPM1C0V, executa a sub-rotina do *looping* e sai da rotina de interrupção. A partir da segunda captura, o programa realiza o armazenamento do dado do registrador TPM1C0V, executa a sub-rotina do *looping* e também calcula a diferença entre a variável atual e anterior. O resultado dessa operação equivale ao período do sinal de tensão do GSMIP que está conectado ao pino que realiza a função de *input capture*.

Cada período calculado é adicionado a variável chamada *somatório*. Quando a variável *counter* completar 8 capturas, o programa adicionará novamente o último período calculado ao *somatório*, totalizando 8 períodos. Além disso o programa desabilita a interrupção causada por *input capture* e guarda o valor 1 na variável *flag_ic*, finalizando a coleta de dados para um ciclo do programa principal. O fluxograma da Fig. 4.8 detalha o programa da rotina de interrupção por *input capture*.

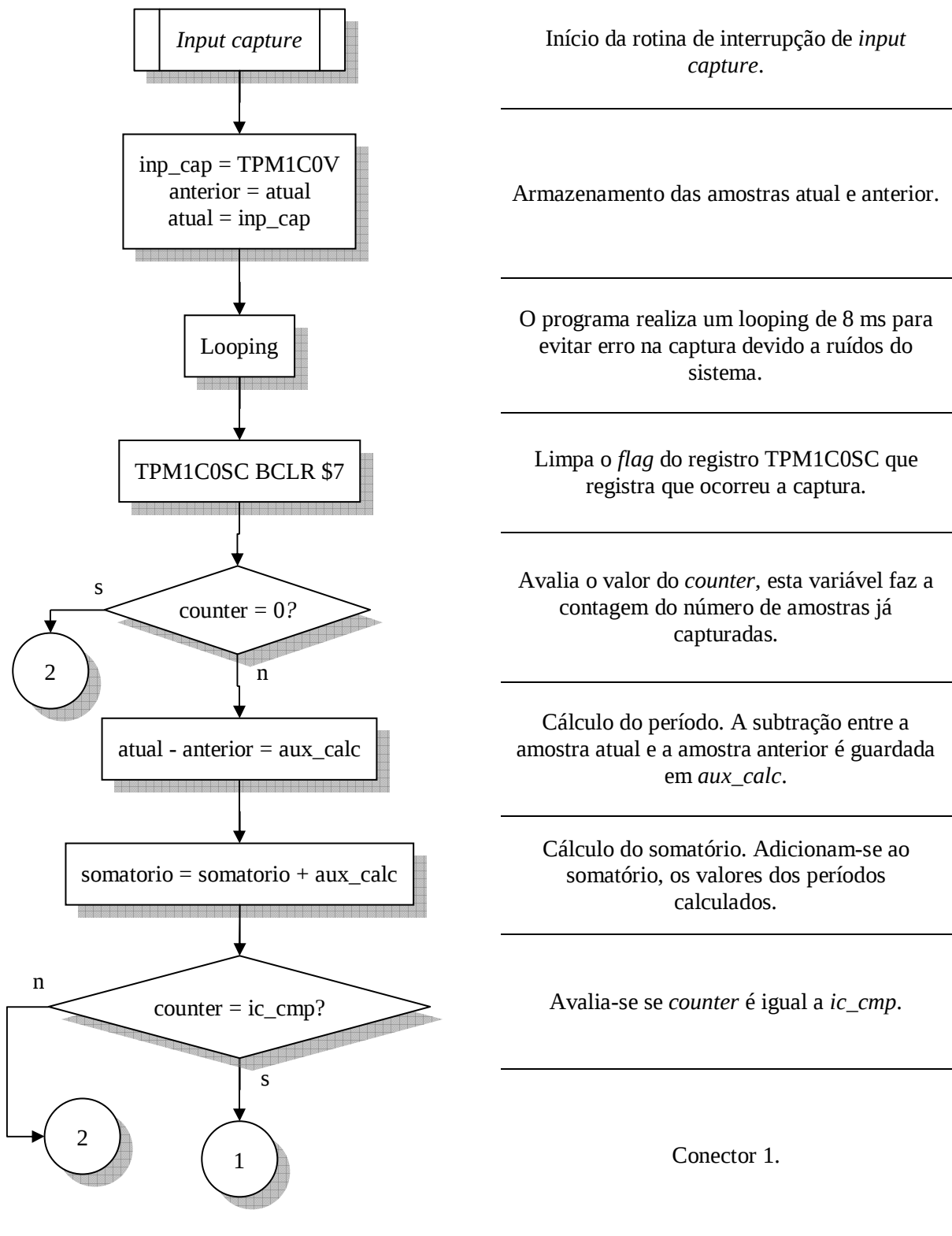
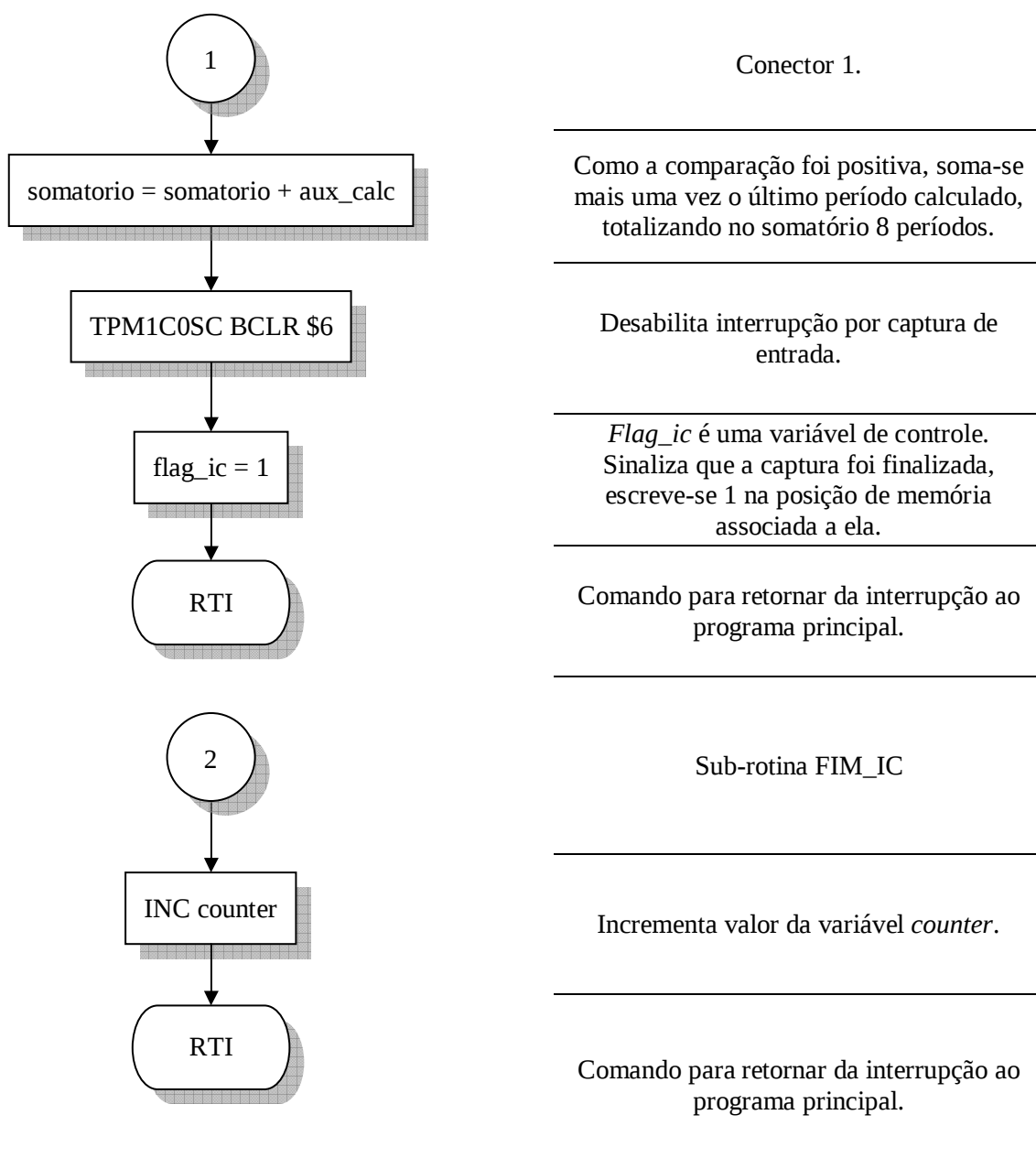
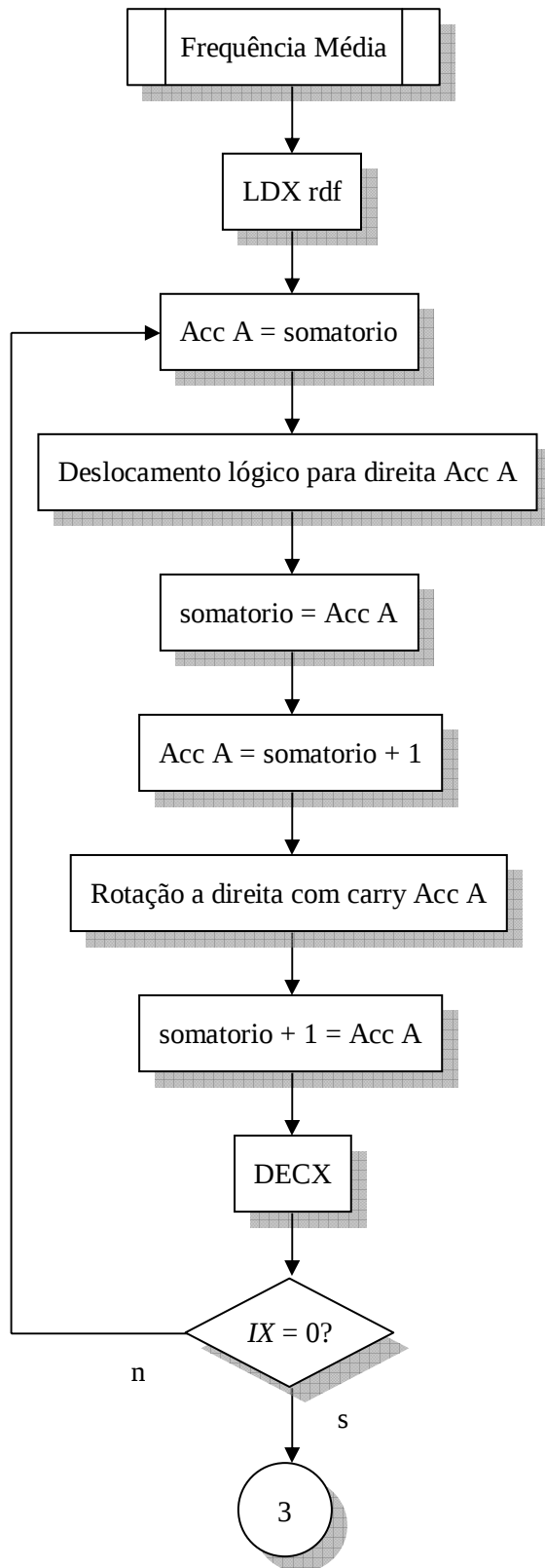
Fig. 4.8 - Fluxograma da rotina de interrupção por *input capture* (continua).

Fig. 4.8 - Fluxograma da rotina de interrupção por *input capture* (continua).

4.3.2.4 Sub-rotina do cálculo da frequência média

A Fig. 4.5 mostra que após sair da instrução *WAI* o programa testa a variável *flag_ic*. Caso esta variável seja um valor diferente de zero, isto significa que a quantidade de amostras necessárias para calcular o valor médio dos períodos foi obtida.

Fig. 4.9 - Fluxograma da sub-rotina de cálculo da frequência média (continua).



Sub-rotina para calcular a frequência média.

Carrega no registro de índice X o valor da variável rdf. Esta variável define quantas rotações são necessárias para dividir o somatório para obter a média.

Guarda no acumulador A o valor do conteúdo do byte mais significativo da variável somatório.

Realiza-se o deslocamento lógico para a direita do acumulador A.

Guarda o acumulador A no byte mais significativo da variável somatório.

Guarda no acumulador A o valor do conteúdo do byte menos significativo da variável somatório.

Rotaciona-se a direita o acumulador A, incluindo o carry.

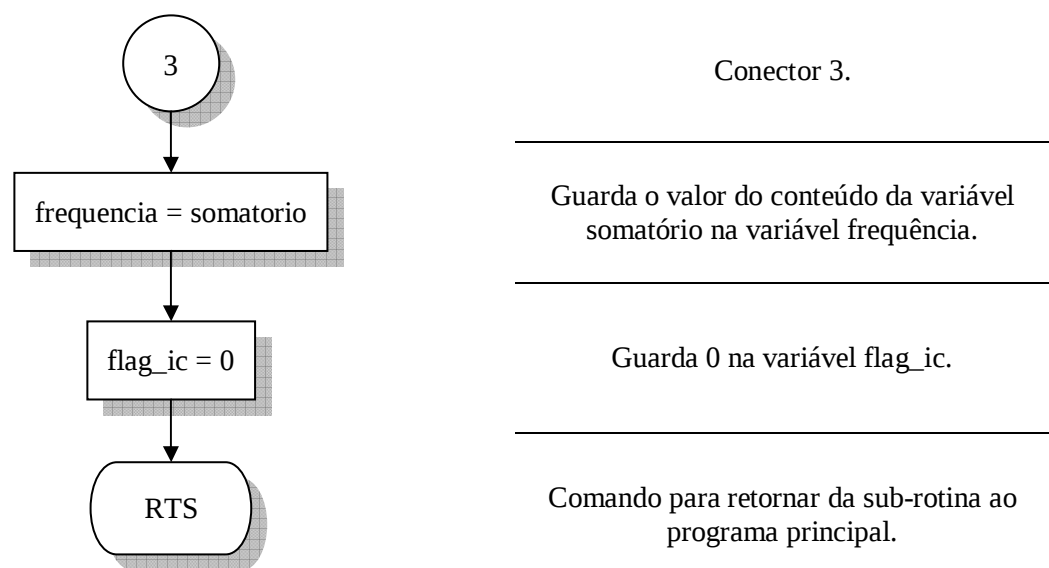
Guarda o acumulador A no byte menos significativo da variável somatório.

Decrementa-se o valor do registro de índice X.

Avalia se o registro de índice X é igual a zero.

Conector 3.

Fig. 4.9 - Fluxograma da sub-rotina de cálculo da frequência média (continua).



O programa é direcionado a sub-rotina chamada de cálculo da frequência média (fluxograma Fig. 4.9). Através de instruções de rotação de byte realiza-se a divisão da variável *somatório* por 8, resultando no cálculo da média aritmética do período do sinal de entrada ao longo de aproximadamente 133,33 ms.

Conforme o postulado de Gauss: “o valor mais provável que uma série de medidas de igual confiança nos permite atribuir a uma grandeza é a média aritmética dos valores individuais da série” [40]. Portanto, calcula-se o valor médio do período do sinal de entrada de maneira a minimizar os erros aleatórios das medidas.

4.3.3 Processamento das informações

4.3.3.1 Sub-rotina do controlador

A sub-rotina do controlador é considerada o núcleo do programa. Nesta etapa calcula-se o erro entre o valor de referência e o valor medido. De acordo com (4.16) o valor de referência é igual a 16,67 ms que equivale ao período de um ciclo de um sinal de frequência igual a 60 Hz.

$$T_{60Hz} = \frac{1}{f} = \frac{1}{60} = 0,1667 \text{ s} \quad (4.16)$$

$$0,1667 \text{ s} = 16,67 \text{ ms}$$

O erro, calculado conforme (4.17), é utilizado no cálculo da equação de controle em malha fechada apresentado em (4.15). O resultado da função de controle é multiplicado por um coeficiente que resulta na definição do valor da potência que o lastro precisará dissipar para estabilizar o sistema em 60 Hz novamente.

$$erro = T_{60Hz} - T_{med} \quad (4.17)$$

O programa utiliza uma tabela de dados (baseada na Tabela 4.6) que relaciona o valor de potência dissipada pelo lastro a uma combinação de acionamento dos interruptores, esta informação é gravada na variável l_ptb . O fluxograma da Fig. 4.10 apresenta a sub-rotina do controlador.

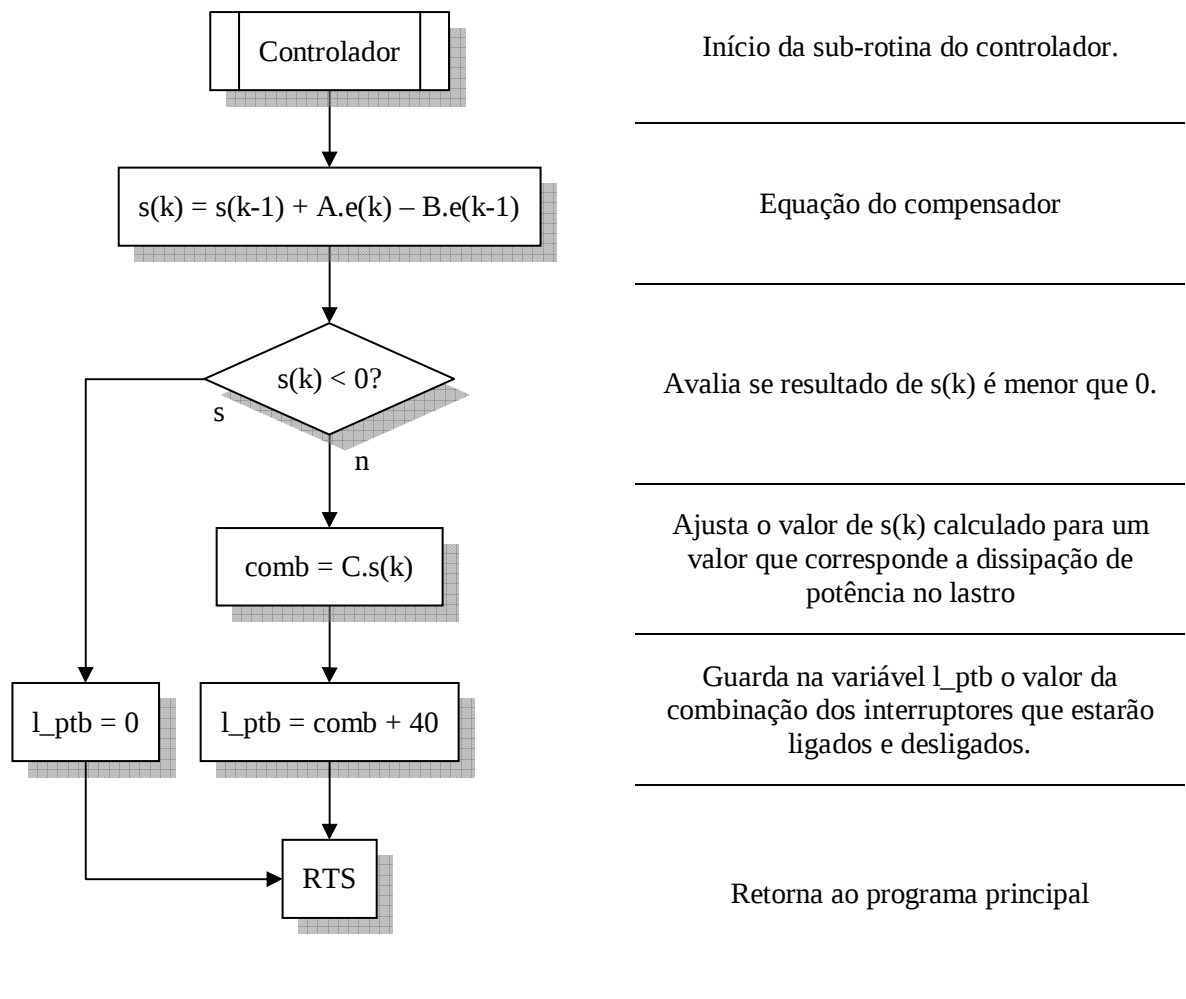
4.3.3.2 Implementação do compensador no MC9S08QE8

Para a implementação do compensador (4.15) no microcontrolador MC9S08QE8 foi preciso elaborar um programa capaz de manipular dados fracionários e, também, que realize o controle e ajuste dos dados caso houvesse a ocorrência de *overflow*, a cada termo calculado da equação (4.15). Esse desenvolvimento será apresentado na sequência.

O coeficiente 6,66 da equação (4.15) contém parte fracionária. Surge, então, a necessidade de escrever dados fracionários no programa a ser gravado no microcontrolador.

Uma das formas conhecidas para representar números fracionários, em programas que serão convertidos em códigos binários, é a representação desses números em formato tipo ponto-flutuante [41]. Contudo, segundo [42], processadores geralmente não realizam operações com dados no formato ponto-flutuante por razões de aumento do custo de fabricação desses dispositivos [39].

Fig. 4.10 - Fluxograma do controlador.



Por essa razão apresenta-se um artifício para representar valores que contém parte fracionária através do procedimento de interpretação de dados utilizando-se o formato Q de um número do tipo *ponto-fixa* [42]. Este procedimento permite a interpretação de uma palavra binária acrescida de um ponto decimal *virtual*, ou seja, formada por bits inteiros e bits fracionários. Essa forma de interpretação dos dados será explicada a seguir.

O microcontrolador MC9S08QE8 opera com palavras de até 8 bits e cada um desses bits, geralmente, têm pesos binários conforme Fig. 4.11.

Fig. 4.11 - Interpretação usual do peso dos bits de uma palavra de 8 bits.

B_7	B_6	B_5	B_4	B_3	B_2	B_1	B_0
2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0

Analogamente ao padrão do sistema de números decimais cujos os números posicionados ao lado direito da vírgula representam a parcela fracionária, tem-se o ponto binário no formato Q, no qual os bits a direita do ponto binário são interpretados como bits fracionários. A Fig. 4.12 apresenta como são interpretados os pesos binários para um código de 8 bits sendo que a posição do ponto binário está entre o bit 3 e o bit 2.

Fig. 4.12 - Peso de cada bit de uma palavra de oito bits sendo três bits interpretados como valor fracionário.

B ₇	B ₆	B ₅	B ₄	B ₃	B ₂	B ₁	B ₀
2 ⁴	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	2 ⁻¹	2 ⁻²	2 ⁻³

Para ilustrar o raciocínio da interpretação dos dados, apresenta-se na Fig. 4.13 um código binário igual a 10110110.

Fig. 4.13 - Código binário 10110110.

1	0	1	1	0	1	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---

Quando este código é interpretado conforme a Fig. 4.11, o valor resultante, na base decimal, é igual a 182. Se este mesmo código fosse interpretado como número sinalizado, em complemento de dois [43], equivaleria a -74.

A interpretação desse código de acordo com o formato Q, sendo os 3 bits menos significativos reservados como bits fracionários (Fig. 4.12), resultam em um valor igual a 22,875 na base decimal. Similarmente, a leitura desse código como número sinalizado em complemento de dois equivaleria a -9,25.

Quanto às operações de adição, subtração e multiplicação entre números binários com parte fracionária [42] [43], os seguintes cuidados devem ser observados:

- Para somar ou subtrair dois números é necessário que o ponto binário de ambos os operadores estejam alinhados, para isso os números devem ter a mesma quantidade de bits fracionários.
- Ao final da multiplicação, o resultado terá o mesmo número de bits fracionários que a soma dos bits fracionários de todos os operadores.

Como os códigos binários manipulados pelo processador do microcontrolador são de tamanhos finitos, uma vez que o tamanho da palavra é limitada em 8 bits, ao realizar

operações aritméticas sinalizadas a ocorrência do *overflow* deve ser monitorada [44]. Caso o *overflow* ocorra e não for observado, o resultado da operação não corresponderá ao valor correto e isso prejudicará os cálculos posteriores que utilizam esse resultado.

De acordo com [45] considere a soma (4.18) de dois números sinalizados (X e Y). O resultado (Z), estará sujeito a ocorrência do *overflow* de acordo com o sinal de X e Y (Tabela 4.3).

$$X = Y + Z \quad (4.18)$$

Tabela 4.3 - Analisando o ocorrência de *overflow* após uma soma de dois números sinalizados.

X	Y	Bit mais significativo de Z	Ocorreu <i>overflow</i> ?
> 0	> 0	1	Sim
< 0	< 0	0	Sim
> 0	< 0	0	Não
< 0	> 0	0	Não

Para evitar erros causados devido à ocorrência de *overflow* é importante realizar uma verificação após cada operação e limitar o resultado em valores superiores e inferiores dependendo da operação que foi realizada.

O fluxograma da Fig. 4.14 apresenta de forma detalhada como a equação $s(k)$ do compensador foi implementada no microcontrolador, considerando-se os dados fracionários e o monitoramento da ocorrência de *overflow*.

4.3.4 Acionamento do lastro

Os dados de saída são os sinais que ligam ou desligam os interruptores do lastro. A saída é atualizada a cada 8 ciclos da frequência da tensão nominal do gerador, aproximadamente a 133,33 ms.

4.3.4.1 Rotina de interrupção por *overflow* do temporizador

O temporizador foi configurado durante a inicialização para reiniciar a cada período

de 133,33 ms. Além disso, a interrupção por *overflow* do temporizador foi habilitada, ou seja, toda vez que o temporizador reiniciar a contagem o programa é desviado para a rotina de interrupção por *overflow*.

Fig. 4.14 - Fluxograma para implementação do compensador no microcontrolador (continua).

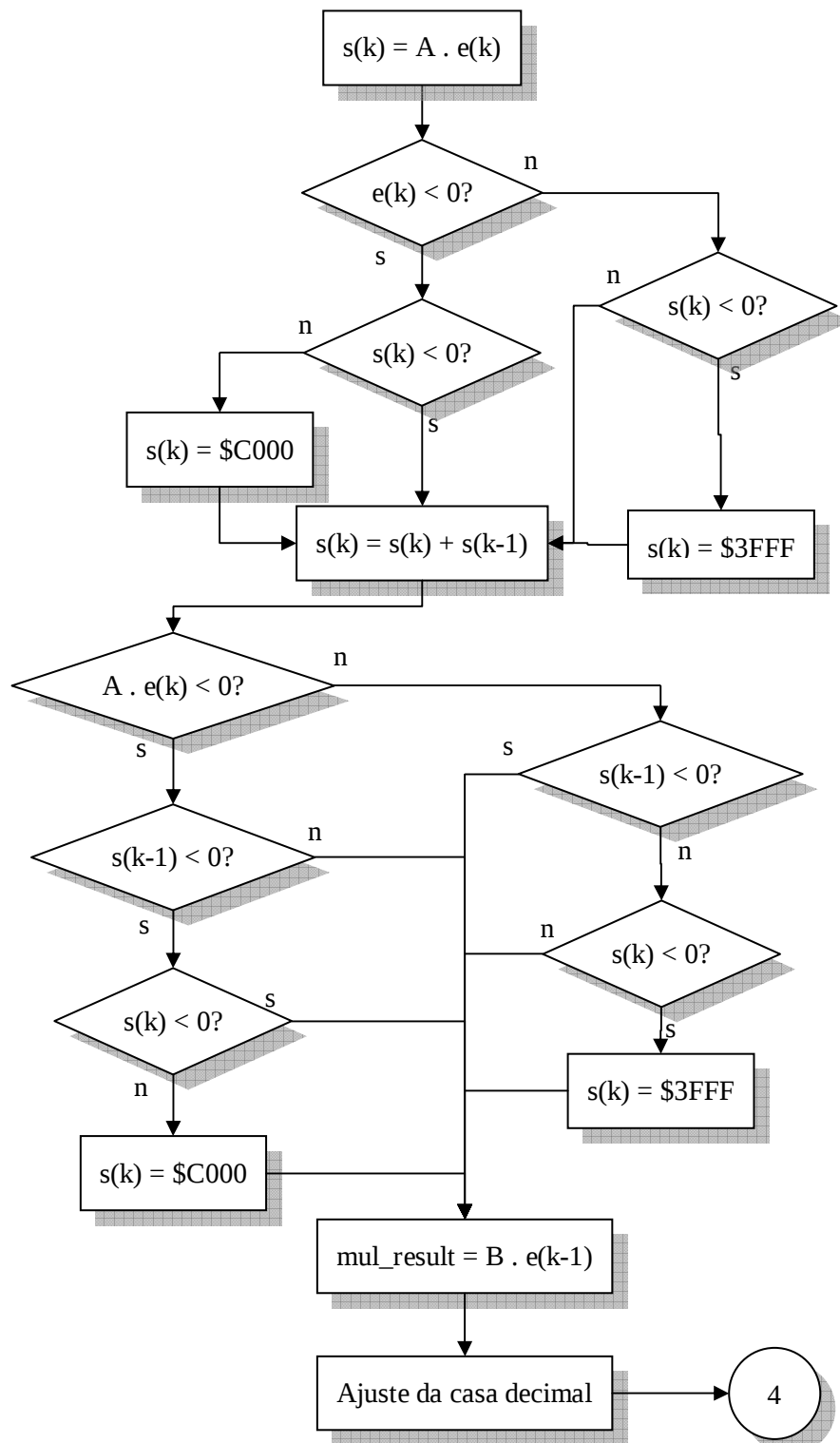
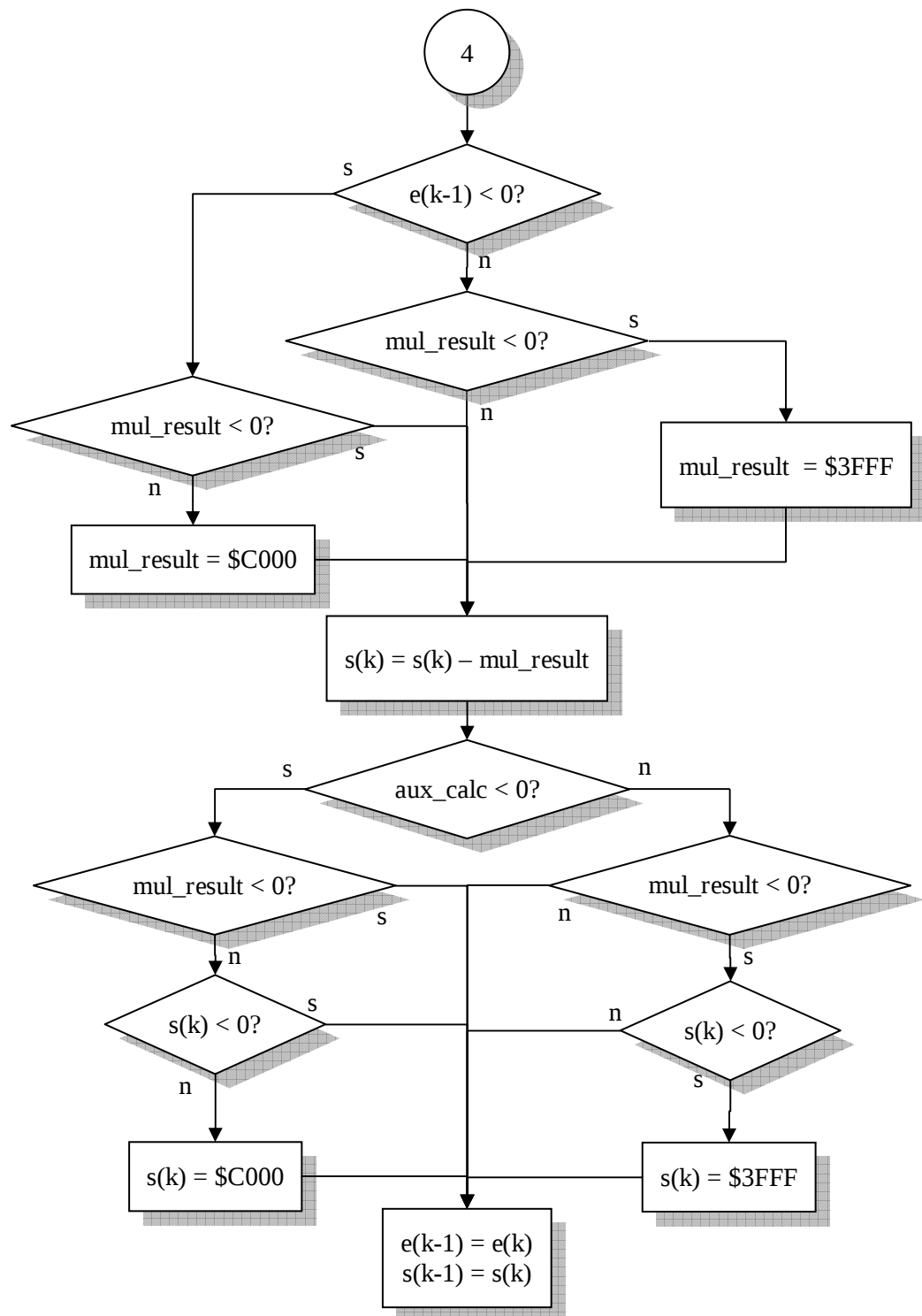


Fig. 4.14 - Fluxograma para implementação do compensador no microcontrolador.

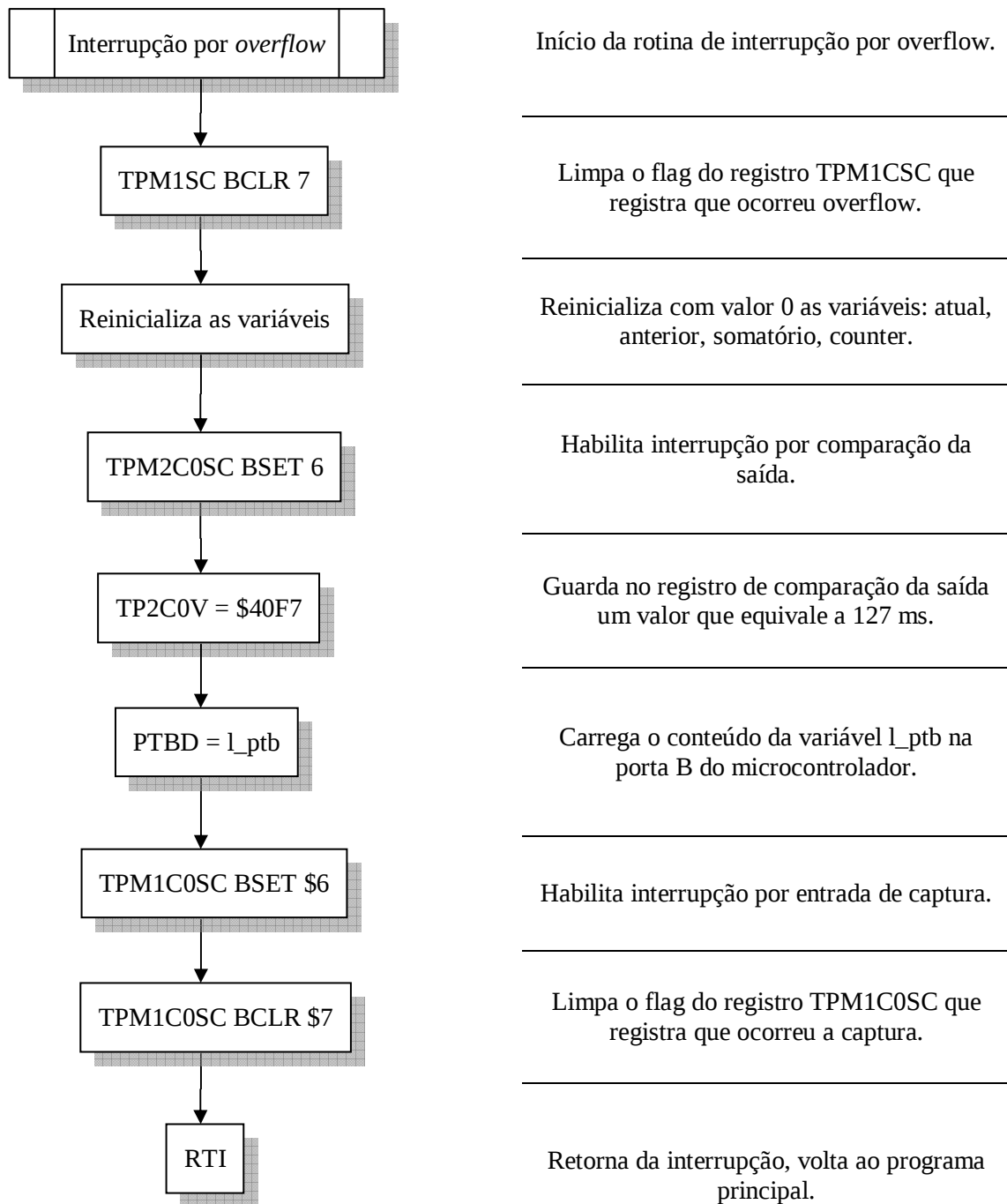


Na rotina de interrupção por *overflow* algumas variáveis são reinicializadas e seus valores são substituídos por 0. Ainda nesta rotina habilita-se a interrupção de *output compare* por software, a qual retira o pulso de gatilho de todos os interruptores do lastro quando o temporizador alcança 127 ms em sua contagem. Essa ação é realizada para garantir o tempo

morto entre o acionamento dos interruptores.

Adicionalmente na rotina de interrupção por *overflow* realiza-se o carregamento da variável *l_ptb*, que é uma palavra de 6 bits, na *porta B* do microcontrolador. Esta porta teve seus pinos previamente configurados como pinos de saída, sendo que esses 6 bits definem se os interruptores do lastro estarão desligados, se forem '0' ou ligados, se forem '1'.

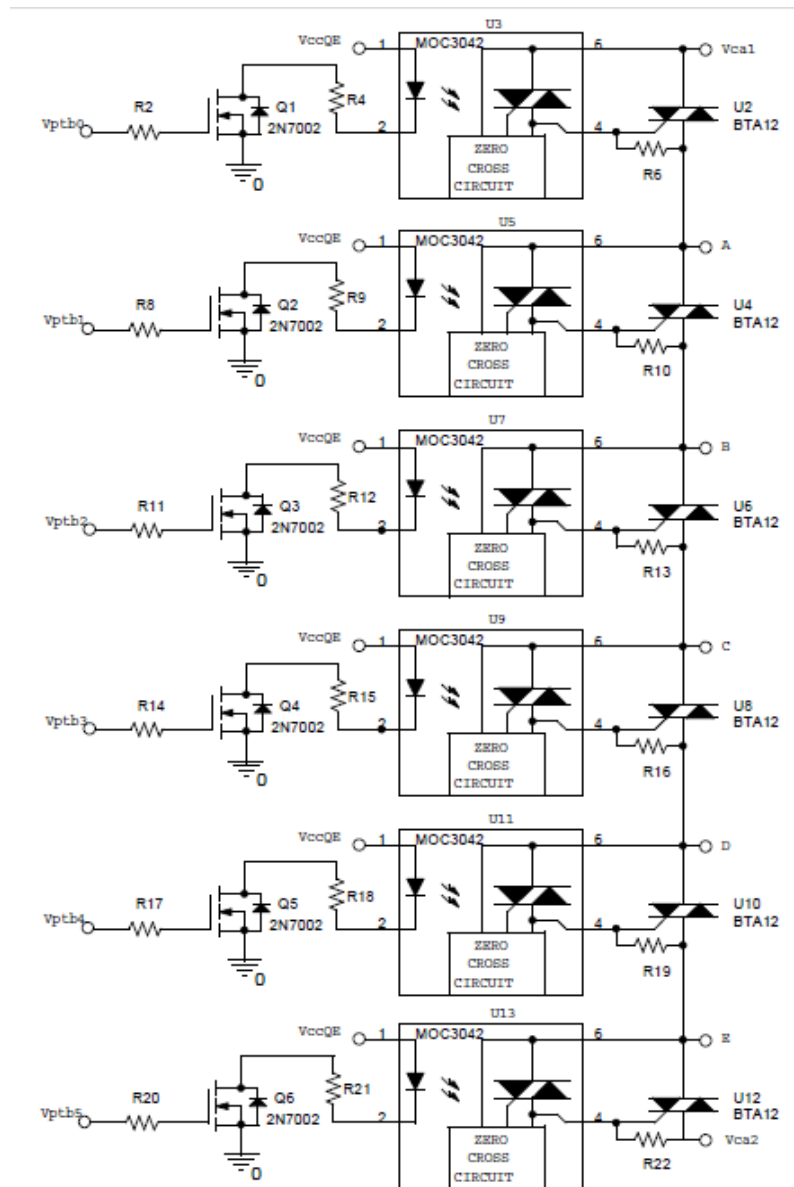
A última ação da rotina é habilitar novamente a interrupção por *input capture* e limpar o registro que indica se ocorreu algum evento, garantindo que qualquer indicação errada no registro tenha sido descartada. O fluxograma dessa rotina de interrupção está apresentado na Fig. 4.15.

Fig. 4.15 - Fluxograma da interrupção por *overflow*.

4.3.4.2 Interface de hardware para o acionamento do lastro

Os sinais de entrada e de saída do microcontrolador são sinais discretos, compreendidos entre 0 e 3,8 Volts. O *hardware* projetado para o sistema de saída deve ser capaz de acionar os interruptores do lastro que estão conectados a tensão alternada de valor eficaz na ordem de centenas de volt. A Fig. 4.16 apresenta o esquema elétrico do circuito que liga/desliga os 6 interruptores.

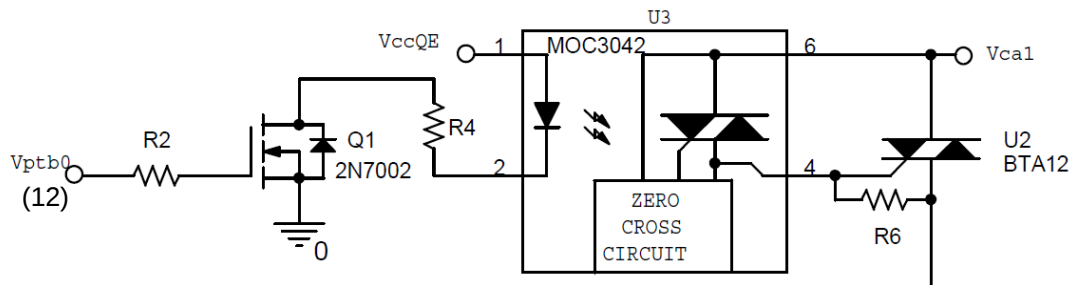
Fig. 4.16 - Circuito elétrico que realiza o disparo dos interruptores do lastro.



Considere, por exemplo, o disparo do interruptor (U2) acionado pela tensão Vptb0

(pino 12 ou PTB0 do microcontrolador MC9S08QE8). O disparo deverá acontecer quando o microcontrolador escrever '1' em PTB0.

Fig. 4.17 - Detalhe do circuito de disparo do interruptor (U2) acionado pela tensão Vptb0.



Ao escrever '1' em PTB0, fica disponível no pino 12 um sinal igual a aproximadamente 3,8 V (Fig. 4.17) suficiente para vencer a tensão limiar (*threshold*) entre *gate-source* do dispositivo 2N7002. Como esse componente é um transistor de efeito de campo tipo N, utilizado para chaveamento de pequenos sinais [46], ele liga e a corrente entre *drain-source* do transistor flui, permitindo a condução do diodo interno ao dispositivo MOC3042.

O MOC3042 é um dispositivo opto-acoplador, específico para disparo de interruptores TRIAC [34], é capaz de realizar disparos nos semiciclos positivo e negativo através de um TRIAC auxiliar quando o diodo emissor de infravermelho for polarizado diretamente. Mais uma vez utiliza-se um sistema opto-acoplador para isolar o microcontrolador e o sistema de geração de energia.

Os interruptores que ligam/desligam as resistências do lastro são fisicamente um componente eletrônico de material semicondutor chamado TRIAC, BTA12. Ele é acionado pelo TRIAC auxiliar do MOC3042, que alimenta o *gate* do dispositivo BTA12 permitindo a circulação de corrente de até 12 A e nos casos que o BTA12 não está conduzindo suporta tensões de até 800 V. Este dispositivo é ideal para chaveamento do tipo liga/desliga para sistemas alternados [35].

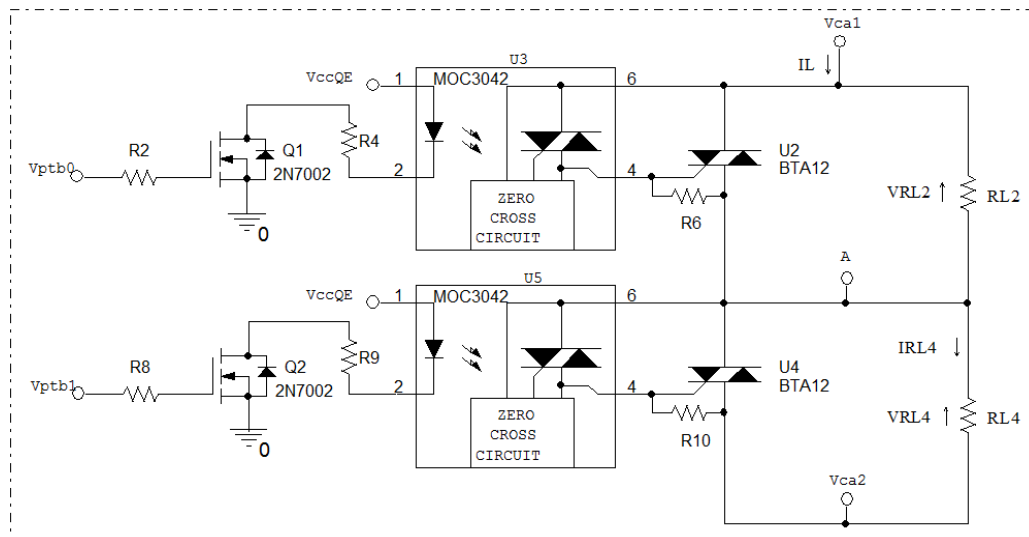
4.3.4.3 Configuração e estudo do lastro

O lastro apresentado aqui é um conjunto de resistências de valores distintos

configuradas em série. Sendo que paralelamente a cada resistência há um TRIAC atuando como um interruptor conforme indicado na Fig. 4.18. Para os instantes em que o interruptor está fechado, este se torna um caminho de baixa impedância quando comparado ao valor da resistência. A corrente sempre circulará pelo ramo do circuito que lhe impor menor resistência.

O princípio de funcionamento do lastro será ilustrado para a combinação de duas resistências de valores distintos, sendo alimentadas por uma fonte de tensão alternada de valor eficaz igual a 127 V (Fig. 4.18).

Fig. 4.18 - Esquema elétrico mostrando duas resistências do lastro em série.



O valor das resistências $RL2$ e $RL4$, do circuito apresentado na Fig. 4.18, é, respectivamente, $20\ \Omega$ e $40\ \Omega$. Para calcular a resistência equivalente em um circuito em série basta realizar a soma das resistências e nesse caso consideram-se apenas as resistências cujos interruptores estão abertos.

A Tabela 4.4 apresenta a resistência equivalente para as possíveis combinações dos interruptores $U2$ e $U4$ de acordo com (4.19). Convencionou-se que quando o interruptor está ligado o valor indicado na tabela para Un será '1' e quando está desligado indica-se por '0'.

$$R_{equivalente} = (1 - U2)RL2 + (1 - U4)RL4 \quad (4.19)$$

Tabela 4.4 - Combinação de 2 interruptores, resultando em 4 resistências equivalentes.

U2	U4	R _{equivalente} [Ω]	
0	0	RL2 + RL4	60
1	0	RL2	40
0	1	RL4	20
1	1	0	0

Destaca-se que na última combinação, apresentada na Tabela 4.4, todos os interruptores estão ligados, com isso a resistência é praticamente nula, salvo pela resistividade do fio que compõe o circuito. Esta situação exige o desenvolvimento de um circuito de proteção para evitar a ocorrência de um curto-circuito, ou simplesmente impedir o acionamento de todos os interruptores simultaneamente.

O cálculo da potência dissipada por resistências alimentadas por tensão senoidal está apresentado em (4.20).

$$P_{diss} = \frac{V_{rms}^2}{R} \quad (4.20)$$

O lastro tem capacidade para consumir toda a potência que o usuário não está utilizando. Pois, conforme estabelecido na condição III (item 2.5.3) - a potência de saída do gerador deve ser sempre constante. Assim, se o usuário estiver utilizando apenas X% da carga, o lastro deverá consumir os (100-X)% restantes.

A cada 8 ciclos da frequência da tensão do gerador, período de 133,33 ms, o microcontrolador avalia a frequência do sinal de tensão do GSMIP. Se o sistema de controle detectar que a frequência está diferente do valor adequado (60 Hz) devido a uma retirada de carga ou a uma adição de carga do usuário, o programa de controle, gravado no microcontrolador, decidirá entre as combinações disponíveis (Tabela 4.6) qual será escolhida para acionar o conjunto de interruptores do lastro.

O lastro, cujo esquema elétrico é apresentado na Fig. 2.10, está instalado como uma carga paralela à carga do usuário. Neste trabalho o lastro é um conjunto de 6 resistências cujos valores têm a proporção de pesos binários, mostrados na Tabela 4.5. Há um interruptor eletrônico (TRIAC) associado a cada uma dessas resistências.

Tabela 4.5 - Valores das resistências do lastro.

RL2 [Ω]	RL4 [Ω]	RL8 [Ω]	RL16 [Ω]	RL32 [Ω]	RL64 [Ω]
20,0	40,0	80,0	160,0	320,0	640,0

A potência e a resistência equivalente em função da combinação binária do acionamento dos interruptores apresentados na Tabela 4.6 foram mostrados nos gráficos da Fig. 4.19.

Fig. 4.19 - Estudo do lastro avaliação da potência (a) e resistência equivalente (b) para 63 combinações.

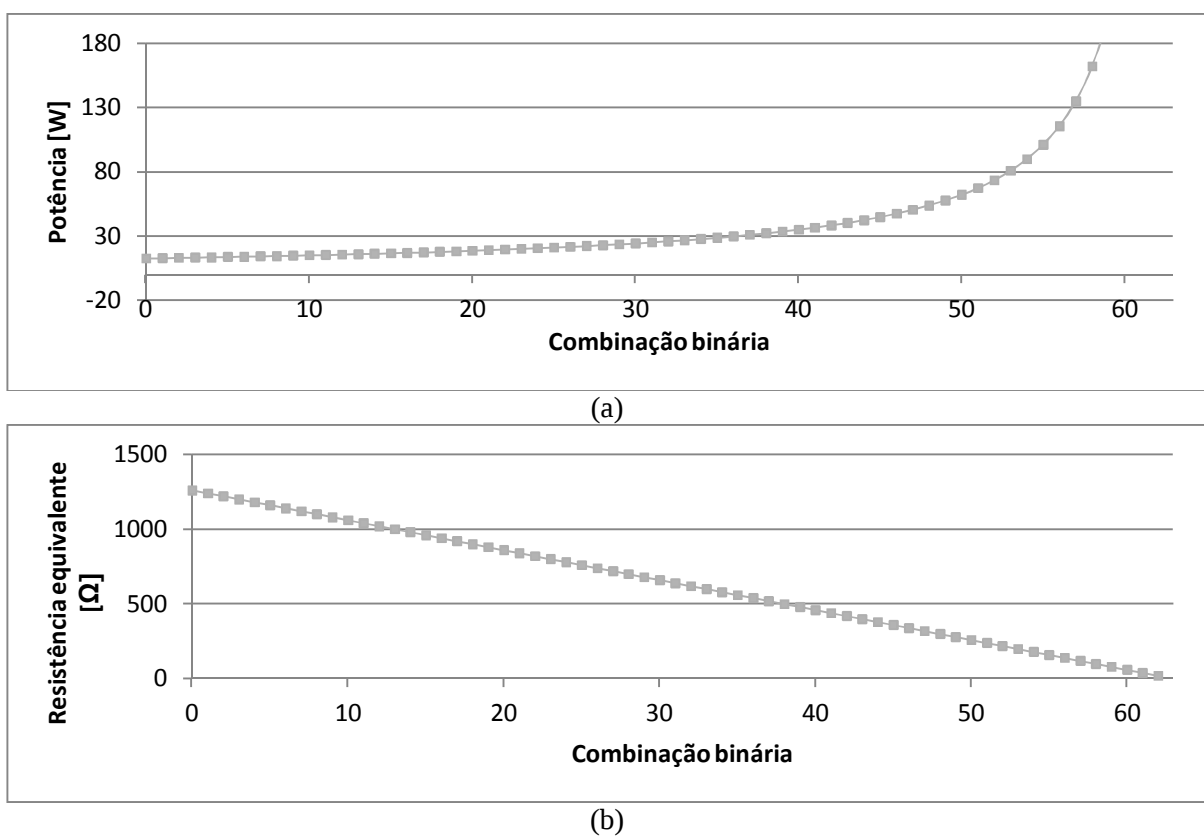


Fig. 4.20 - Esquema elétrico das resistências do lastro e seus respectivos interruptores.

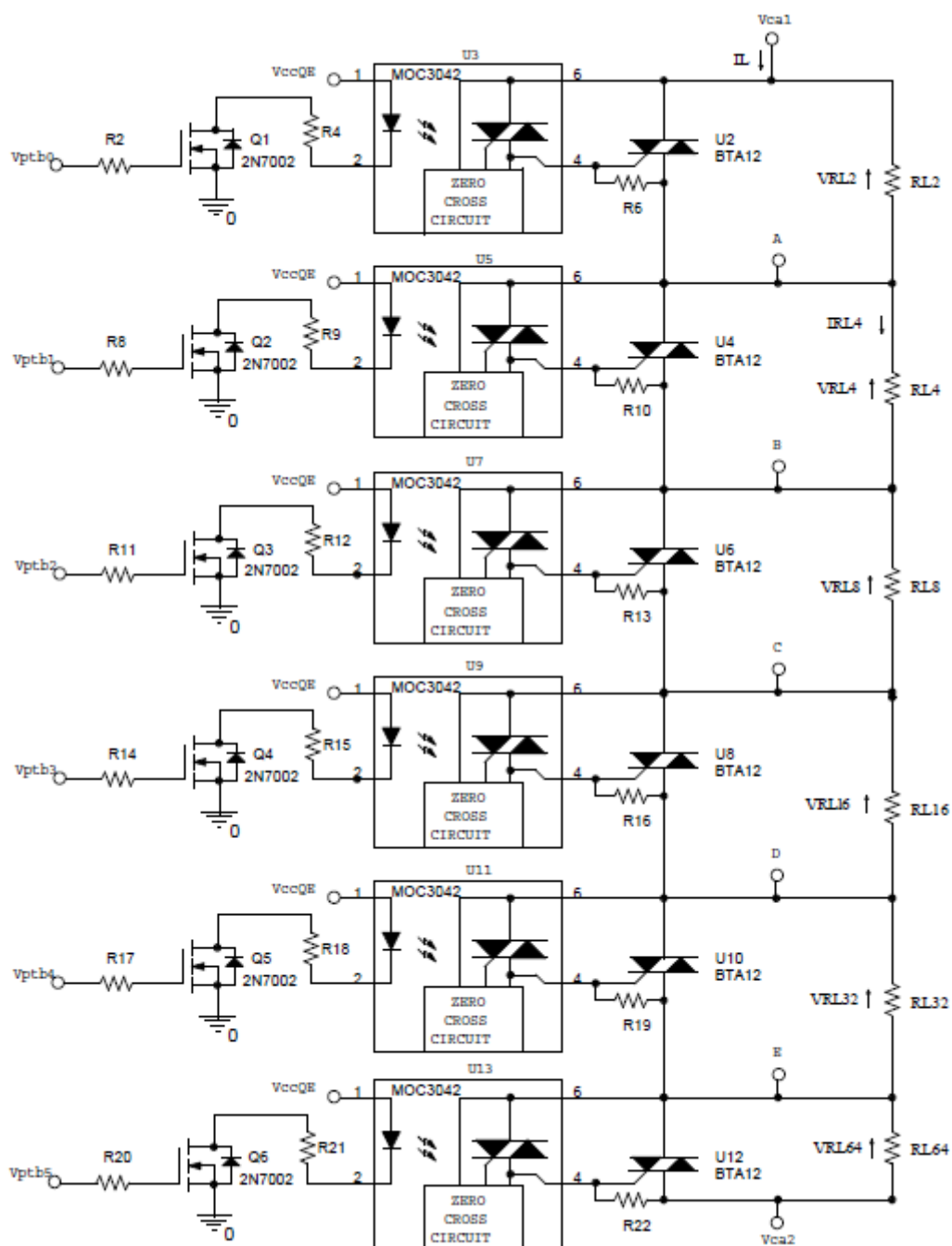


Tabela 4.6 - As 64 combinações entre os interruptores eletrônicos para acionamento do lastro.

	U12	U10	U8	U6	U4	U2	Pdiss [W]	Req [Ω]
0	0	0	0	0	0	0	12,9	1260,0
1	0	0	0	0	0	1	13,1	1240,0
2	0	0	0	0	1	0	13,3	1220,0
3	0	0	0	0	1	1	13,5	1200,0
4	0	0	0	1	0	0	13,7	1180,0
5	0	0	0	1	0	1	14,0	1160,0
6	0	0	0	1	1	0	14,2	1140,0
7	0	0	0	1	1	1	14,5	1120,0
8	0	0	1	0	0	0	14,7	1100,0
9	0	0	1	0	0	1	15,0	1080,0
10	0	0	1	0	1	0	15,3	1060,0
11	0	0	1	0	1	1	15,6	1040,0
12	0	0	1	1	0	0	15,9	1020,0
13	0	0	1	1	0	1	16,2	1000,0
14	0	0	1	1	1	0	16,5	980,0
15	0	0	1	1	1	1	16,9	960,0
16	0	1	0	0	0	0	17,2	940,0
17	0	1	0	0	0	1	17,6	920,0
18	0	1	0	0	1	0	18,0	900,0
19	0	1	0	0	1	1	18,4	880,0
20	0	1	0	1	0	0	18,8	860,0
21	0	1	0	1	0	1	19,3	840,0
22	0	1	0	1	1	0	19,8	820,0
23	0	1	0	1	1	1	20,3	800,0
24	0	1	1	0	0	0	20,8	780,0
25	0	1	1	0	0	1	21,3	760,0
26	0	1	1	0	1	0	21,9	740,0
27	0	1	1	0	1	1	22,5	720,0
28	0	1	1	1	0	0	23,1	700,0
29	0	1	1	1	0	1	23,8	680,0
30	0	1	1	1	1	0	24,5	660,0
31	0	1	1	1	1	1	25,3	640,0

	U12	U10	U8	U6	U4	U2	Pdiss [W]	Req [Ω]
32	1	0	0	0	0	0	26,1	620,0
33	1	0	0	0	0	1	27,0	600,0
34	1	0	0	0	1	0	27,9	580,0
35	1	0	0	0	1	1	28,9	560,0
36	1	0	0	1	0	0	30,0	540,0
37	1	0	0	1	0	1	31,2	520,0
38	1	0	0	1	1	0	32,4	500,0
39	1	0	0	1	1	1	33,8	480,0
40	1	0	1	0	0	0	35,2	460,0
41	1	0	1	0	0	1	36,8	440,0
42	1	0	1	0	1	0	38,6	420,0
43	1	0	1	0	1	1	40,5	400,0
44	1	0	1	1	0	0	42,6	380,0
45	1	0	1	1	0	1	45,0	360,0
46	1	0	1	1	1	0	47,6	340,0
47	1	0	1	1	1	1	50,6	320,0
48	1	1	0	0	0	0	54,0	300,0
49	1	1	0	0	0	1	57,9	280,0
50	1	1	0	0	1	0	62,3	260,0
51	1	1	0	0	1	1	67,5	240,0
52	1	1	0	1	0	0	73,6	220,0
53	1	1	0	1	0	1	81,0	200,0
54	1	1	0	1	1	0	90,0	180,0
55	1	1	0	1	1	1	101,3	160,0
56	1	1	1	0	0	0	115,7	140,0
57	1	1	1	0	0	1	135,0	120,0
58	1	1	1	0	1	0	162,0	100,0
59	1	1	1	0	1	1	202,5	80,0
60	1	1	1	1	0	0	270,0	60,0
61	1	1	1	1	0	1	405,0	40,0
62	1	1	1	1	1	0	810,0	20,0
63	1	1	1	1	1	1	CC	0,0

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 CIRCUITO DE MONITORAMENTO DA FREQUÊNCIA

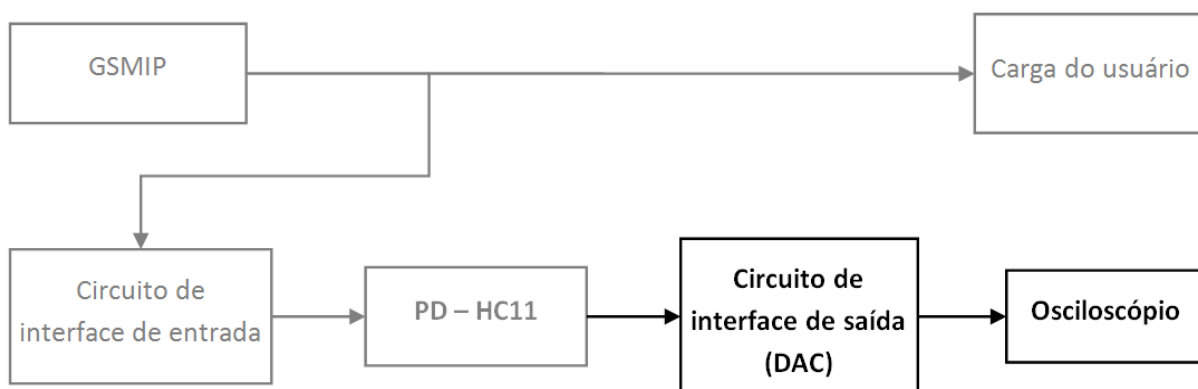
Para facilitar o monitoramento do valor da frequência do sinal de tensão do GSMIP, desenvolveu-se um sistema capaz de calcular o valor da frequência através do microcontrolador e transformá-lo em sinal analógico a ser monitorado por um osciloscópio.

Novamente, utilizou-se o microcontrolador M68HC11 para coletar os instantes em que o sinal de tensão do GSMIP passa por zero e assim calcular o período do sinal. Utiliza-se o mesmo circuito de interface de entrada apresentado no item 3.4.1. para detecção da passagem por zero do sinal.

Com relação ao circuito de interface de saída do microcontrolador M68HC11, um novo circuito foi projetado. Este circuito converte a saída digital de 8 bits do microcontrolador em sinal analógico que poderá ser observado através de um osciloscópio. A forma de onda projetada pelo osciloscópio facilitará a avaliação do comportamento da frequência da tensão gerada pelo GSMIP.

Nesta etapa do trabalho também foi preciso realizar desenvolvimentos tanto de *software* quanto de *hardware*. O diagrama de blocos da Fig. 5.1 ilustra o posicionamento do novo circuito, DAC, que realizará a interface de saída do microcontrolador.

Fig. 5.1 - Diagrama de blocos do circuito de monitoramento da frequência.



5.1.1 Interface de saída DAC

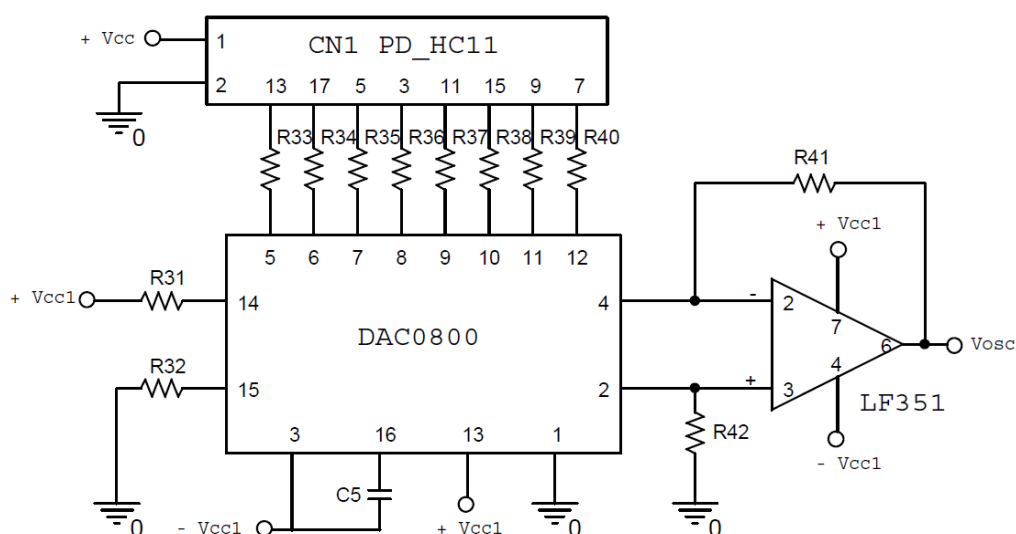
Apresenta-se o circuito de interface de saída do microcontrolador M68HC11. Esse circuito foi desenvolvido para permitir a observação do comportamento da frequência da tensão gerada pelo GSMIP através de um osciloscópio.

Fazem parte do circuito de interface de saída: os circuitos integrados DAC0800 e LF351 [47], além dos resistores e capacitores utilizados na calibração do circuito. A função desse circuito de interface é realizar a conversão de dados digitais em dados analógicos - circuito DAC.

O circuito integrado DAC0800 é um conversor de dados digitais para dados analógicos, apresenta uma entrada de 8 bits e saída em forma de corrente. Na saída do DAC0800, conectou-se o circuito integrado LF351 que é um amplificador operacional cuja saída é em forma de tensão.

A Fig. 5.2 apresenta como esses dois circuitos integrados foram configurados [48] para obter na saída do circuito uma tensão proporcional às 256 combinações que podem ser colocadas em sua entrada. Sendo $R31 = R32 = 5,1 \text{ k}\Omega$, $R33 = \dots = R40 = 10 \text{ k}\Omega$, $R41 = R42 = 2,7 \text{ k}\Omega$, $C5 = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$, $V_{cc} = 5 \text{ V}$, $V_{cc1} = 15 \text{ V}$ e $-V_{cc1} = -15 \text{ V}$.

Fig. 5.2 - Circuito DAC.



5.1.2 Programa de cálculo do período

O dado de entrada do programa é o valor lido do registro do temporizador pelo microcontrolador. Quando o sinal que está conectado ao seu pino de entrada detecta uma transição negativa, este valor lido é armazenado na variável *atual*.

A partir da segunda captura, o conteúdo da variável *atual* é transferido para a variável *anterior* e o conteúdo do temporizador é lido e armazenado na variável *atual*. Após realizar esse processo de memorização o programa realiza um cálculo que subtrai a variável *anterior* da variável *atual*. O resultado desse cálculo é igual ao período de um ciclo da forma de onda da tensão gerada pelo GSMIP e será disponibilizado como dado de saída do microcontrolador.

O dado de saída do microcontrolador será gravado em sua porta B, a qual está conectada à entrada do circuito DAC. Porém, como o período calculado pelo microcontrolador é uma palavra (16 bits) e a entrada do circuito integrado DAC0800 [49] comporta apenas um *byte* (8 bits), o programa deverá ser capaz de relacionar o período de 16 bits em uma informação de 8 bits que **represente** o comportamento do período que foi calculado.

Para realizar essa representação o programa calcula o erro entre o valor de referência, 16,67 ms, e o período calculado pelo microcontrolador. Estabeleceu-se que: valores de erro múltiplos de 40 μ s, definirão a combinação que será escrita na porta B do microcontrolador M68HC11. Sendo que:

- Se a frequência do sinal de entrada for menor do que 60 Hz, o erro é negativo e a combinação escolhida estará compreendida entre \$00 e \$7F, dependendo da proporção do erro em relação aos 40 μ s.
- Se a frequência do sinal é maior do que 60 Hz, o erro é positivo e a combinação escolhida estará compreendida entre \$7F e \$FF, dependendo da proporção do erro em relação aos 40 μ s.
- A frequência é considerada igual a 60 Hz para valores de erro, em módulo, menores que 40 μ s. A combinação escolhida será \$7F.

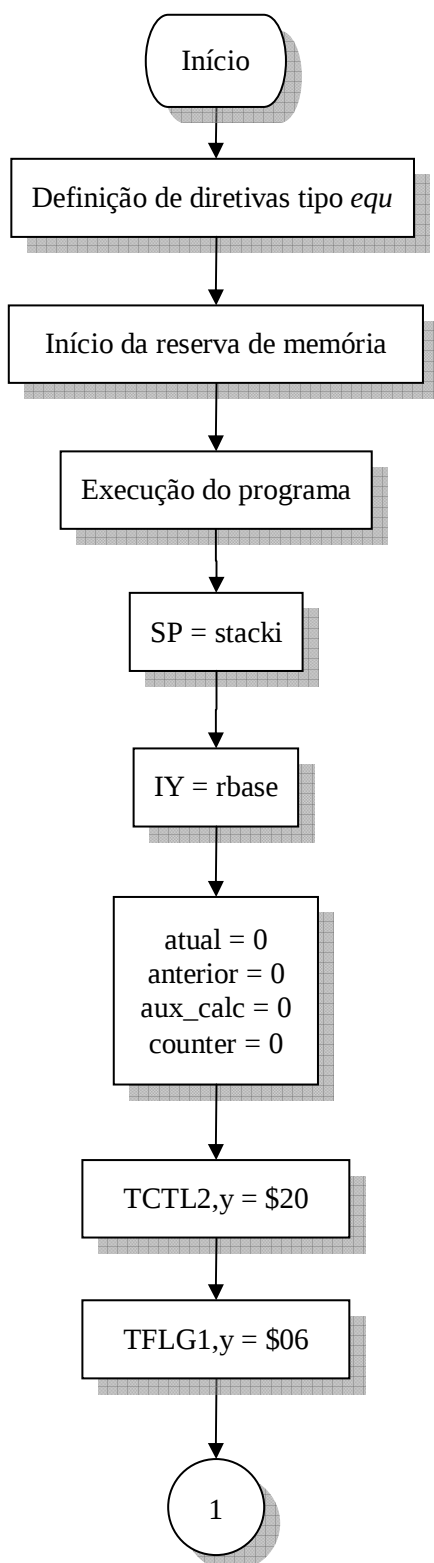
A Tabela 5.1 ilustra a relação entre o valor calculado pelo M68HC11, que é uma palavra de 16 bits e o dado resultante do circuito de interface de saída (DAC) em Volt. O sinal de saída do M68HC11 é conectado a entrada do circuito DAC. São 256 combinações possíveis entre \$00 e \$FF que resultam em um determinado nível de tensão na saída do circuito DAC. Quando a frequência calculada pelo microcontrolador for considerada igual a 60 Hz, escreve-se \$7F na porta B do M68HC11 e, conseqüentemente, o dado de saída do DAC será igual 0 V.

O programa do usuário está disponível no Apêndice E e detalhado no fluxograma da Fig. 5.3.

Tabela 5.1 - Correspondência entre dados de entrada do M68HC11 e dados de saída do circuito DAC.

M68HC11					DAC	
Valor calculado			Erro	Dados de saída	Dados de entrada	Dados de saída
[Hz]	[ms]	Ciclos de máquina [hexadecimal]	T _{ref} - T _{calculado}	[hexadecimal]	[hexadecimal]	[V]
frequência mínima	Período máximo		< 0	\$00	\$00	- V
.	.	.		.	.	.
.	.	.		.	.	.
60	16,67	\$823D	0	\$7F	\$7F	0
.	.	.	> 0	.	.	.
.	.	.		.	.	.
frequência máxima	Período mínimo			\$FF	\$FF	V

Fig. 5.3 - Fluxograma do cálculo da frequência da tensão gerada pelo GSMIP (continua).



Início da rotina de medição da frequência do sinal da tensão do gerador através do HC11.

Diretiva EQU: referencia um nome/símbolo a um valor numérico.

Desvia o ponteiro do programa para a posição que reserva a memória para as variáveis indicadas no algoritmo.

Desvia o ponteiro do programa para a posição de memória onde se inicia a execução do das instruções do programa.

Define a posição inicial do ponteiro da Pilha (*Stack Pointer*).

Carrega o registro de Índice Y com o valor atribuído a “rbase”.

Limpa variáveis *atual*, *anterior*, *aux_calc* e *counter*.

Configura IC1 como “*falling edge*”.

Limpa flag de IC1.

Conector 1 – Início do programa principal.

Fig. 5.3 - Fluxograma do cálculo da frequência da tensão gerada pelo GSMIP (continua).

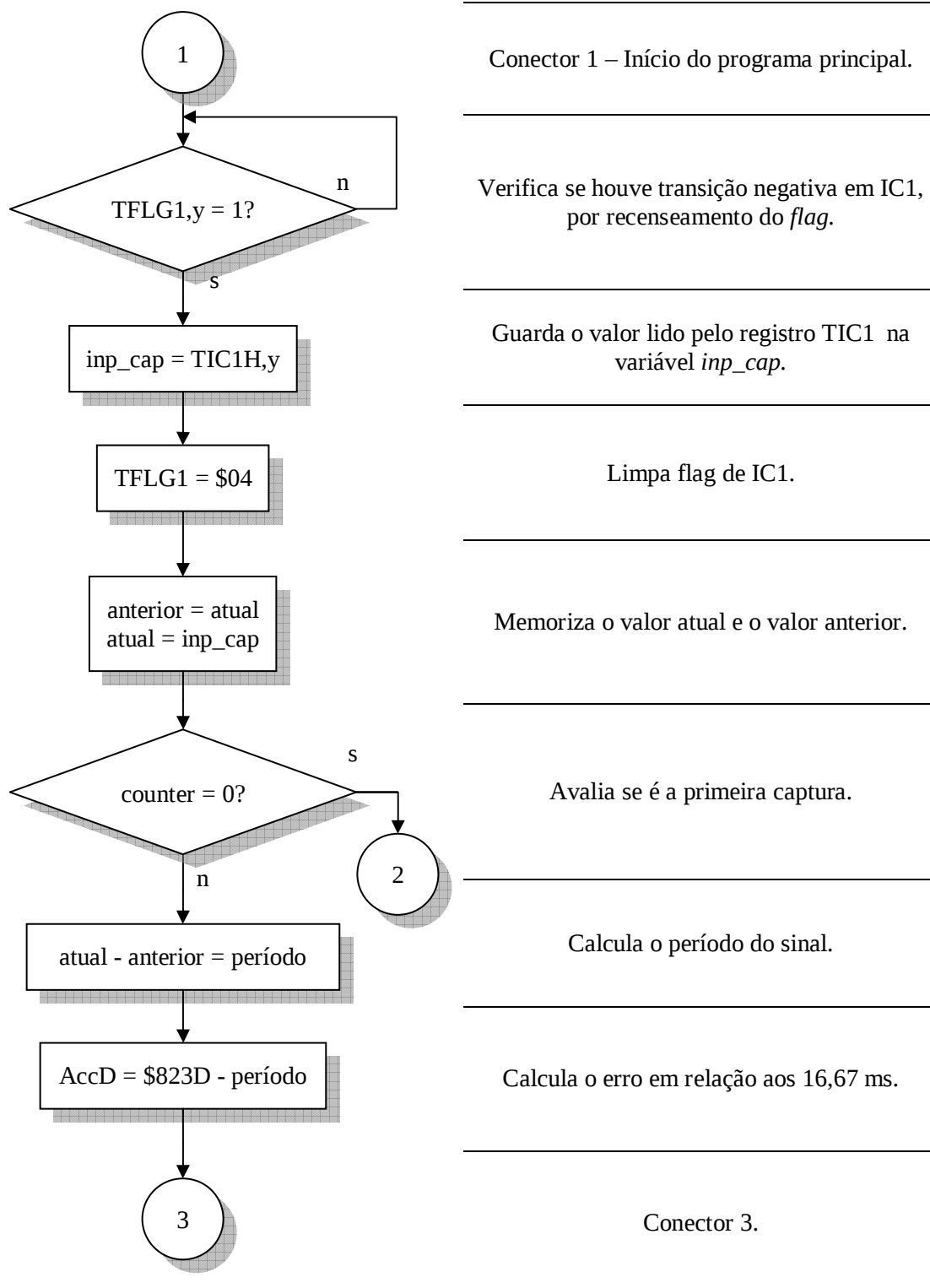


Fig. 5.3 - Fluxograma do cálculo da frequência da tensão gerada pelo GSMIP (continua).

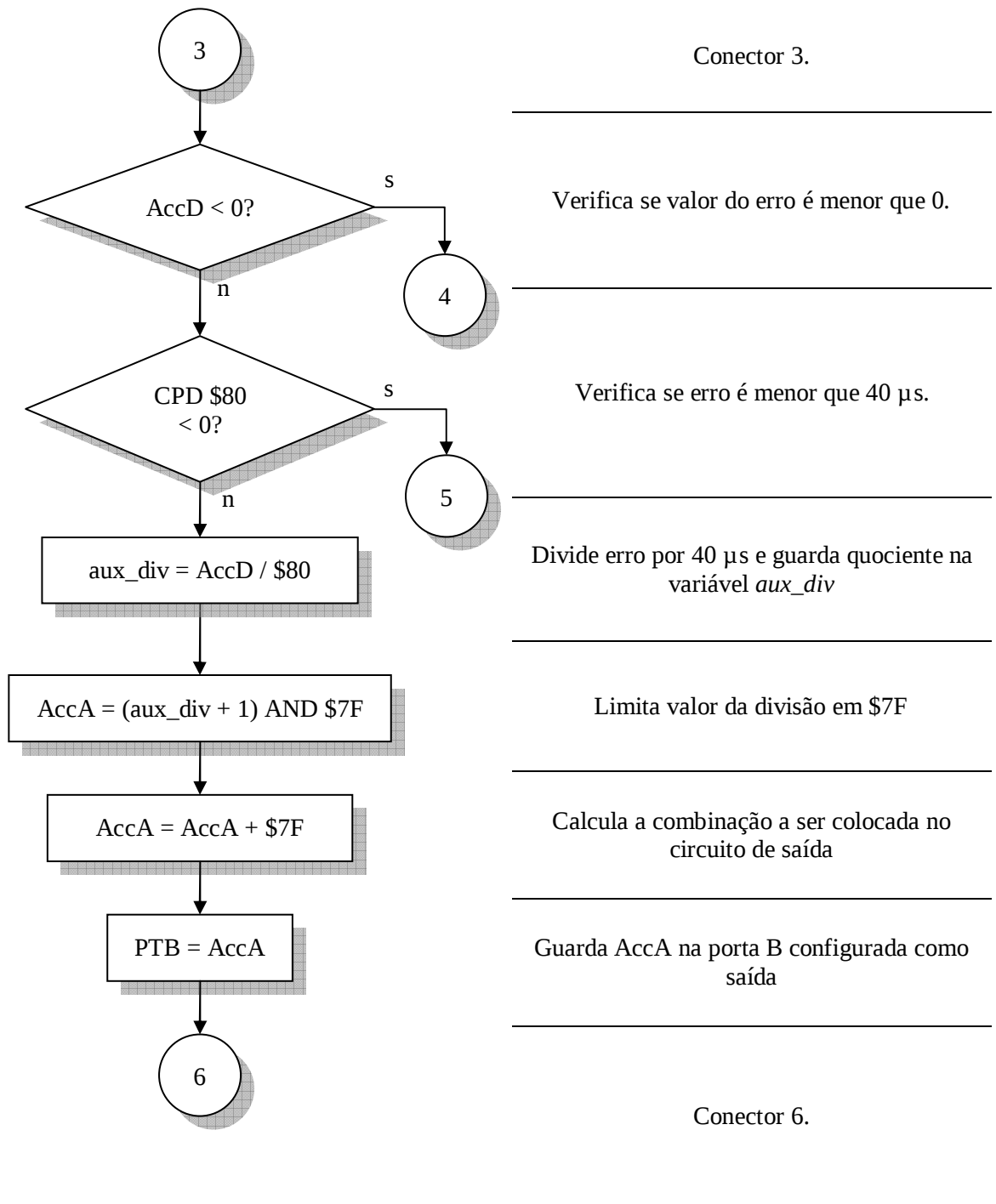


Fig. 5.3 - Fluxograma do cálculo da frequência da tensão gerada pelo GSMIP (continua).

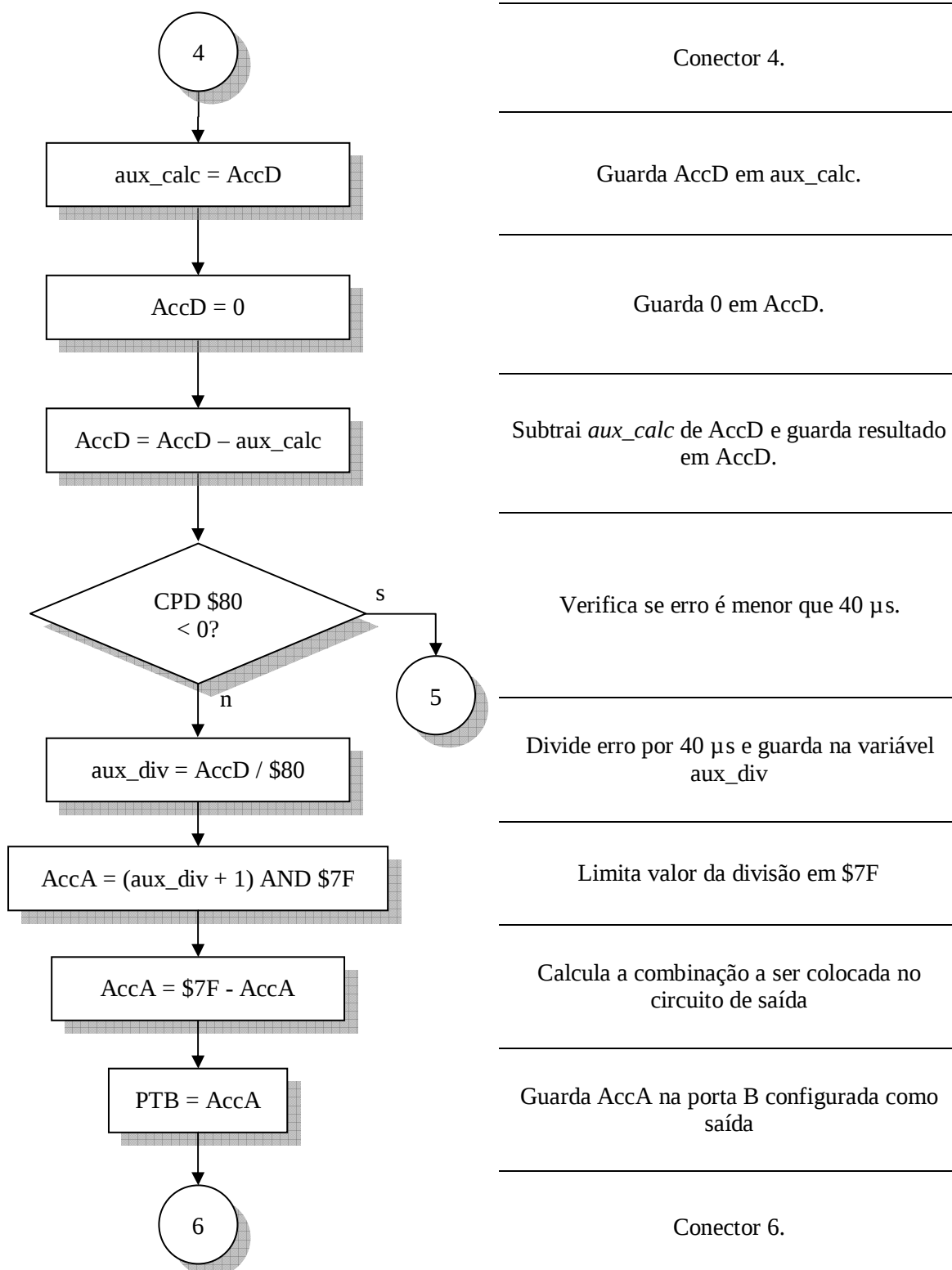
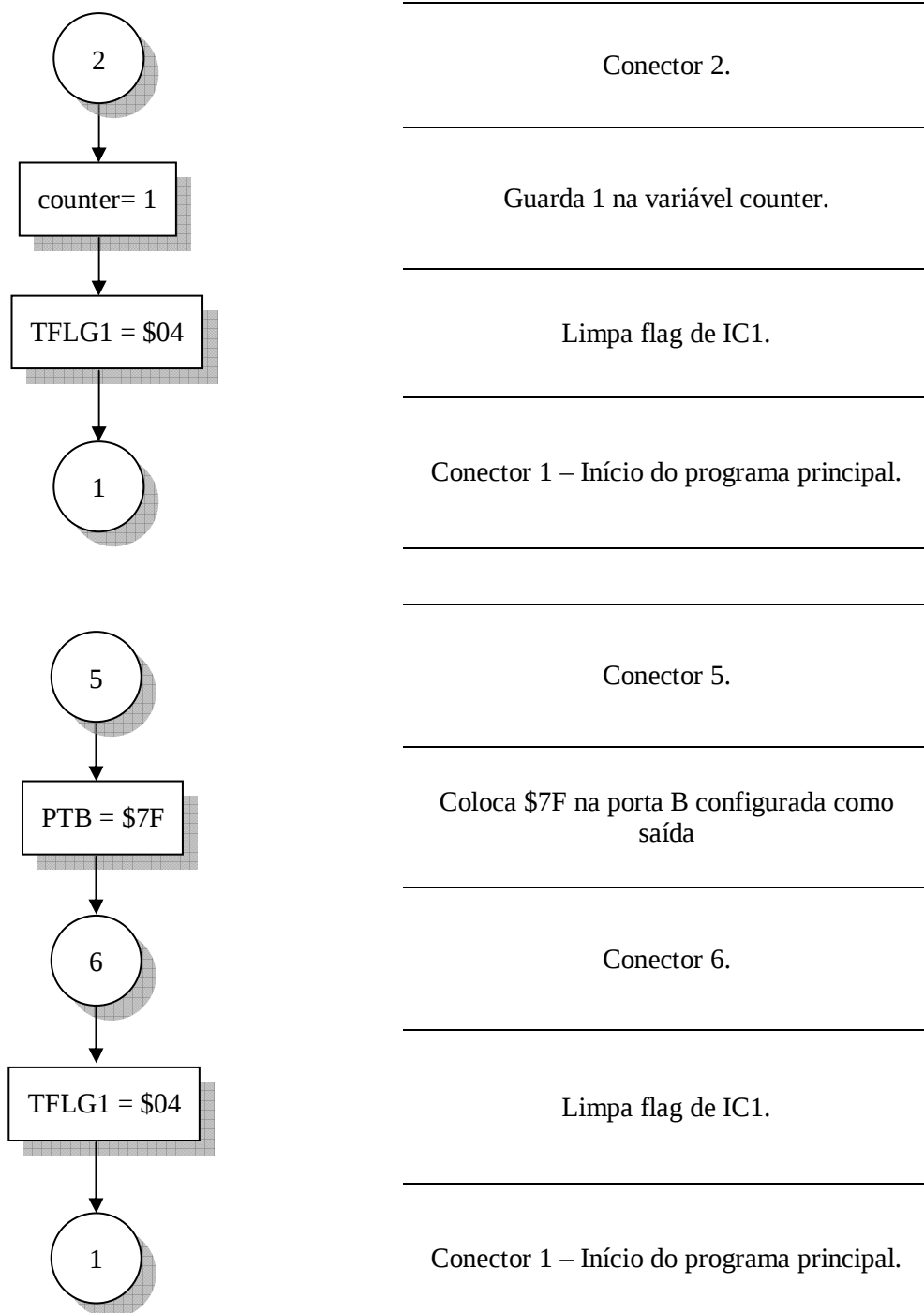


Fig. 5.3 - Fluxograma do cálculo da frequência da tensão gerada pelo GSMIP.



5.1.3 Forma de onda resultante

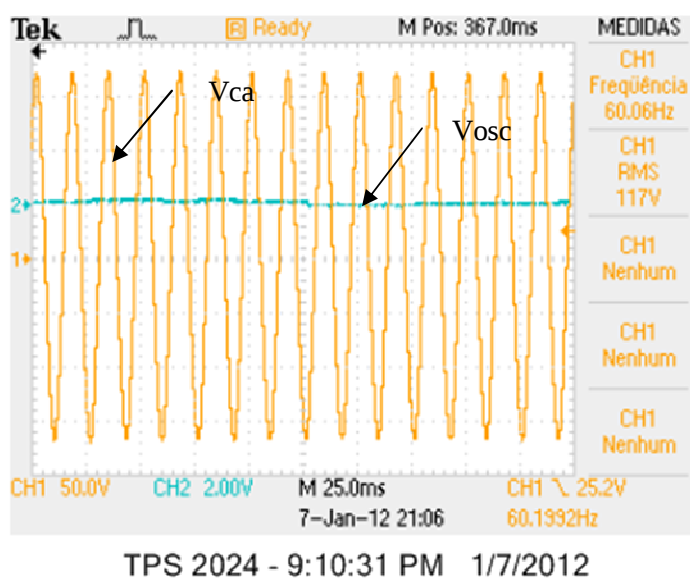
O equipamento utilizado para a coleta dos sinais apresentados nesta seção, foi o osciloscópio da marca Tektronics, modelo TPS2024 [50].

A Fig. 5.4 apresenta as formas de onda obtidas pelo osciloscópio. A forma de onda

Vca apresenta a tensão gerada entre os terminais do GSMIP. O sinal Vosc representa a frequência da tensão alternada do sinal Vca. Ele foi obtido pelo circuito de monitoramento da frequência apresentado na Fig. 5.1.

Neste ensaio o gerador alimentava uma carga de 388W. Conforme a medida realizada pelo osciloscópio, a frequência do sinal Vca equivale a 60,06 Hz (Fig. 5.4). A mesma informação está representada pela forma de onda Vosc, uma vez que o sinal de tensão é igual a 0 V, demonstrando que o circuito desenvolvido para medir a frequência do sinal Vca está operando adequadamente.

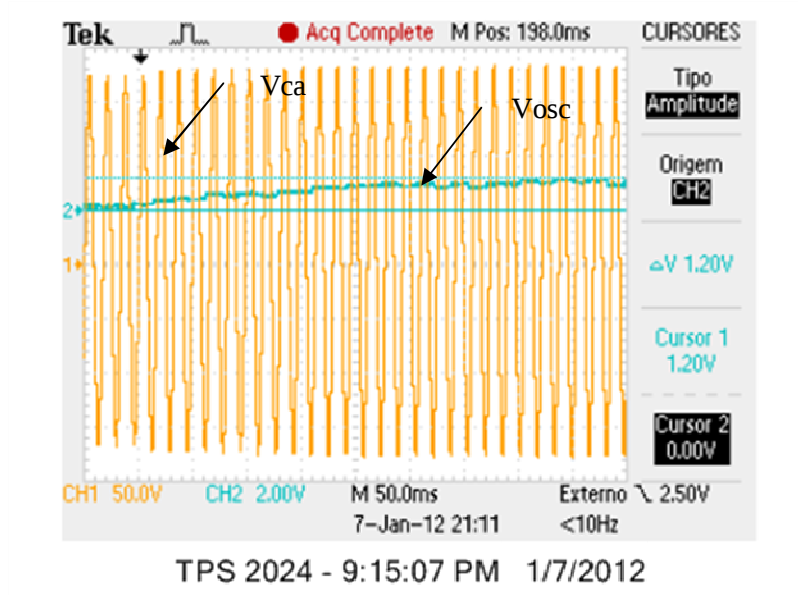
Fig. 5.4 - Sistema em regime permanente a 60 Hz: Vca (Ch1) e Vosc (Ch2).



A Fig. 5.5 apresenta as formas de onda após um ensaio de retirada da carga do usuário, desligou-se uma lâmpada de 60 W, pelo acionamento de uma botoeira. O acionamento da botoeira causa, também, a troca do estado de um sinal que foi conectado ao *trigger* externo do osciloscópio, congelando a imagem quando a forma de onda conectada ao *trigger* atinge a condição estabelecida pelo usuário.

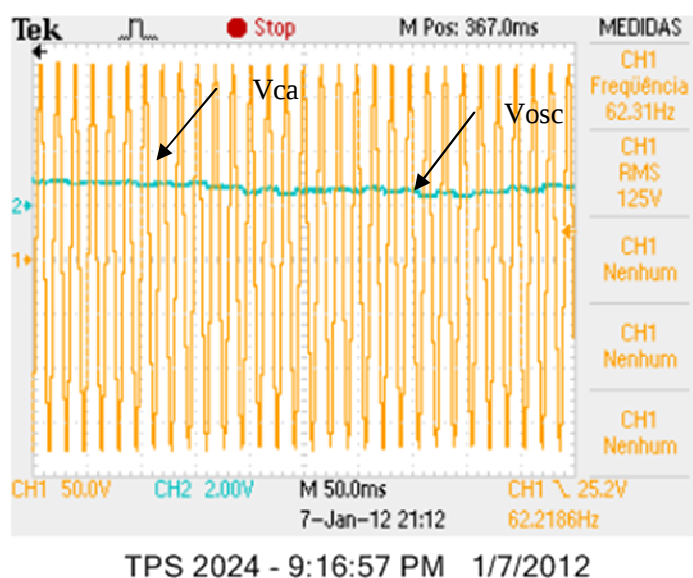
Observando a Fig. 5.5 nota-se que logo após a retirada de carga (indicada pelo *trigger*) o sinal Vosc sofre um aumento de aproximadamente 1,2 V, isto representa o aumento da frequência calculado pelo circuito de monitoramento.

Fig. 5.5 - Retirada de 60 W da carga do usuário: Vca (Ch1) e Vosc (Ch2).



Registrou-se, na Fig. 5.6, os sinais do sistema em regime permanente mantendo a carga de 60W desligada. Observa-se que para a retirada de cerca de 15% da carga houve um aumento de, aproximadamente, 2 Hz na frequência do sinal de tensão gerado pela máquina elétrica. A frequência da tensão do GSMIP estabilizou-se em 62,31 Hz.

Fig. 5.6 - Regime permanente após a retirada de 60 W da carga do usuário: Vca (Ch1) e Vosc (Ch2).



Apresentaram-se, nos parágrafos anteriores, os sinais Vca e Vosc. Este último

resultante do circuito que calcula a frequência da tensão do GSMIP e a disponibiliza ao osciloscópio como sinal analógico em forma de tensão.

5.2 CONSIDERAÇÕES

Com relação ao circuito do lastro, as resistências utilizadas durante os ensaios e que foram encontradas para a compra com valores próximos aos desejados estão apresentadas na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Valores medidos das resistências do lastro.

$R_{l_2}[\Omega]$	$R_{l_4}[\Omega]$	$R_{l_8}[\Omega]$	$R_{l_{16}}[\Omega]$	$R_{l_{32}}[\Omega]$	$R_{l_{64}}[\Omega]$
20,0	39,2	75,9	155,6	310,5	628,0

A Tabela 5.3 apresenta os valores da potência dissipada pelo lastro e da resistência equivalente de acordo com a combinação dos interruptores U2, U4, U6, U8, U10 e U12, considerando os valores das resistências apresentadas na Tabela 5.2.

O cálculo térmico dos interruptores que chaveavam as resistências do lastro não foi necessário, uma vez que os dispositivos utilizados estavam super dimensionados para a aplicação realizada.

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção se discutirá os resultados obtidos em laboratório dos ensaios realizados na microcentral hidrelétrica. Apresenta-se o comportamento do sistema sem a aplicação do controle; apresentam-se as tensões e correntes nos interruptores das resistências do lastro; e finalmente o comportamento do sistema com a aplicação do sistema de controle.

A

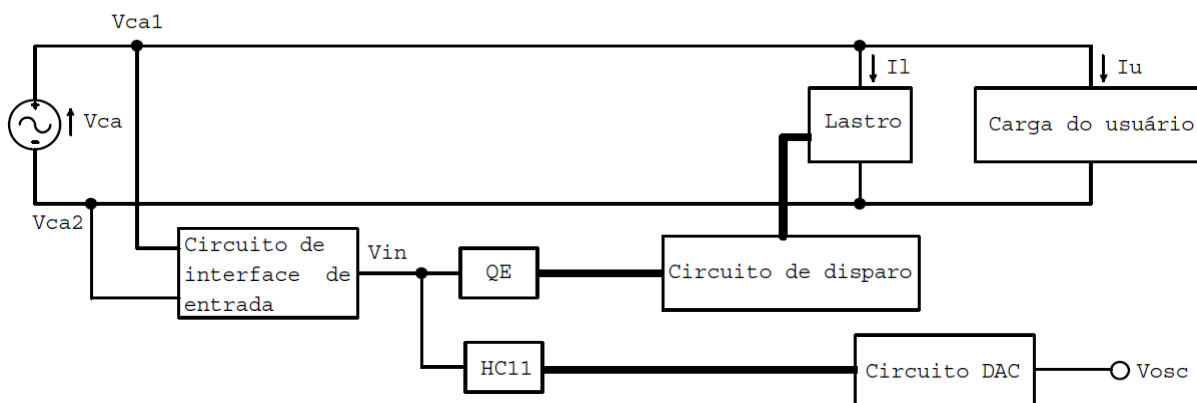
Fig. 5.7 contém uma representação com todos os componentes discutidos nesse trabalho, são eles: GSMIP (tensão gerada - V_{ca}), a carga do usuário, o lastro, as interfaces entre o microcontrolador MC9S08QE8, as interfaces entre o microcontrolador MC68HC11 e o circuito DAC.

Tabela 5.3 - Tabela com os valores das 64 combinações dos interruptores.

	U12	U10	U8	U6	U4	U2	Pdiss [W]	Req [Ω]
0	0	0	0	0	0	0	13,2	1229,2
1	0	0	0	0	0	1	13,4	1209,2
2	0	0	0	0	1	0	13,6	1190,0
3	0	0	0	0	1	1	13,8	1170,0
4	0	0	0	1	0	0	14,0	1153,3
5	0	0	0	1	0	1	14,3	1133,3
6	0	0	0	1	1	0	14,5	1114,1
7	0	0	0	1	1	1	14,8	1094,1
8	0	0	1	0	0	0	15,1	1073,6
9	0	0	1	0	0	1	15,4	1053,6
10	0	0	1	0	1	0	15,7	1034,4
11	0	0	1	0	1	1	16,0	1014,4
12	0	0	1	1	0	0	16,2	997,7
13	0	0	1	1	0	1	16,6	977,7
14	0	0	1	1	1	0	16,9	958,5
15	0	0	1	1	1	1	17,3	938,5
16	0	1	0	0	0	0	17,6	918,7
17	0	1	0	0	0	1	18,0	898,7
18	0	1	0	0	1	0	18,4	879,5
19	0	1	0	0	1	1	18,8	859,5
20	0	1	0	1	0	0	19,2	842,8
21	0	1	0	1	0	1	19,7	822,8
22	0	1	0	1	1	0	20,2	803,6
23	0	1	0	1	1	1	20,7	783,6
24	0	1	1	0	0	0	21,2	763,1
25	0	1	1	0	0	1	21,8	743,1
26	0	1	1	0	1	0	22,4	723,9
27	0	1	1	0	1	1	23,0	703,9
28	0	1	1	1	0	0	23,6	687,2
29	0	1	1	1	0	1	24,3	667,2
30	0	1	1	1	1	0	25,0	648,0
31	0	1	1	1	1	1	25,8	628,0

	U12	U10	U8	U6	U4	U2	Pdiss [W]	Req [Ω]
32	1	0	0	0	0	0	26,9	601,2
33	1	0	0	0	0	1	27,9	581,2
34	1	0	0	0	1	0	28,8	562,0
35	1	0	0	0	1	1	29,9	542,0
36	1	0	0	1	0	0	30,8	525,3
37	1	0	0	1	0	1	32,1	505,3
38	1	0	0	1	1	0	33,3	486,1
39	1	0	0	1	1	1	34,8	466,1
40	1	0	1	0	0	0	36,4	445,6
41	1	0	1	0	0	1	38,1	425,6
42	1	0	1	0	1	0	39,9	406,4
43	1	0	1	0	1	1	41,9	386,4
44	1	0	1	1	0	0	43,8	369,7
45	1	0	1	1	0	1	46,3	349,7
46	1	0	1	1	1	0	49,0	330,5
47	1	0	1	1	1	1	52,2	310,5
48	1	1	0	0	0	0	55,7	290,7
49	1	1	0	0	0	1	59,8	270,7
50	1	1	0	0	1	0	64,4	251,5
51	1	1	0	0	1	1	70,0	231,5
52	1	1	0	1	0	0	75,4	214,8
53	1	1	0	1	0	1	83,2	194,8
54	1	1	0	1	1	0	92,3	175,6
55	1	1	0	1	1	1	104,1	155,6
56	1	1	1	0	0	0	119,9	135,1
57	1	1	1	0	0	1	140,7	115,1
58	1	1	1	0	1	0	168,9	95,9
59	1	1	1	0	1	1	213,4	75,9
60	1	1	1	1	0	0	273,6	59,2
61	1	1	1	1	0	1	413,3	39,2
62	1	1	1	1	1	0	810,0	20,0
63	1	1	1	1	1	1	CC	0,0

Fig. 5.7 - Representação de todos os circuitos discutidos neste trabalho.



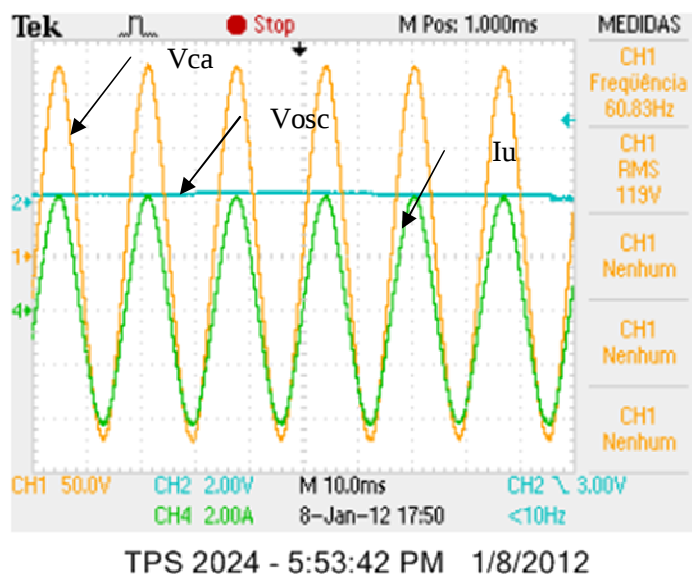
5.3.1 Formas de onda sem ação do controle

As formas de onda a seguir, apresentam o comportamento de alguns sinais do sistema, ainda sem a ação do controle.

5.3.1.1 Corrente na carga do usuário

A Fig. 5.8 mostra as formas de onda para um ensaio realizado com o gerador alimentando 375W de carga do usuário. As pontas de provas foram posicionadas conforme indicações na Fig. 5.7.

Fig. 5.8 - Sistema em regime permanente: Vca (Ch1), Vosc (Ch2) e Iu (Ch4).

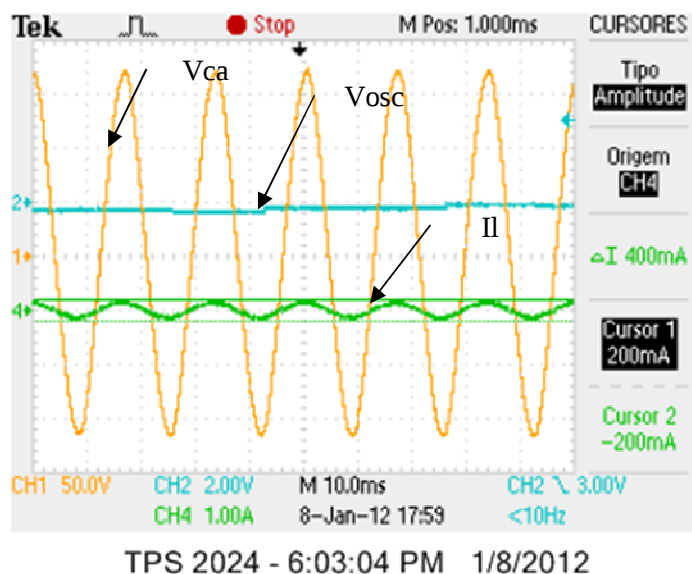


A corrente consumida pela carga do usuário (I_u) é cerca de 8 A pico a pico. Como a carga utilizada é resistiva, verifica-se que a forma de onda da tensão V_{ca} e da corrente I_u estão em fase.

5.3.1.2 Corrente no lastro e tensão na resistência R_{I2}

As formas de onda, apresentadas na Fig. 5.9, foram obtidas do mesmo ensaio realizado no item anterior (gerador alimentando 375W de carga do usuário). Incluiu-se o sinal da ponta de prova do canal 4, o qual mede a corrente (I_l) consumida pelo lastro. As pontas de provas foram posicionadas conforme indicações na Fig. 5.7.

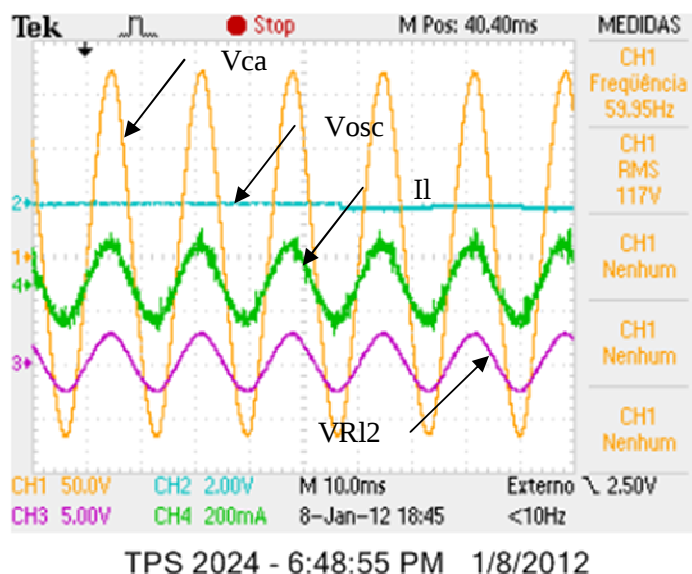
Fig. 5.9 - Sistema em regime permanente: Vca (Ch1), Vosc (Ch2) e Il (Ch4).



Mesmo com o circuito de controle desligado, isso quer dizer que os interruptores do circuito de disparo estão todos abertos, as resistências do lastro nesta condição consomem aproximadamente 400 mA pico a pico (Fig. 5.9). O lastro está em paralelo à carga do usuário, como apresentado na Fig. 5.7.

A Fig. 5.10 apresenta a queda de tensão, VR12 (Fig. 4.18), na resistência R12 do lastro.

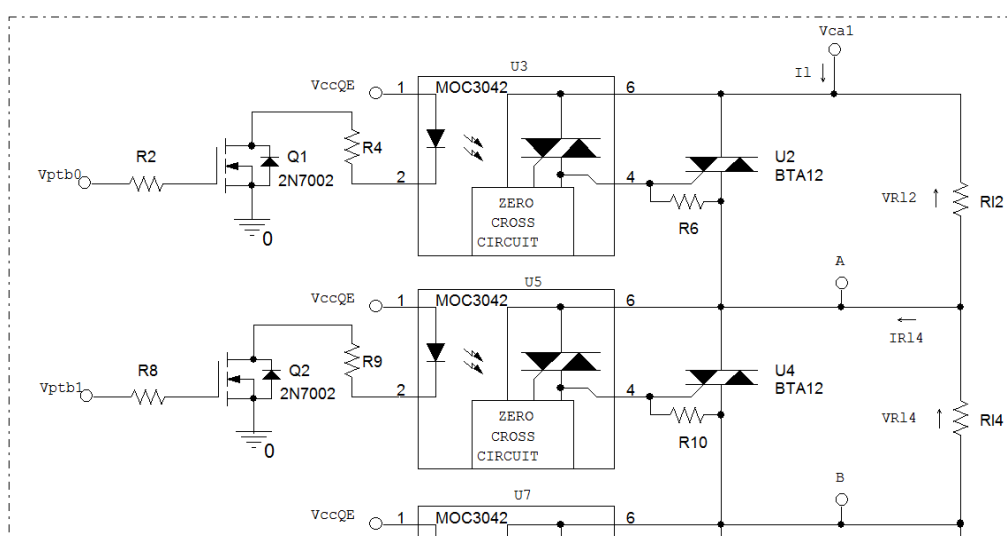
Fig. 5.10 - Sistema em regime permanente: Vca (Ch1), Vosc (Ch2) e Il (Ch4).



5.3.2 Formas de onda dos sinais de gatilho

Para ilustrar as tensões de gatilho do circuito de disparo, apresentam-se as tensões de acionamento (V_{ptb0} e V_{ptb1}) de 2 dos 6 interruptores que fazem parte do circuito de disparo. E, também, apresentam-se as tensões no interruptor U2 ($VR12$) e U4 ($VR14$), indicadas na Fig. 5.11.

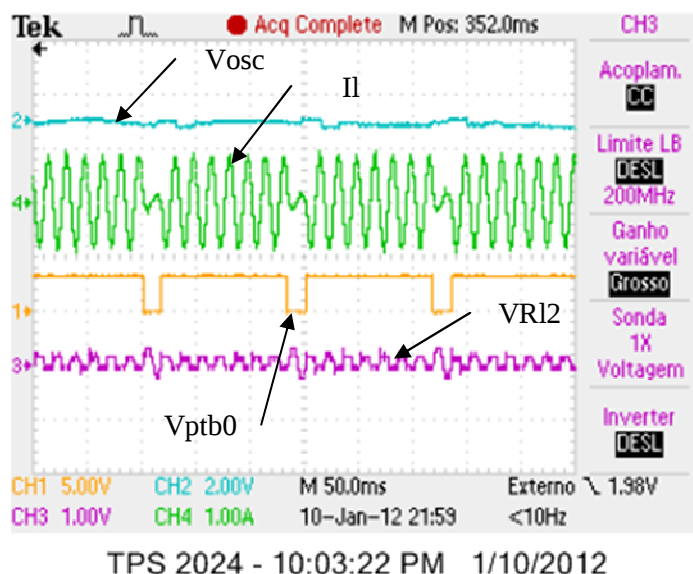
Fig. 5.11 - Detalhe do circuito de disparo conectado ao lastro.



5.3.2.1 Sinal de gatilho, interruptor U2

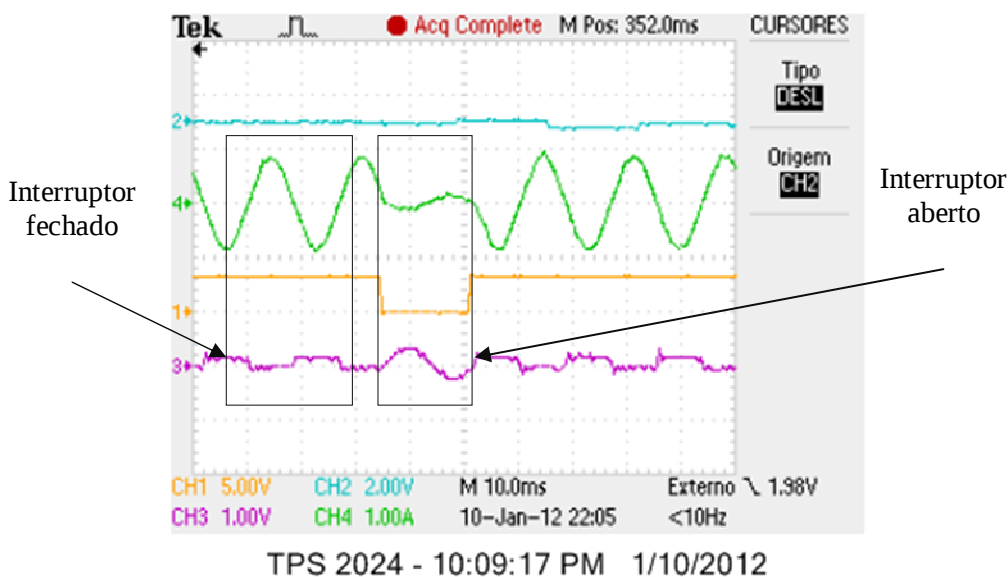
A partir das formas de onda da Fig. 5.12, observa-se o sinal de gatilho V_{ptb0} do interruptor U2 paralelo a resistência $R12$ do lastro. Durante os instantes em que o sinal de gatilho do interruptor tem nível lógico baixo, o interruptor permanece aberto e a corrente $I1$ que circula no lastro diminui, nos mesmos instantes observa-se o aumento da queda de tensão na resistência $R12$ ($VR12$).

Fig. 5.12- Avaliação do sinal de gatilho: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), VR12 (Ch3) e Il (Ch4).



A Fig. 5.13 mostra com mais detalhes os sinais apresentados na Fig. 5.12. Quando o pino do *gate* do interruptor recebe sinal alto e a tensão entre os terminais do interruptor (VR12) é maior do que a tensão limiar, os diodos de potência internos ao componente passam para o estado de condução. Nos instantes que o interruptor está fechado percebe-se que a corrente Il que circula pelo lastro aumenta.

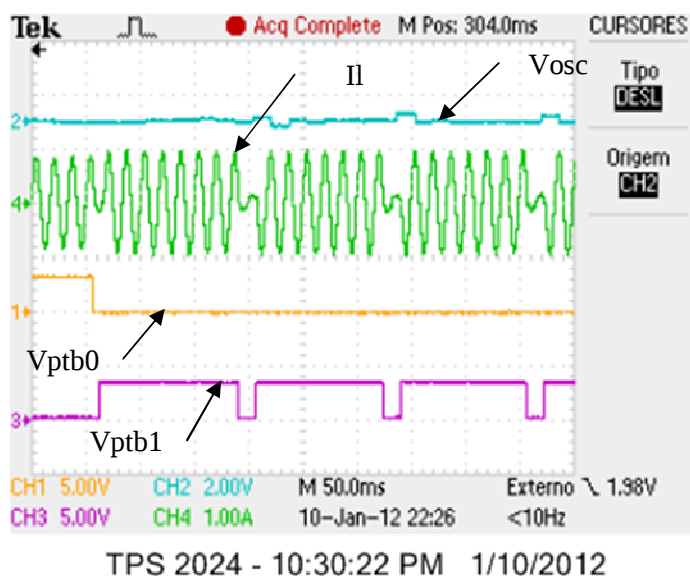
Fig. 5.13 - Bloqueio e condução do interruptor: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), VR12 (Ch3) e Il (Ch4).



5.3.2.2 Sinal de gatilho, interruptor U2 e U4

Neste ensaio, Fig. 5.14, observam-se os sinais de gatilho dos interruptores das resistências de Rl2 e Rl4. Importante observar que os interruptores eram acionados na passagem por zero. Um pouco antes do término do oitavo ciclo, os sinais de gatilho são retirados, possibilitando que todos os interruptores possam se desligar antes do próximo comando de disparo. Dessa forma, os interruptores eram acionados em ciclos inteiros da tensão de entrada.

Fig. 5.14 - Sinais de gatilho dos interruptores U2 e U4: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), Vptb1 (Ch3) e Il (Ch4).



A Fig. 5.15 evidência o tempo morto entre o acionamento dos interruptores. Caso esse tempo não seja respeitado pode implicar na ocorrência de curtos-circuitos.

5.3.2.3 Corrente na resistência Rl4

A corrente I_{Rl4} , no resistor Rl4, foi medida conforme indicado na Fig. 5.11. Verifica-se o comportamento distinto da corrente (I_{Rl4}) a cada combinação dos sinais de gatilho dos dois interruptores apresentados na Fig. 5.16.

Fig. 5.15 - Tempo morto entre o disparo dos interruptores: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), Vptb1 (Ch3) e II (Ch4).

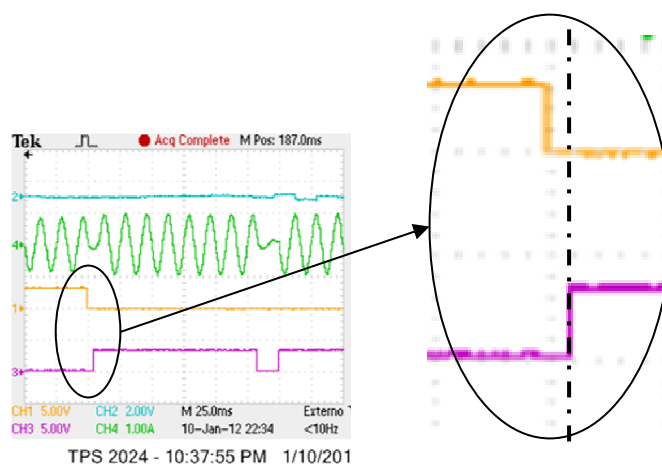
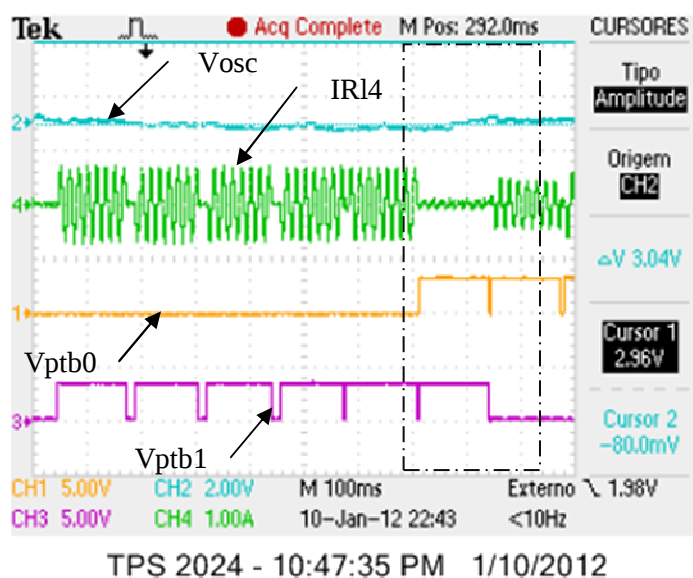
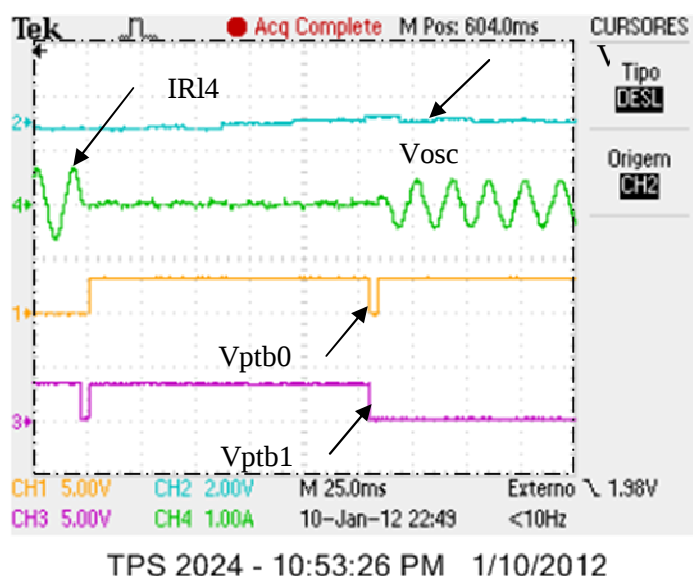


Fig. 5.16 - Comportamento de IRL4: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), Vptb1 (Ch3) e IRL4 (Ch4).



No detalhe da Fig. 5.17, IRL4, observa-se que a corrente que circula no ramo indicado é nula quando os dois interruptores estão ligados.

Fig. 5.17 - Detalhe da corrente IRL4 nula: Vptb0 (Ch1), Vosc (Ch2), Vptb1 (Ch3) e IRL4 (Ch4).



5.3.3 Formas de onda do sistema com ação do controle

Nesta seção apresentam-se os resultados do sistema sujeito às ações do circuito de controle, o qual realiza as correções necessárias para manter a frequência da tensão do GSMIP sempre a 60 Hz.

As formas de onda apresentadas demonstram a atuação do controle devido a variações de carga do usuário. O gerador da microcentral hidrelétrica tem capacidade de fornecimento de até 400 W a sua carga.

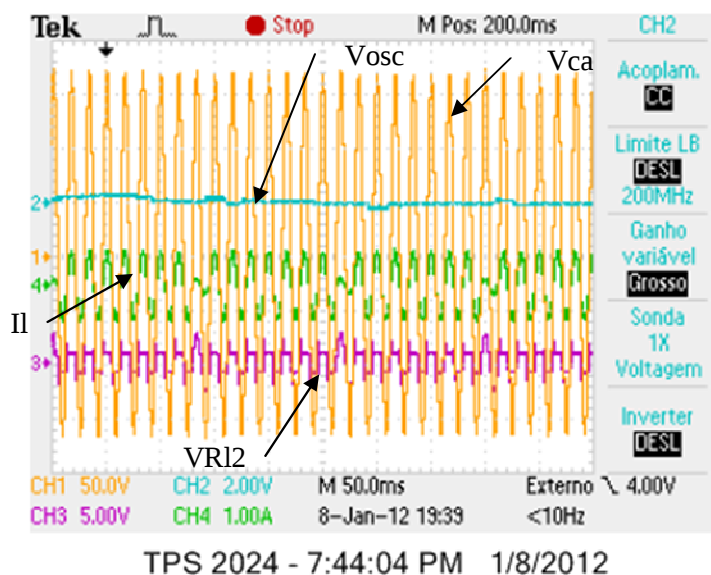
5.3.3.1 Ação do controle em regime permanente

As formas de onda apresentadas na Fig. 5.18 são para um ensaio em que o gerador alimenta uma carga que consome 388 W, sendo 350 W consumidos pela carga do usuário e os 38 W restantes são consumidos pelo lastro. Esta última foi determinada pelo algoritmo de controle, apresentado no capítulo 4, que busca manter a operação do sistema a 60 Hz.

Observando o sinal Vosc (canal 2) da Fig. 5.18, verifica-se que o controle reagiu à retirada de 38 W da carga do usuário. E dentro das opções para a escolha dos interruptores do

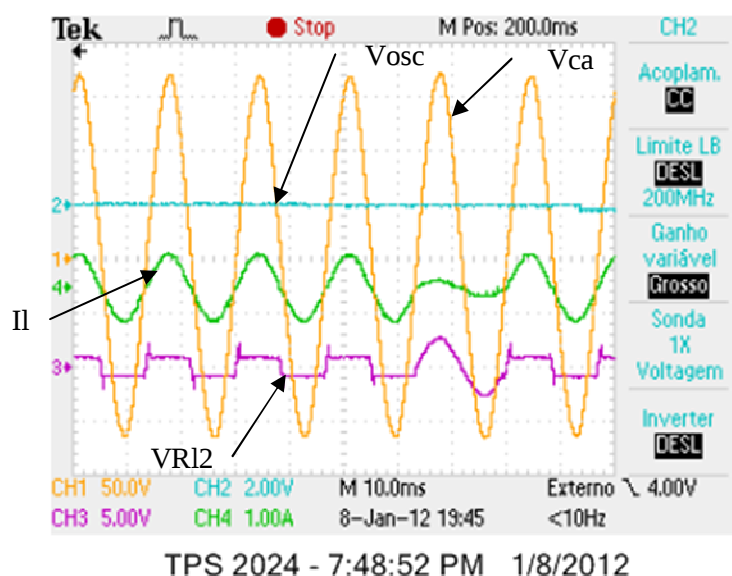
lastro que deveriam ser acionados, conseguiu manter o sistema operando a 60 Hz, conforme desejado.

Fig. 5.18 - Consumo do lastro: Vca (Ch1), Vosc (Ch2), VRI2 (Ch3) e Il (Ch4).



A Fig. 5.19 apresenta a mesma informação que a Fig. 5.18, alterada apenas a escala de tempo de 50 ms/div para 10 ms/div. Verifica-se que a tensão VRI2 apresenta 2 padrões distintos na forma de onda apresentada, os quais representam o interruptor U2 quando ele está conduzindo e quando está aberto. Percebe-se que quando o interruptor U2 se abre, há uma redução no valor pico a pico da corrente do lastro, Il.

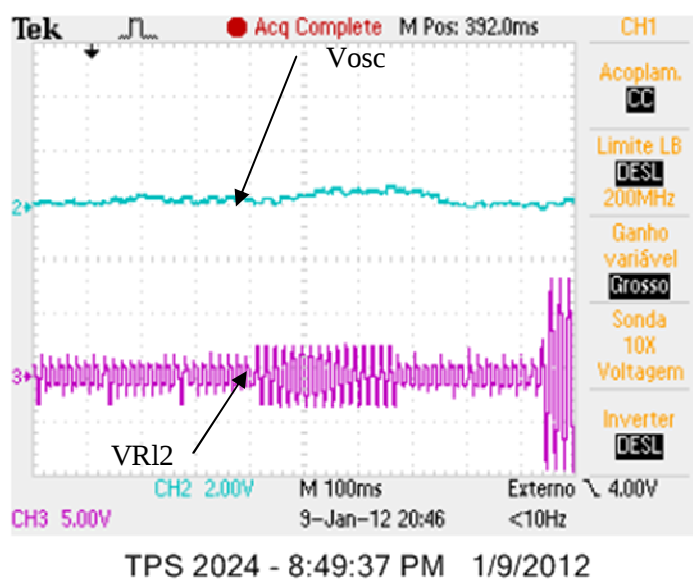
Fig. 5.19 - Detalhe de VRI2: Vca (Ch1), Vosc (Ch2), VRI2 (Ch3) e Il (Ch4).



5.3.3.2 Retirada de 25 W do usuário

Neste ensaio 315 W estavam sendo consumidos pela carga do usuário e aproximadamente 73 W pelo lastro. Após o acionamento da botoeira, 25 W foram retirados da carga do usuário. O sistema de controle procura uma combinação de resistências do lastro capaz de consumir os 98 W. Isto garantirá o funcionamento do GSMIP a 60 Hz.

Fig. 5.20 - Retirada de carga de 25 W: Vosc (Ch2) e VRI2 (Ch3).

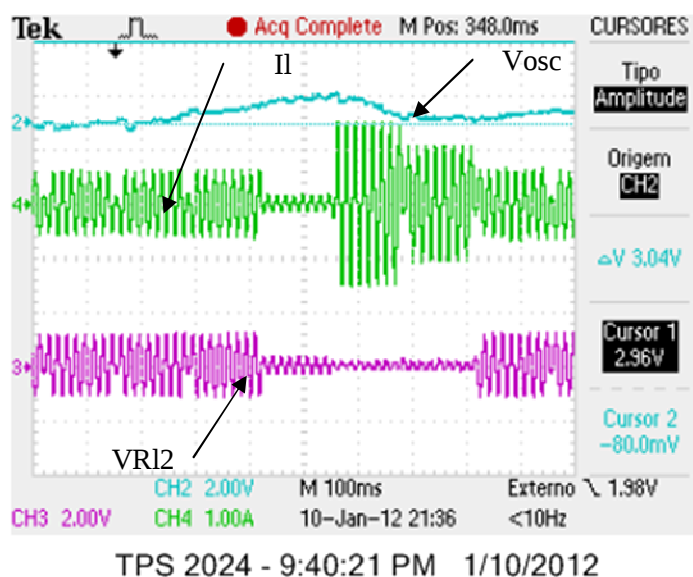


O sistema de controle demonstrou uma resposta adequada de acordo com a Fig. 5.20. Observando o sinal que representa a frequência da tensão gerada pela máquina elétrica, V_{osc} , verifica-se que o controlador busca manter a frequência do sinal em 60Hz.

5.3.3.3 Retirada de 60W do usuário

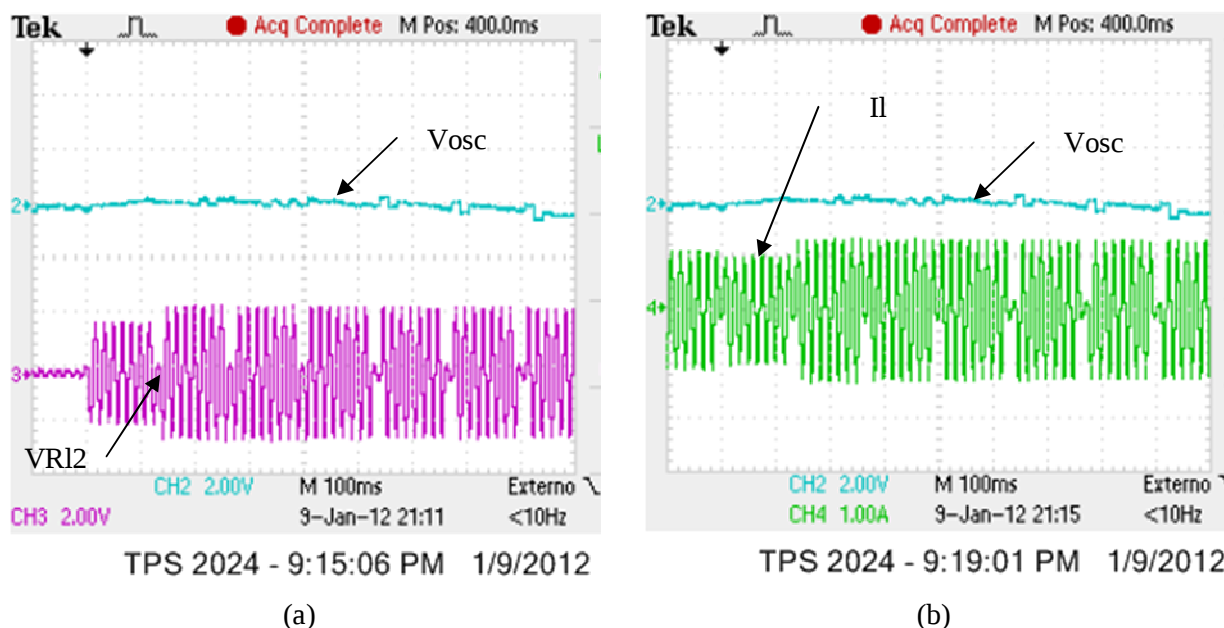
Dois ensaios de retirada de 60 W na carga do usuário são apresentados a seguir. No primeiro, a carga do usuário consumia uma potência de 375 W fornecida pelo GSMIP. Retira-se uma lâmpada de 60 W da carga do usuário conforme Fig. 5.21. O circuito de controle inicia sua atuação e em cerca de 0,5 s reestabelece o sistema a 60 Hz.

Fig. 5.21 - Retirada de carga de 60 W: V_{osc} (Ch2), V_{R12} (Ch3) e I_l (Ch4).



No segundo, a carga do usuário consumia 275 W e os 113 W restantes estavam sendo consumidos pelo lastro. Após o acionamento da botoeira, 60 W da carga do usuário foram desligados e como reação do circuito de controle uma nova combinação de interruptores do lastro foi acionada para que o lastro consumisse um valor equivalente aos 173 W não utilizados pela carga do usuário.

Fig. 5.22 - Retirada de carga de 60 W: (a) Vosc (Ch2) e VRI2 (Ch3); (b) Vosc (Ch2) e II (Ch4).



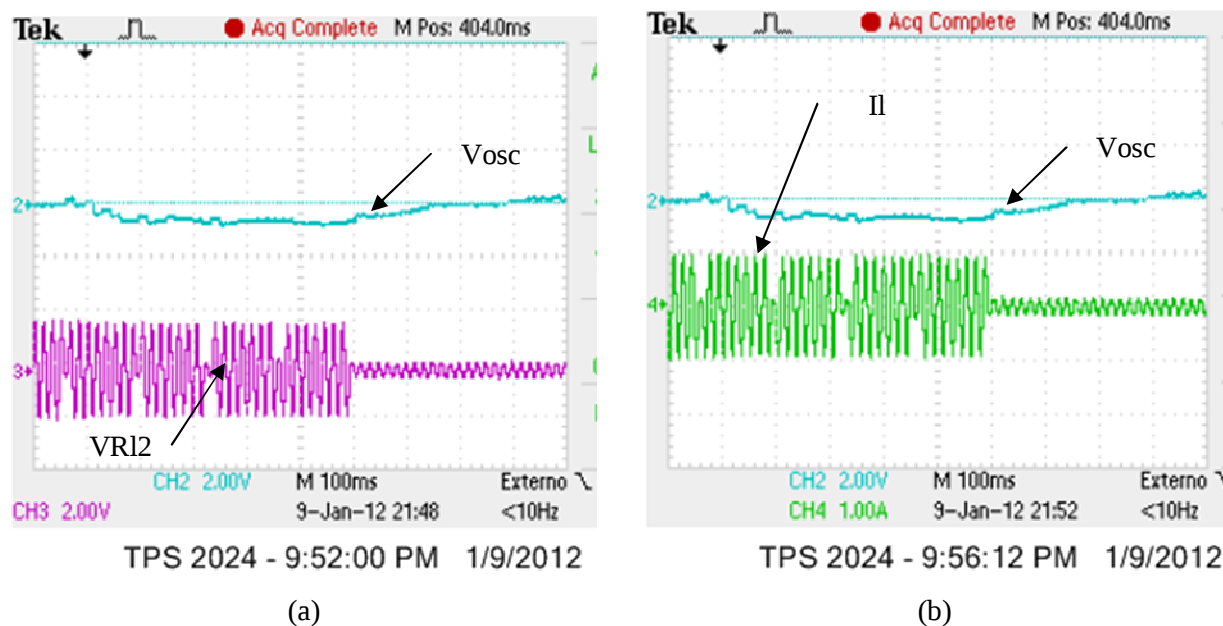
A Fig. 5.22(a) apresenta a tensão na resistência Rl2 e a Fig. 5.22(b) apresenta a corrente consumida pelo lastro. Instantes após a transição houve um aumento da corrente consumida pelo lastro, que corresponde aos 60 W a mais que o lastro passou a consumir para absorver a carga do usuário que foi desligada.

5.3.3.4 Adição de 60 W do usuário

Nesta coleta de dados apresenta-se o comportamento da frequência do sinal de tensão do gerador ao perceber que houve um adição de 60 W na carga do usuário. A reação do circuito de controle neste ensaio deve ser de remover a quantidade necessária de lastro garantindo que o gerador continue com a frequência do sinal a 60 Hz.

Na Fig. 5.23 a carga do usuário está consumindo 315 W e o lastro está consumindo os 73 W restantes. Acrescenta-se 60 W a carga do usuário e como resposta o lastro retira o equivalente a 60 W, mantendo a frequência do sinal de tensão do gerador em 60 Hz.

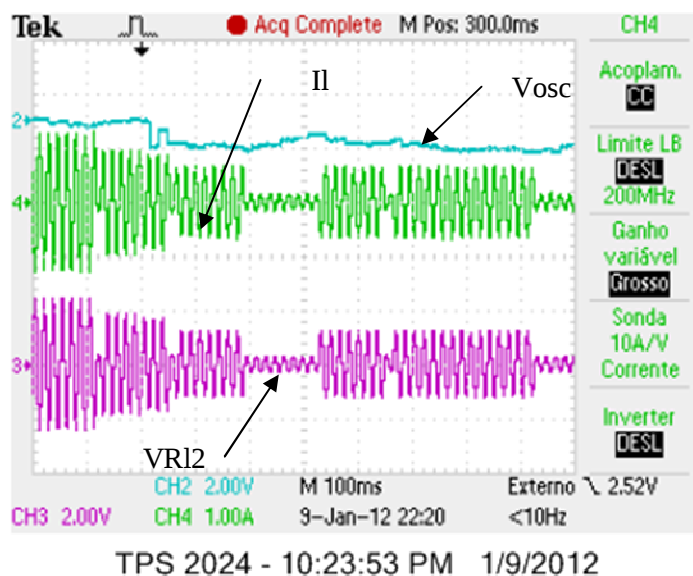
Fig. 5.23 - Adição de carga de 60 W: (a) Vosc (Ch2) e VRI2 (Ch3); (b) Vosc (Ch2) e II (Ch4).



5.3.3.5 Adição de 100 W do usuário

Neste ensaio apresenta-se o comportamento do controle ao perceber um adição de 100 W na carga do usuário. A reação do controle esperada é, também, a remoção da quantidade necessária de lastro, garantindo que o gerador continue operando com a frequência do sinal a 60 Hz.

Fig. 5.24 - Adição de carga de 100 W: Vosc (Ch2), VR12 (Ch3) e Il (Ch4).



Na Fig. 5.24, a carga do usuário está consumindo 275 W e o lastro está consumindo os 113 W restantes. Após adição de 100 W na carga do usuário, a resposta o lastro é retirar o equivalente a 100 W, mantendo a frequência do sinal de tensão do gerador em 60 Hz.

6 CONCLUSÃO

A motivação inicial desta pesquisa foi o desenvolvimento de um controlador para um motor de indução operando como gerador, isolado da rede elétrica. Porém a máquina disponível para os experimentos foi um gerador síncrono monofásico de ímã permanente. Por essa razão, com base nos métodos estudados para controle da máquina de indução, resolveu-se investigar a mesma estratégia de controle (aquela capaz de manter a potência de saída do gerador indução constante) aplicado ao GSMIP.

Isto levou ao desenvolvimento de um controlador eletrônico de carga para garantir que a frequência da tensão gerada por um gerador síncrono monofásico de ímã permanente, operando isolado, mantivesse constante independentemente de variações na carga do usuário.

Toda a potência não consumida pelo usuário é transferida para um lastro composto por resistências. O lastro proposto apresenta uma topologia diferente das apresentadas em outros trabalhos. Ele é formado por resistências associadas em série cujos valores têm proporções binárias.

A microcentral hidrelétrica, onde foram realizados todos os ensaios deste trabalho, foi apresentada. Adicionalmente apresentou-se o detalhamento do GSMIP e das cargas abastecidas pela microcentral hidrelétrica: a carga do usuário e o lastro. A carga do usuário foi representada por um conjunto de lâmpadas e o lastro por um conjunto de resistências.

Para avaliar o comportamento do GSMIP, devido às variações de carga do usuário, realizou-se a coleta de informações. Projetou-se um equipamento eletrônico para coletar o sinal de tensão gerado pelo GSMIP, com o auxílio do microcontrolador M68HC11E9, e ainda, criou-se um procedimento para transferir os dados coletados para um computador. Comparando-se esses dados com dados que representam a curva de carregamento da tensão de capacitores de um circuito tipo R-C, concluiu-se que a planta (GSMIP e cargas) poderia ser representada por um sistema de 1ª ordem.

O compensador, escolhido para efetuar as ações de controle, consistiu de um controlador proporcional integral uma vez que este é de fácil implementação e consagrado em aplicações industriais. Para implementá-lo, no microcontrolador MC9S08QE8, a função de transferência do controlador PI foi transformada do domínio contínuo para o domínio discreto, resultando na equação recursiva utilizada. Aplicou-se a interpretação numérica de ponto-fixo, devido às limitações do microcontrolador, quando do desenvolvimento do *software* de implementação do compensador.

Uma alternativa de topologia de lastro foi investigada: lastro com resistências associadas em série. Cada uma das 6 resistências do lastro tinha um interruptor conectado em paralelo, possibilitando a combinação de 64 resistências equivalentes. Sendo que uma destas combinações (para todos os interruptores ligados) foi evitada para não permitir a ocorrência de um curto-circuito.

Um circuito de conversão frequência/tensão foi projetado e construído para representação da frequência do sinal da tensão gerada pelo GSMIP no osciloscópio. Os resultados experimentais demonstraram o desempenho adequado do controlador eletrônico de carga em resposta às variações de carga do usuário.

Algumas oportunidades de melhoria do sistema de controle foram identificadas. Apesar das 63 combinações efetivas resultarem em um conjunto de resistências equivalentes lineares, a potência nelas dissipadas é não linear. Em consequência isto causa um comportamento oscilatório a determinadas compensações, uma vez que o compensador PI busca eliminar o erro.

A atualização da ação do compensador é realizada a cada 8 ciclos da frequência nominal do gerador. Essa condição poderia ser modificada, considerando mais ou menos ciclos da frequência do gerador, para ação do controle.

Algumas sugestões para trabalhos futuros são: o aumento do número de resistências no lastro, possibilitando um maior número de combinações; ou ainda, com o mesmo número de resistências fazer novas escolhas nos valores das resistências, buscando um conjunto de resistências associadas em série que resultem em uma dissipação de potência linear; aplicar o controlador eletrônico de carga proposto a um gerador de indução para avaliar se é aplicável a máquinas de construção distintas; aproveitar a energia dissipada no lastro em aplicações tais como aquecimento de água e aquecimento de ambientes.

APÊNDICE A – CÁLCULO DA FREQUÊNCIA DA TENSÃO

O programa apresentando neste apêndice realiza o cálculo da frequência da tensão gerada pelo GSMIP, foi escrito em linguagem *Assembly* [51].

```

;110615
rbase      EQU      $1000
TIC1H      EQU      $10
TIC2H      EQU      $12
TIC3H      EQU      $14
TCTL2      EQU      $21
TMSK1      EQU      $22
TFLG1      EQU      $23
initStack  EQU      $0020
ROM         EQU      $1050
RAM         EQU      $0000
IC1         EQU      $04
IC2         EQU      $02
edge        EQU      $28

outrhlf     equ       $ffb5
outa         equ       $ffb8
out1by       equ       $ffbb
outstrg      equ       $ffc7
outcr1f      equ       $ffc4
inchar       equ       $ffcd
reset        equ       $e000

;variáveis
ORG         RAM
stack        RMB       32
atual         RMB       2
anterior      RMB       2
aux_calc      RMB       2
inp_cap       RMB       2
counter       RMB       1
MEMEXT1       RMB       2
MEMEXT2       RMB       2
mem1          fdb       $6000
mem2          fdb       $6080
mem1_f        fdb       $6080
mem2_f        fdb       $6400
lps           fdb       $06C6
              ORG      $E8
              JMP      int_ic

;rom
              ORG      ROM
              LDS      #initStack

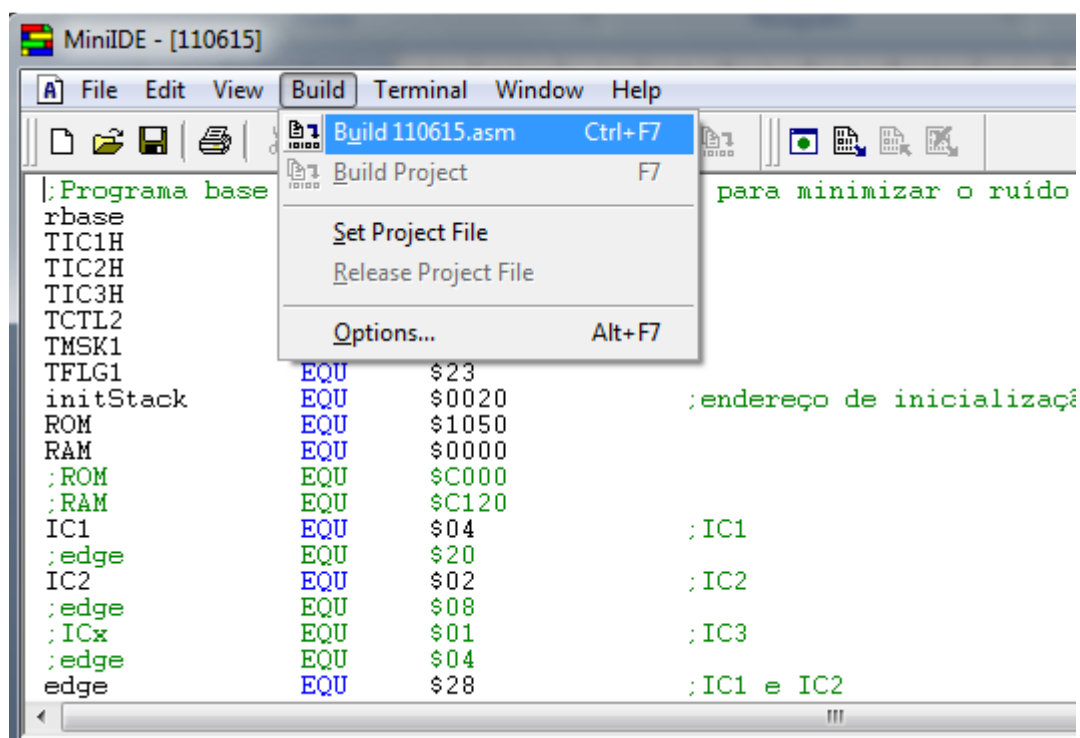
;inicialização
LDY #rbase
LDD mem1
STD MEMEXT1
LDD mem2
STD MEMEXT2
LDD #$0000
STD atual
STD anterior
STD aux_calc
STAA counter
BSET TCTL2,y $24
LDAA #IC1
ORAA #IC2
STAA TFLG1,y
;=====
;POR INPUT CAPTURE
int_ic:

AQUI1:
BRCLR TFLG1,y IC1 AQUI1
LDD TIC1H,y
STD inp_cap
LDD atual
STD anterior
LDD inp_cap
STD atual
;looping
LDD lps
loop:
SUBD #1
CPD #0
BNE loop
;looping
LDAA #IC1
STAA TFLG1,y
LDAA counter
CMPA #0
BEQ FIM_IC0
LDD atual
SUBD anterior
STD aux_calc
BRSET TFLG1,y IC2 DESVIO
LDX MEMEXT1
LDD aux_calc
STD 0,X
INX
INX
STX MEMEXT1
CPX mem1_f
BNE FIM_IC
LDD mem1
STD MEMEXT1
BRA FIM_IC
DESVIO:
LDX MEMEXT2
LDD aux_calc
STD 0,X
INX
INX
STX MEMEXT2
CPX mem2_f
BNE FIM_IC
;=====
LDX mem1
volt:
JSR out1by
JSR out1by
JSR outcr1f
CPX mem2_f
BNE volt
;=====
SWI
FIM_IC0:
LDAA #$1
STAA counter
FIM_IC:
BRA AQUI1
END

```


fonte, em linguagem *Assembly*, em código de máquina através do procedimento apresentado na Fig.apêndice 2.

Fig.apêndice 2 - Procedimento para converter o programa escrito em código fonte para código de máquina.



Essa conversão decodifica as instruções que foram escritas em códigos mnemônicos em seus correspondentes valores binários. O arquivo que contém o *listing* do código fonte *assemblado* está apresentado na Fig.apêndice 3. Os mnemônicos foram transformados em códigos de máquina e estão apresentados na base hexadecimal.

Fig.apêndice 3 - Listing do código fonte do programa assembler, código objeto.

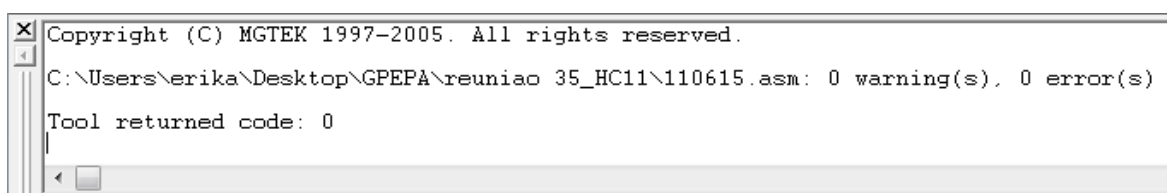
```

20:      =00000028      edge      EQU      $28
21:
22:      =0000FFB5      outrhlf    equ      $ffb5
23:      =0000FFB8      outa       equ      $ffb8
24:      =0000FFBB      outlby     equ      $ffbb
25:      =0000FFC7      outstrg    equ      $ffc7
26:      =0000FFC4      outcrlf    equ      $ffc4
27:      =0000FFCD      inchar     equ      $ffcd
28:      =0000E000      reset      equ      $e000
29:
30:      ;variáveis
31:      =00000000
32:      0000 +0020      stack     RMB      32
33:      0020 +0002      atual      RMB      2
34:      0022 +0002      anterior  RMB      2
35:      0024 +0002      aux_calc  RMB      2
36:      0026 +0002      inp_cap   RMB      2
37:      0028 +0001      counter   RMB      1
38:      0029 +0002      MEMEXT1   RMB      2
39:      002B +0002      MEMEXT2   RMB      2
40:      002D 6000      mem1       fdb      $6000
41:      002F 6080      mem2       fdb      $6080
42:      ;mem1       fdb      $C100
43:      ;mem2       fdb      $C110
44:      0031 6080      mem1_f     fdb      $6080
45:      0033 6400      mem2_f     fdb      $6400
46:      0035 06C6      lps        fdb      $06C6
47:      =000000E8      ORG      $E8
48:      00E8 7E 1075    JMP      int_ic
49:
50:      ;rom
51:      1050 8E 0020    ORG      ROM
52:      LDS      #initStack
53:      ;inicialização
54:      1053 18CE 1000  LDY      #rbase
55:      1057 DC 2D      LDD      mem1
56:      1059 DD 29      STD      MEMEXT1
57:      105B DC 2F      LDD      mem2
58:      105D DD 2B      STD      MEMEXT2
59:      105F CC 0000    LDD      #$0000
60:      1062 DD 20      STD      atual      ;carrega $0(
61:      1064 DD 22      STD      anterior ;carrega $0(
62:      1066 DD 24      STD      aux_calc  ;carrega $0(
63:      1068 97 28      STAA     counter
64:      106A 181C 21 24 BSET     TCTL2,y $24 ;configura
65:      106E 86 04      LDAA     #IC1
66:      1070 8A 02      ORAA     #IC2
67:      1072 18A7 23    STAA     TFLG1,y
68:      ;=====
69:      ;POR INPUT CAPTURE
70:      int_ic:
71:      AOUT1:

```

Quando a conversão para código objeto (ou de máquina) for finalizado corretamente, ou seja, não forem detectados erros, a mensagem apresentada na tela de saída do MiniIDE é igual a da Fig.apêndice 4.

Fig.apêndice 4 - Resultado satisfatório do procedimento de conversão do programa em código objeto.



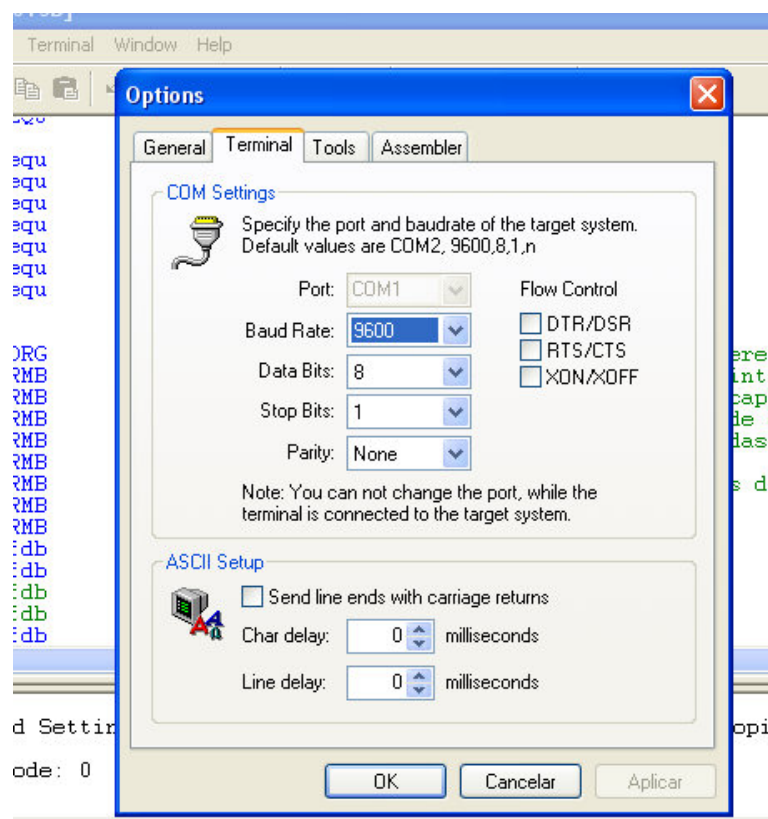
APÊNDICE C – BUFFALO

A gravação de programas do usuário e a importação de informações gravadas na memória do microcontrolador M68HC11E pelo MiniIDE são realizadas pelo programa de monitoramento BUFFALO [53] via comunicação RS232.

a. Configurando a comunicação RS232

A Fig.apêndice 5 apresenta os parâmetros utilizados para configurar a porta do computador que permite a comunicação RS232 entre o microcontrolador e o *software* MiniIDE, instalado no computador.

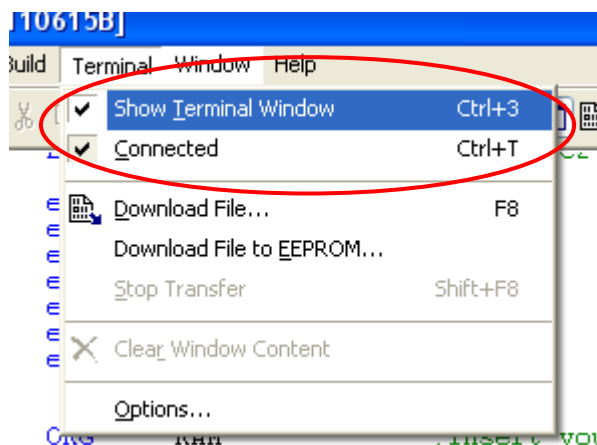
Fig.apêndice 5 - Configuração do protocolo de comunicação RS232 entre o MiniIDE e o microcontrolador M68HC11E.



Realizada a configuração, o próximo passo é estabelecer a conexão entre o

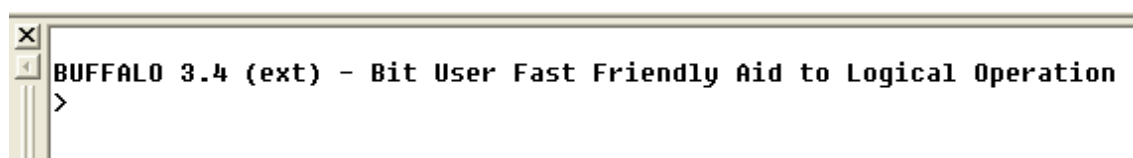
microcontrolador e o computador. A Fig.apêndice 6 apresenta os dois botões que devem ser habilitados. O primeiro para abrir a tela de comandos e o segundo para estabelecer a conexão, via comunicação RS232, entre o computador e o microcontrolador.

Fig.apêndice 6 - Procedimento para estabelecer a comunicação entre a ferramenta MiniIDE e o microcontrolador.



Se a conexão for estabelecida corretamente, a tela de comandos apresentará a mensagem da Fig.apêndice 7. A tela de comandos fará a interface para gravar dados e, também, importar dados do microcontrolador, utilizando o programa de monitoramento BUFFALO.

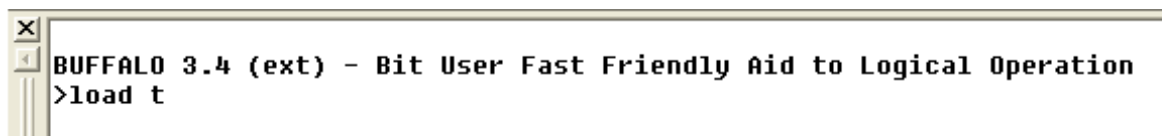
Fig.apêndice 7 - Tela de comandos aguardando instrução do usuário.



b. Gravação do programa no microcontrolador

A referência [54] apresenta as diversas funções pré-definidas no programa de monitoramento BUFFALO. Para gravar o programa do usuário, no microcontrolador, utiliza-se o comando “load t” conforme Fig.apêndice 8.

Fig.apêndice 8 - Comando load t para gravação de programas no microcontrolador.



Neste momento o programa de monitoramento aguarda o *download* do arquivo do usuário. Para isso, deve-se acessar a barra de ferramentas do *software* MiniIDE, no *Menu Terminal > Download File* conforme Fig.apêndice 6. A tela apresentada na Fig.apêndice 10 surgirá. Ao selecionar o arquivo com extensão “.s19” e clicar sobre o botão *Abrir*, a gravação do arquivo no microcontrolador será iniciada.

Fig.apêndice 9 - Gravação do arquivo no microcontrolador.

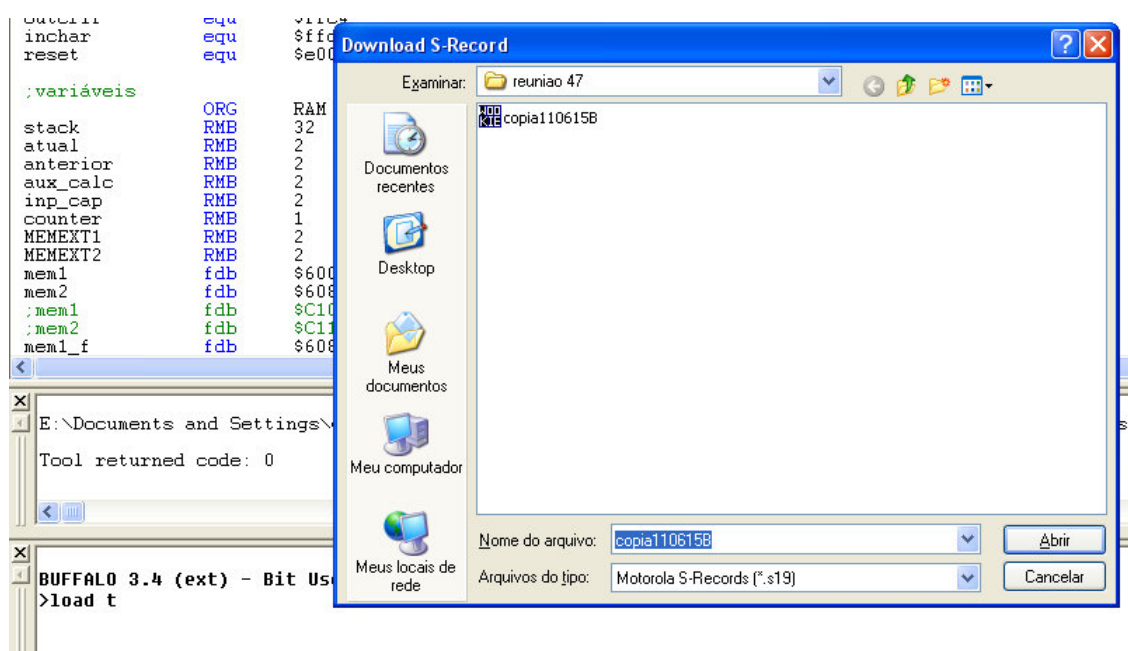
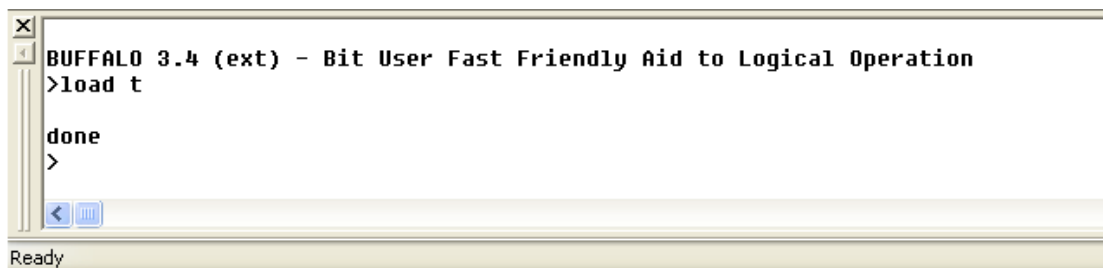


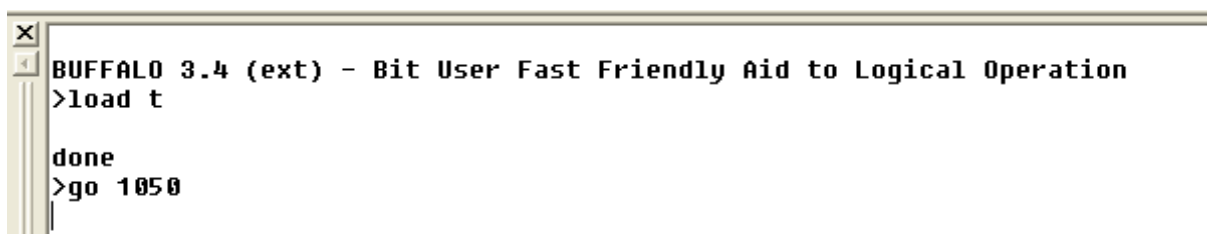
Fig.apêndice 10 - Arquivo gravado no microcontrolador.



c. Iniciando programa no microcontrolador

Para que o programa do usuário inicie a execução de suas tarefas, após ter sido gravado no microcontrolador, é necessário escrever o comando “*go to*” na tela de comando do MiniIDE seguida do endereço onde se encontra o início do programa. A Fig.apêndice 11 apresenta um exemplo para iniciar a execução de um programa do usuário.

Fig.apêndice 11 - Comando “go to” para iniciar a execução do programa do usuário.



d. Exportação das informações gravadas na memória do microcontrolador

O programa de monitoramento BUFFALO apresenta também sub-rotinas [54] que facilitam a realização de tarefas de entrada e saída de dados do microcontrolador. Para obter o valor dos períodos calculados pelo programa do usuário duas sub-rotinas, *out1by* e *outcrl*, foram incluídas no final do referido programa escrito pelo usuário. Essas sub-rotinas estão descritas na Tabela.apêndice 1.

Tabela.apêndice 1 - Sub-rotinas do programa de monitoramento BUFFALO.

Sub-rotina	Descrição
<i>out1by</i>	Converte o byte binário que está no conteúdo do endereço indicado pelo registro de índice X em dois caracteres em formato ASCII e os envia para a tela de comandos. Incrementa o endereço do registro de índice X, apontando para o próximo byte.
<i>outcrl</i>	Transfere o ponteiro da tela de comandos para a próxima linha.

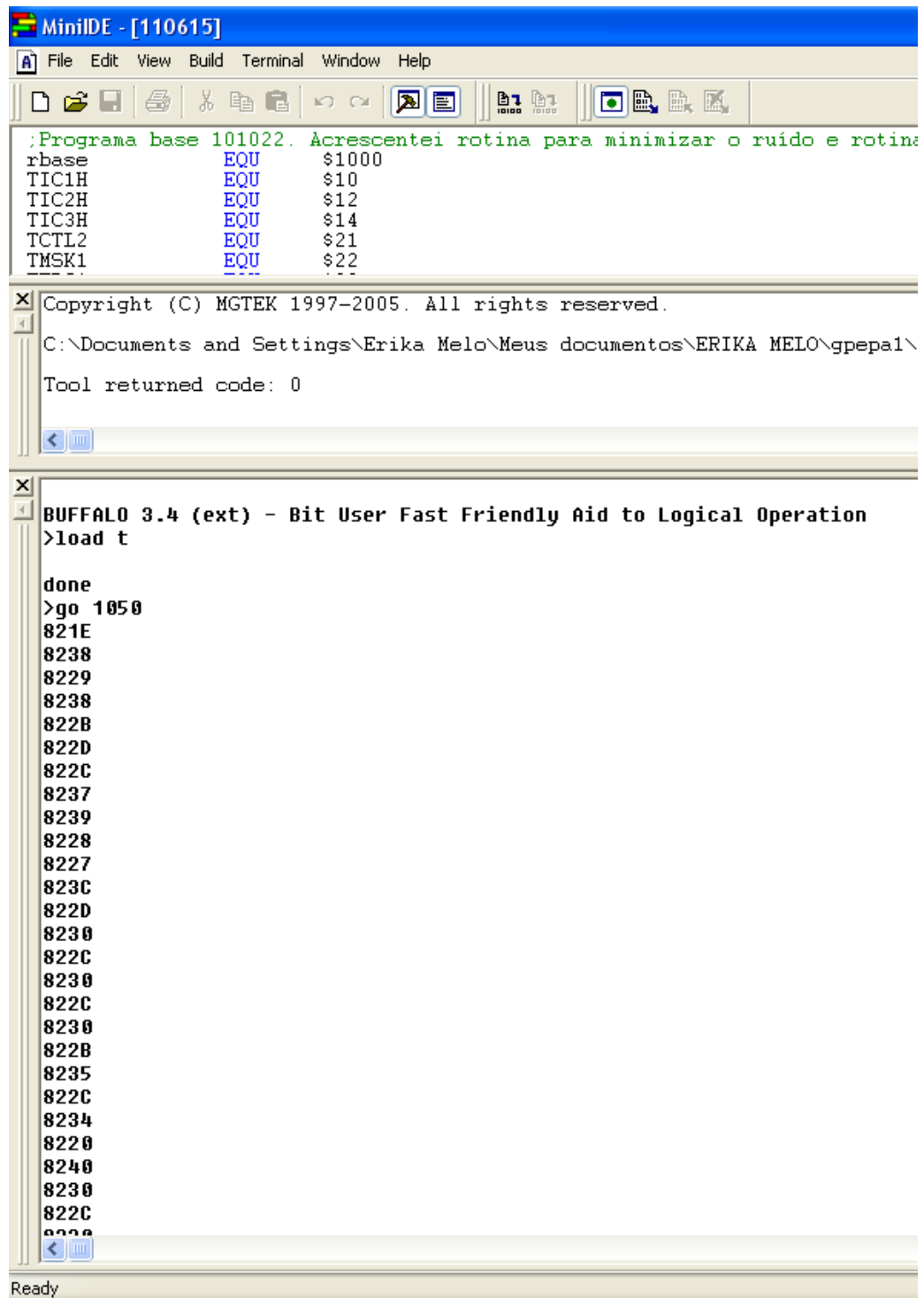
Como apresentado anteriormente, cada ensaio de coleta de dados resulta em 512 períodos salvos na memória do microcontrolador, alocados entre os endereços de memória de: \$6000 a \$6400.

Para obter os 512 valores, arranjados em forma de tabela, utilizam-se as sub-rotinas apresentadas na Tabela.apêndice 1 para ler os dados da memória do microcontrolador e enviá-los a tela de comandos.

Conforme descrição da Tabela.apêndice 1, a sub-rotina *out1by* verifica o conteúdo do endereço apontado pelo registro de índice X, converte-o em formato ASCII, envia-o para a tela de comandos e incrementa o endereço apontado pelo registro de índice X. Como cada período calculado ocupa 2 bytes, essa sub-rotina deverá ser chamada duas vezes.

Logo em seguida chama-se a sub-rotina *outcrl* que transfere o ponteiro da tela de comando para a próxima linha. Reinicia-se o mesmo processo para escrever na tela de comando o próximo período calculado, até que se atinja o final da memória onde foram armazenados os dados (endereço \$6400). A tela de comandos disponibilizará os dados conforme apresenta a Fig.apêndice 12.

Fig.apêndice 12 - Dados importados da memória do microcontrolador.



APÊNDICE D – PROGRAMA DE CONTROLE

```

; Include derivative-specific definitions
    INCLUDE 'derivative.inc'
;
; export symbols
;
        XDEF _Startup
        ABSENTRY _Startup
; seção de dados
ORG     RAMStart      ;Insert your data definition here $0100
initStack EQU $0120    ;endereço de inicialização do Stack Pointer
stack RMB 32           ;memória reservada ao Stack Pointer
; variáveis
l_ptb RMB 1             ;variável interruptor PTB
comb RMB 1             ;variável que determina a combinação de [0-255]
soma RMB 1
t_lowa RMB 2
t_lowb RMB 2
t_higha RMB 2
t_highb RMB 2
op1 RMB 2              ;operando 1 da multiplicação
op2 RMB 1              ;operando 2 da multiplicação
mul_aux1 RMB 2         ;variável auxiliar para a multiplicação
mul_aux2 RMB 2         ;variável auxiliar para a multiplicação
mul_result RMB 2       ;resultado da multiplicação
ic_cmp RMB1            ;variável de comparação do ic, ic_cpm=ncs-1
per RMB 2              ;per=(ncs+1)*t_60hz
atual RMB 2            ;registro atual da entrada de captura
anterior RMB 2         ;registro anterior da entrada de captura
somatorio RMB 2        ;registro do somatório das frequências calculadas
aux_calc RMB 2         ;variável auxiliar do cálculo das frequências
flag_ic RMB 1          ;variável de controle do núm de entradas de captura
flag_oc0 RMB 1         ;variável de controle da rotina de int de oc0 cha
flag_oc1 RMB 1         ;variável de controle da rotina de int de oc1 chb
sinal RMB 1            ;sinal do lastro
counter RMB 1          ;variável que conta as entradas de captura
rdf RMB 1              ;variável auxiliar do cálculo de frequência média
frequencia RMB 2       ;registro que contém frequência média
erro RMB 2             ;erro= t_60hz - frequência
erro_ant RMB 2         ;erro anterior memorizado
resto_div RMB 2        ;variável criada para testar resto da divisao
inp_cap RMB 2          ;variável que armazena as entradas de captura
meio_ciclo RMB 2       ;t_60hz/2
h_chs RMB 1            ;variável que habilita interruptores
ncl RMB 1
teste RMB 2
sk RMB 2               ;variavel de controle
sk_ant RMB 2           ;variavel de controle anterior
coefA RMB 1            ;coeficiente A do compensador
coefB RMB 1            ;coeficiente B do compensador
coefC RMB 1            ;coeficiente C do compensador
; code section
ORG     ROMStart      ;$E000 flash memory
_Startup:
LDHX    #initStack    ;initialize the stack pointer
TXS
;
        CLI           ;enable interrupts
main:
;inicialização
JSR     INICIALIZAR    ;chama sub-rotina INICIALIZAR
LDA     #$02
STA     SOPT1          ;disable watchdog
CLI     ;Allow interrupts to happen
AQUI:
WAIT
NOP
LDX     flag_ic
BNE     CALC
BRA     AQUI
CALC:
LDA     #0

```

```

STA flag_ic          ;zera variável flag_ic
JSR FREQ_MEDIA
JSR CALC_ERRO
BRA AQUI
;=====
INICIALIZAR:
MOV  #$45,TPM1SC      ;%0100|0101 Timer 1 - Cleared + Stopped
MOV  #$05,TPM2SC      ;%0000|0101 Timer 2 - Cleared + Stopped
; Clicks once every 32 BUS Cycles
; Bus Clock Selected

;definindo os valores das variaveis
LDA      ncs
DECA
STA      ic_cmp
LDA      t_60hz
LSRA
STA      meio_ciclo
LDA      t_60hz+1
RORA
STA      meio_ciclo+1
;definindo operandos para multiplicação (ncs)* t_60hz
LDHX     t_60hz ;carrega t_60hz em H:X
STHX     op1    ;guarda em operando 1
LDA      ncs    ;carrega A com ncs
STA      op2    ;guarda em operando 2
JSR      MULTIPLICACAO ;vá para rotina MULTIPLICA
LDHX     mul_result ;carrega resultado da multiplicação
STHX     per    ;armazena H:X no cp
;(quant de ciclos do período)
STHX     TPM1MOD ;carrega período no TPM1MODH/L
STHX     TPM2MOD ;carrega período no TPM2MODH/L
LDX      #1      ;7
STX      coefA
LDX      #$0A    ;10
STX      coefB
LDX      #$6C    ;6,75
STX      coefC
LDHX     #$0000
STHX     erro_ant ;carrega $0000 na variável erro_ant
STHX     sk       ;carrega $0000 na variável sk
STHX     sk_ant   ;carrega $0000 na variável sk_ant
STHX     atual    ;carrega $0000 na variável atual
STHX     anterior ;carrega $0000 na variável anterior
STHX     somatorio ;carrega $0000 na variável somatorio
STHX     aux_calc ;carrega $0000 na variável aux_calc
STHX     TPM2C0V ;carrega $0000 no registro do canal 1 do TPM2

STX      flag_ic ;limpa variável flag_ic
STX      sinal   ;limpa variável sinal
STX      flag_oc0 ;limpa variável flag_oc0
STX      flag_oc1 ;limpa variável flag_oc1
STX      counter
STX      h_chs
STX      l_ptb
STX      comb
LDHX     #$FFFF
STHX     t_lowa ;carrega $FFFF na variável t_lowa
STHX     TPM2C1V ;carrega $FFFF no registro do canal 1 do TPM1
STHX     TPM1C0V ;carrega $FFFF no registro do canal 0 do TPM1
;calculo do valor de rdf, numero de rotacoes da divisao de calc_frequencia
LDX      #$FF
STX      rdf
LDA      ncs

VOLTA_INC:
INCX
STX      rdf
LSRA
BNE      VOLTA_INC
MOV      #%00010000,TPM2C0SC ;desab int 0C;
MOV      #%01000100,TPM1C0SC ;hab int IC;rising edge
MOV      #$00,PTAD
MOV      #$0C,PTADD ;%0000|1110 0-input, 1-output
MOV      #$00,PTBD
MOV      #$3F,PTBDD ;%0011|1111 ptb4-IC, ptb5-OC2 0-input, 1-output
LDA      TPM1C0SC ;lê valor de TPM1C0SC
BCLR     7,TPM1C0SC
BSET     3,TPM1SC ;%0000|1101 Start the timer

```

```

        BSET    3,TPM2SC    ; Start the timer
        RTS
;=====
FREQ_MEDIA:
        LDX     rdf
VOLTA_MED:
        LDA     somatorio           ;carrega A com byte alto do somatório
        LSRA    ;deslocamento lógico para direita de A ( 0->|||||||->C )
        STA     somatorio           ;armazena A no byte alto do somatório
        ;(atualização)
        LDA     somatorio+1         ;carrega A com byte baixo do somatório
        RORA    ;rotação para direita de A (carry)
;( C->|||||||->C )
        STA     somatorio+1         ;armazena A no byte baixo de somatório
;(atualização)
        DECX    ;decrementa variável aux
        BNE     VOLTA_MED           ;enquanto aux<>0, vai para VOLTA_MED
        LDHX    somatorio           ;caso contrário, carrega H:X com valor total
;do somatório
        STHX    frequencia          ;armazena o somatório em frequencia
        RTS
;=====
;CONTROLADOR
CALC_ERRO:
        LDA     t_60hz + 1          ;carrega byte menos significativo de t_60hz
        SUB     frequencia + 1      ;subtrai com byte menos significativo de
;frequencia
        STA     erro + 1            ;armazena no byte menos significativo de erro
        LDA     t_60hz              ;carrega byte mais significativo de t_60hz
        SBC     frequencia          ;subtrai com carry o byte mais significativo
;de frequencia
        STA     erro                ;armazena no byte mais significativo de erro
;Implementação do COMPENSADOR
;coefA*e(k)
TERM01:
        LDHX    erro                ;carrega HX com erro (2bytes)
        STHX    op1                 ;guarda na variável op1
        LDA     coefA               ;carrega coefA
        STA     op2                 ;guarda em operando 2
        JSR     MULTIPLICACAO       ;vá para rotina MULTIPLICA
        LDHX    mul_result          ;carrega resultado da multiplicação
        STHX    sk                  ;armazena H:X no sk
        LDA     erro                ;carrega valor de erro
        BMI     ERRONEG             ;se erro neg branch p/ ERRONEG
ERROPOS:
        LDA     sk                  ;verificando se ocorreu OVFL
        BMI     OVFL1               ;se sim, va p/ OVFL1
        BRA     TERM02              ;caso contrário, va p/ prox calc
OVFL1:
        LDHX    #$3FFF
        STHX    sk                  ;armazena H:X no sk
        BRA     TERM02              ;va p/ prox calc
ERRONEG:
        LDA     sk                  ;verificando se ocorreu OVFL
        BMI     TERM02              ;se não ocorreu, vá p/ prox calc
OVFL2:
        LDHX    #$C000
        STHX    sk                  ;armazena H:X no sk
        STHX    aux_calc
;s(k-1)+CoefA*e(k)
TERM02:
        LDA     sk_ant+1            ;carrega byte menos significativo de sk_ant
        ADD     sk+1                ;soma com byte menos significativo de sk
        STA     sk+1                ;armazena no byte menos significativo de sk
        LDA     sk_ant              ;carrega byte mais significativo de sk_ant
        ADC     sk                  ;soma c/ carry o byte mais significativo de sk
        STA     sk                  ;armazena no byte mais significativo de sk
        LDA     aux_calc
        BMI     SKNEG
SKPOS:
        LDA     sk_ant
        BMI     TERM03
        LDA     sk
        BMI     OVFL4
        BRA     TERM03
SKNEG:
        LDA     sk_ant

```

```

        BMI    TSTSK
        BRA    TERM03
TSTSK:
        LDA    sk
        BMI    TERM03
OVFL3:
        LDHX   #$C000
        STHX   sk      ;armazena H:X no sk
        BRA    TERM03
OVFL4:
        LDHX   #$3FFF
        STHX   sk      ;armazena H:X no sk
        STHX   aux_calc
;coefB*e(k-1)
TERM03:
        LDHX   erro_ant      ;carrega HX com erro_ant (2bytes)
        STHX   op1           ;guarda na variável op1
        LDA    coefB         ;carrega coefB num fracionario
        STA    op2           ;guarda em operando 2
        JSR    MULTIPLICAO    ;vá para rotina MULTIPLICA
        JSR    CASADEDECIMAL   ;vá para rotina CASADEDECIMAL

        LDA    erro_ant      ;carrega valor de erro
        BMI    ERRO_ANTNEG    ;se erro neg branch p/ ERRONEG
ERRO_ANTPOS:
        LDA    mul_result     ;verificando se ocorreu OVFL
        BMI    OVFL5          ;se sim, va p/ OVFL1
        BRA    TERMOSK        ;caso contrário, va p/ prox calc
OVFL5:
        LDHX   #$3FFF
        STHX   mul_result     ;armazena H:X no sk
        BRA    TERMOSK        ;va p/ prox calc
ERRO_ANTNEG:
        LDA    mul_result     ;verificando se ocorreu OVFL
        BMI    TERMOSK        ;se não ocorreu, vá p/ prox calc
OVFL6:
        LDHX   #$C000
        STHX   mul_result
TERMOSK:
; s(k)=s(k-1)+CoefA*e(k)-CoefB*e(k-1)
        LDA    sk+1          ;senão, carrega byte menos significativo
; de sk
        SUB    mul_result+1   ;subtrai com byte menos significativo de
; result
        STA    sk+1          ;armazena no byte menos significativo de sk
        LDA    sk            ;carrega byte mais significativo de sk
        SBC    mul_result     ;subtrai com carry o byte mais significativo
; de result
        STA    sk            ;armazena no byte mais significativo de sk
        LDA    aux_calc
        BMI    SK1NEG
SK1POS:
        LDA    mul_result
        BMI    TSTSK1
        BRA    MEMO
TSTSK1:
        LDA    sk
        BMI    OVFL7
        BRA    MEMO
OVFL7:
        LDHX   #$3FFF
        STHX   sk            ;armazena H:X no sk
        BRA    MEMO
SK1NEG:
        LDA    mul_result
        BMI    MEMO
        LDA    sk
        BMI    MEMO
OVFL8:
        LDHX   #$C000
        STHX   sk
MEMO:
;memorizando erro_ant e sk_ant
        LDHX   erro          ;carrega valor da variável atual
        STHX   erro_ant      ;armazena na variável anterior
        LDHX   sk            ;carrega valor da variável atual
        STHX   sk_ant        ;armazena na variável anterior

```

```

;=====
;coefC*s(k)
        LDHX    sk                ;carrega HX com sk (2bytes)
        BMI DDOUT0                ;se sk<0, ceifar valor como saída = 0
        STHX    op1                ;guarda na variável op1
        LDA     coefC              ;carrega coefC num fracionario
        STA     op2                ;guarda em operando 2
        JSR     MULTIPLICACAO      ;vá para rotina MULTIPLICA
        JSR     CASADEDECIMAL      ;vá para rotina CASADEDECIMAL
        LDHX    mul_result
        STX     comb
;=====
LASTRO:
        LDHX    #comb0            ;carrega em H:X endereço da tabela que contém
                                   ;os valores de comb
        INCX
                                   ;inicia em comb0>0
INC_L:
        LDA     comb
        CMP     ,X
        BLS DDOUT
        CPHX    #comb0+39
        BHS L_MAX
        INCX
        BRA     INC_L
L_MAX:
        LDHX    #dadosptb+39
        LDA     ,X
        STA     l_ptb
        BRA     FIM_CALC
DDOUT:
        AIX     #40                ;(H:X)+M
        LDA     ,X
        STA     l_ptb
FIM_CALC:
        RTS
;=====
DDOUT0:
        LDA     #0
        STA     l_ptb
        RTS
;=====
;multiplicação de 2bytes x 1byte,
MULTIPLICACAO:
        LDX     op1+1              ;carrega em X com operando 1 byte low
        LDA     op2                ;carrega no Acc, operando 2
        MUL
        STX     mul_aux1           ;guarda em mul_aux1 byte mais significativo da
;mul
        STA     mul_aux1+1         ;guarda em mul_aux1+1 byte menos significativo
; da mul
        LDX     op1                ;carrega em X com operando 1 byte high
        LDA     op2                ;carrega no Acc, operando 2
        MUL
        STX     mul_aux2           ;guarda em mul_aux2 byte mais significativo da
;mul
        STA     mul_aux2+1         ;guarda em mul_aux2+1 byte menos significativo
;da mul
;Faz as somas entre as multiplicações para obter o resultado final
        LDA     mul_aux1+1         ;carrega mul_aux1+1 no Acc
        STA     mul_result+1       ;guarda Acc no byte menos
;signitificativo de mul_resultado
        LDA     mul_aux1           ;carrega mul_aux1 no Acc
        ADD     mul_aux2+1         ;soma com mul_aux2+1
        STA     mul_result         ;guarda Acc no byte mais signitificativo de
;mul_resultado
        RTS
;=====
CASADEDECIMAL:
        LDX     #4
PROX:
        LDA     mul_result
        ASRA
        STA     mul_result
        LDA     mul_result+1
        RORA
        STA     mul_result+1
        DECX

```

```

                BNE PROX
                RTS
;=====
LOOPING:
    LDX #200;lps
loop:
    DECX
    BRN *
    BRN *
    BRN *
    BRN *
    BRN *
    NOP
                BNE loop
                RTS
;=====
;INTERRUPÇÕES
;=====
;OVERFLOW TPM1
int_timer1:
    LDA TPM1SC                ;lê valor de TPM1SC
    BCLR 7,TPM1SC             ;limpa bit CH1F
;teste
    LDA PTAD
    EOR #$02                  ;PTA1, pino 15
    STA PTAD
;teste
    LDHX #$0000
    STHX atual                ;carrega $0000 na variável atual
    STHX anterior            ;carrega $0000 na variável anterior
    STHX somatorio           ;carrega $0000 na variável somatorio
    STX counter
    STX flag_ic
;configura OC para ser acionado antes de finalizar o 8ciclos e desligar PTB
    BSET 2,TPM2C0SC ;
    BSET 6,TPM2C0SC ;
    LDHX #$40F7        ;valor equivalente a 127ms
    STHX TPM2C0V
;1cm=7.63us
;coloca valor de disparo da PTB
    LDA l_ptb
    STA PTBD
FIM_OV:
    BSET 6,TPM1C0SC
    LDA TPM1C0SC
    BCLR 7,TPM1C0SC
    RTI
;=====
;OVERFLOW TPM2
int_timer2:
    LDA TPM2SC                ;lê valor de TPM1SC
    BCLR 7,TPM2SC             ;limpa bit CH1F
    NOP
    RTI
;=====
; POR OUTPUT COMPARE interruptor
int_oc0:
    LDA TPM2C0SC                ;lê valor de TSC1
    BCLR 7,TPM2C0SC             ;limpa bit CH1F
    LDA #0                      ;desliga PTB
    STA PTBD
    RTI
;=====
; POR OUTPUT COMPARE
int_oc1:
    RTI
;=====;POR INPUT CAPTURE
int_ic:
;teste
    LDA PTAD
    EOR #$04
    STA PTAD
;teste
    LDHX TPM1C0V                ;carrega valor da entrada de captura
    STHX inp_cap                ;armazena na variável inp_cap
    LDHX atual                  ;carrega valor da variável atual;

```

```

                STHX  anterior          ;armazena na variável anterior
                LDHX  inp_cap           ;carrega variável inp_cap
                STHX  atual             ;armazena na variável atual
;looping para evitar captura errada do sinal
                LDA  #12
N_CAP:
                JSR  LOOPING
                DECA
                BNE  N_CAP
                LDA  TPM1C0SC           ;lê valor de TSC1
                BCLR 7,TPM1C0SC         ;limpa bit CH1F
                LDX  counter            ;carrega X com valor do contador
                BEQ  FIM_IC             ;se igual, vai para FIM_IC
                LDA  atual+1            ;senão, carrega byte menos significativo
;de atual
                SUB  anterior+1         ;subtrai com byte menos significativo de
;anterior
                STA  aux_calc+1         ;armazena no byte menos significativo de
;aux_calc
                LDA  atual              ;carrega byte mais significativo de
;atual
                SBC  anterior           ;subtrai com carry o byte mais
;significativo de anterior
                STA  aux_calc           ;armazena no byte mais significativo de
;aux_calc
SUM1:
                LDA  somatorio+1        ;carrega byte menos significativo de
;somatório
                ADD  aux_calc+1         ;soma com byte menos significativo de
;aux_calc
                STA  somatorio+1        ;armazena no byte menos significativo de
;somatório
                LDA  somatorio          ;carrega byte mais significativo de
;somatório
                ADC  aux_calc           ;soma com carry o byte mais
;significativo de aux_calc
                STA  somatorio          ;armazena no byte mais significativo de
;somatório
                LDX  counter            ;carrega X valor da variável counter
                CPX  ic_cmp
                BNE  FIM_IC             ;se diferente, vai para FIM_IC
                LDA  somatorio+1        ;carrega byte menos significativo de somatório
                ADD  aux_calc+1         ;soma com byte menos significativo de aux_calc
                STA  somatorio+1        ;armazena no byte menos significativo de
;somatório
                LDA  somatorio          ;carrega byte mais significativo de somatório
                ADC  aux_calc           ;soma com carry o byte mais significativo de
;aux_calc
                STA  somatorio          ;armazena no byte mais significativo de
;somatório
                BCLR 6,TPM1C0SC         ;desabilita ic
                LDA  #1
                STA  flag_ic
                RTI
FIM_IC:
                LDA  counter
                INCA
                STA  counter
                RTI
;=====
;constantes
                ORG  $FF3D              ; flash memory
; dados da tabela
;comb 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 ;18 19 20
21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 ;37 38 39 40 41
comb0 DC.B 0 ,15 ,16 ,17 ,18 ,19 ,20 ,21 ,22 ,23 ,24 ,25 ,26 ,27 ,28 ,29 ,30 ,31 ,32 ,34
,35 ,37 ,39 ,41 ,43 ,45 ,48 ,51 ,54 ,58 ,62 ,68 ,74 ,81 ,90 ,101,116,135,162,203;270,405
dadosptb DC.B
$00,$0A,$0D,$10,$13,$15,$17,$19,$1A,$1C,$1D,$1F,$20,$21,$22,$23,$24,$25,$26,$27,$28,$29,$2A,$2
B,$2C,$2D,$2E,$2F,$30,$31,$32,$33,$34,$35,$36,$37,$38,$39,$3A,$3B,$3C,$3D

; constantes
ncs DC.B 8
t_60hz DC.W $887
divisor DC.B 4 ;precisão erro
;comb0 DC.B $37 ;%11 0111 37
;comb1 DC.B $36 ;%11 0110 36

```

```

;comb2      DC.B    $38 ;%11 1000      38

;*****
;* spurious - Spurious Interrupt Service Routine.          *
;* (unwanted interrupt)                                     *
;*****
spurious:    ; placed here so that security value
              NOP    ; does not change all the time.
              RTI

;*****
;* Interrupt Vectors                                       *
;*****
;vetores de interrupção
;Vtpm2ovf:    equ    $0000FFE8
;Vtpm2ch2:    equ    $0000FFEA
;Vtpm2ch1:    equ    $0000FFEC
;Vtpm2ch0:    equ    $0000FFEE    ok
;Vtpm1ovf:    equ    $0000FFF0    ok
;Vtpm1ch2:    equ    $0000FFF2
;Vtpm1ch1:    equ    $0000FFF4
;Vtpm1ch0:    equ    $0000FFF6    ok
ORG          $FFF0
              DC.W    int_timer1      ;Vtpm1ovf inicialização do vetor de
;interrupção causada por overflow
ORG          $FFE8
DC.W          int_timer2      ;Vtpm2ovf inicialização do vetor de
;interrupção causada por overflow
              ORG          $FFF6
              DC.W          int_ic    ;inicialização do vetor de interrupção causada
;por input capture
              ORG          $FFEE
              DC.W          int_oc0   ;inicialização do vetor de interrupção causada
;por output compare
              ORG          $FFFA
              DC.W          spurious    ;
              DC.W          spurious    ; SWI
              DC.W          _Startup    ; Reset

```

APÊNDICE E – CÁLCULO DA FREQUÊNCIA, DAC

```

;coleta período em 16 bits e
;grava na porta B apenas 8 bits
;significativos.
rbase EQU $1000
TIC1H EQU $10
TIC2H EQU $12
TIC3H EQU $14
TOC2H EQU $18
TOC3H EQU $1A
TCTL1 EQU $20
TCTL2 EQU $21
TMSK1 EQU $22
TFLG1 EQU $23
TCNTH EQU $0E
PORTB EQU $04
ROM EQU $0100
RAM EQU $01C0
IC1 EQU $04
IC2 EQU $02
OC2 EQU $40
OC3 EQU $20

outrhlf equ $ffb5
outa equ $ffb8
outlby equ $ffbb
outstrg equ $ffc7
outcrlf equ $ffc4
inchar equ $ffcd
reset equ $e000

;variáveis
ORG RAM
stackf RMB 19
stacki RMB 1
atual RMB 2
anterior RMB 2
aux_calc RMB 2
inp_cap RMB 2
counter RMB 1
aux_div RMB 2
;rom
ORG ROM
LDS #stacki
;inicialização
SEI
LDY #rbase
LDD #$0000
STD atual
STD anterior
STD aux_calc
STAA counter
BSET TCTL2,y $20
LDAA #$06
STAA TFLG1,y
CLI
MAIN:
BRCLR TFLG1,y IC1 MAIN

```

```

LDD TIC1H,y
STD inp_cap
LDAA #$04
STAA TFLG1,y
LDD atual
STD anterior
LDD inp_cap
STD atual
LDAA counter
BEQ FIM_IC0
LDD atual
SUBD anterior
STD aux_calc
LDD #$823D
SUBD aux_calc
BMI Fd
CPD #80
BLS Vc
LDX #80
IDIV
STX aux_div
LDAA aux_div+1
ANDA #$7F
ADDA #$7F
STAA PORTB,y
BRA FIM_IC

Fd:
STD aux_calc
LDD #0
SUBD aux_calc
CPD #80
BLS Vc
LDX #80
IDIV
STX aux_div
LDAA aux_div+1
ANDA #$7F
STAA aux_div+1
LDAA #$7F
SUBA aux_div+1
STAA PORTB,y
BRA FIM_IC

Vc:
LDAA #$7F
STAA PORTB,y
BRA FIM_IC

FIM_IC0:
LDAA #1
STAA counter
LDAA #IC1
STAA TFLG1,y
JMP MAIN

FIM_IC:
LDAA #IC1
STAA TFLG1,y
JMP MAIN
END

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BARBIERI, A. **Projeto de uma Micro Central Hidrelétrica para uma Propriedade Rural - Trabalho de Conclusão de Curso**. Palmas: [s.n.], 2005.
- [2] Disponível em: <<http://www.eclac.cl/cgi-bin/getProd.asp?xml=/prensa/noticias/comunicados/7/26607/P26607.xml&xsl=/prensa/tpl-p/p6f.xsl&base=/prensa/tpl/top-bottom.xsl>>. Acesso em: 20 Maio 2012.
- [3] Disponível em: <<http://www.comciencia.br/reportagens/2004/12/09.shtml>>. Acesso em: 19 Maio 2012.
- [4] LUCCHESI, F. A.; SOARES, J. C. **Micro centrais hidrelétricas - uma proposta de energia alternativa para o meio rural da região noroeste / RS**. Curitiba: XXII Encontro Nacional de Engenharia de Produção, 2002.
- [5] ALENCAR, H. S.; VIANA, A. N. C. **Microcentral hidrelétrica Boa Esperança - Um Estudo de implantação para a geração descentralizada no Brasil**. [S.l.]: Scielo Proceedings, 2002. Disponível em: <http://www.proceedings.scielo.br/scielo.php?pid=MSC0000000022002000200023&script=sci_arttext>. Acesso em: 22 Maio 2012.
- [6] BOLDEA, I.; NASAR, S. A. **The induction machine handbook**. Boca Raton: CRC Press LLC, 2002. ISBN 0-8493-0004-5.
- [7] SMITH, N. P. A. **Induction generators for stand-alone micro-hydro systems**. New Delhi: Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on, v. 2, 1996. 669-673 p. ISBN 0-7803-2795-0.
- [8] SINGH, B.; MURTHY, S. S.; GUPTA, S. **An Electronic Voltage and Frequency Controller for Single-Phase Self-Excited Induction Generators for Pico Hydro Applications**. [S.l.]: Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on, v. 1, 2005. 240 - 245 p.
- [9] AHSHAN, R.; IQBAL, M. T. **Voltage Controller of a Single Phase Self-Excited Induction Generator**. St. John's: The Open Renewable Energy Journal, 2009. 84-90 p.
- [10] ROBINSON, L. A. **Micro-hydro Generation System Thesis**. CLAYTON: MONASH UNIVERSITY, 2006.
- [11] HENDERSON, D. An advanced electronic load governor for control of micro hydroelectric generation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 13, Setembro 1998.
- [12] T.F. CHAN, W. W. L. L. L. Analysis and performance of a permanent-magnet synchronous generator supplying an isolated load. **IET Electric Power Applications**, v. 4, n. 3, p. 169–176, 2010. ISSN 1751-8660.
- [13] ANEEL. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoCapacidadeBrasil.asp>>. Acesso em: 9 Abril 2012.

- [14] ONS. Disponível em: <http://www.ons.org.br/conheca_sistema/index.aspx>. Acesso em: 9 Abril 2012.
- [15] ANEEL. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=224>>. Acesso em: 9 Abril 2012.
- [16] CUNHA, J. L. D. P. A. D. **ELETRIFICAÇÃO DE EDIFICAÇÕES RURAIS ISOLADAS UTILIZANDO ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA**. Lavras: UFLA, 2006.
- [17] PROGRAMA LUZ PARA TODOS. Disponível em: <http://luzparatodos.mme.gov.br/luzparatodos/Asp/o_programa.asp>. Acesso em: 9 Abril 2012.
- [18] PROGRAMA LUZ PARA TODOS. Disponível em: <<http://luzparatodos.mme.gov.br/luzparatodos/Asp/informativos.asp>>. Acesso em: 9 Abril 2012.
- [19] BOLDEA, I. **The electric generators handbook - Synchronous generators**. Timisoara: CRC Taylor & Francis Group, LLC, 2006.
- [20] KOSOW, I.; STEMMER, C.; MARTIGNONI, A. **Manual de Tecnologia Eletromecânica**. 1. ed. Porto Alegre: Globo, v. 2, 1980.
- [21] FITZGERALD, A.; KINGSLEY, C.; KUSKU, A. **Máquinas Elétricas**. São Paulo, SP: McGraw-Hill do Brasil, 1975.
- [22] MOYSÉS, H. **Curso de física básica 3 - Eletromagnetismo**. 1. ed. São Paulo: Edgard Blucher LTDA, v. 3, 1997.
- [23] NASAR, S. A. **Electric machines and electromechanics**. 2. ed. EUA: McGraw-Hill, 1998.
- [24] HALLIDAY, D.; RESNICK, R. **Física**. 4. ed. [S.l.]: LTC, v. 3, 1984.
- [25] CHAPMAN, S. J. **Electric machinery fundamentals**. 4a. ed. New York: McGraw-Hill, 2005.
- [26] ZAMBIANCO, J. D. B. **Sistema para Monitoramento Detalhado do Consumo Elétrico Residencial Utilizando Rede de Sensores ZigBee**. Campinas: UNICAMP, 2010.
- [27] RIBEIRO, Ê. R. **PLACA DE DESENVOLVIMENTO BASEADA NO MICROCONTROLADOR M68HC11**. Itajubá: UNIFEI.
- [28] FRANÇA, J. A. D. **Disciplina de microprocessadores**. Londrina: UEL, 2001.
- [29] IBRAHIM, D. **Microcontroller based applied digital control**. Cyprus: John Wiley & Sons Ltd, 2006.
- [30] RIBEIRO, E. R. **ELT804 Microcontroladores Te-01. Notas de aula**. Itajubá: UNIFEI, 2007.
- [31] FREESCALE. **8-bit Microcontrollers by Application**. [S.l.]: [s.n.]. Disponível em: <<http://www.freescale.com/webapp/sps/site/homepage.jsp?code=8BITMCU>>. Acesso em: 15 Abril 2012.

- [32] FREESCALE SEMICONDUCTOR. **M68HC11E family datasheet**. rev. 5.1. ed. [S.l.]: Freescale Semiconductor, 2005. Disponível em: <http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/data_sheet/M68HC11E.pdf>. Acesso em: 30 Setembro 2011.
- [33] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **General purpose 6-pin phototransistor optocouplers Datasheet**. [S.l.]: [s.n.], 2002.
- [34] MOTOROLA. **6-pin DIP zero-cross optoisolators triac driver output**. D. ed. Arizona: [s.n.], 1995.
- [35] STMICROELECTRONICS. **BTA/BTB12 and T12 Series Datasheet**. 5A. ed. [S.l.]: [s.n.], Abril 2002.
- [36] KRAUSE, P. C.; OLEG, W.; SUDHOFF, D. S. **Analysis of electric machinery and drive systems**. 2a. ed. New York: Wiley-interscience, 2002. ISBN 0-471-14326-X.
- [37] ULA, A.; HASAN, A. R. Design and implementation of a personal computer based automatic voltage regulator for a synchronous generator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 7, p. 125 - 131, Mar 1992.
- [38] OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. Tradução de Bernardo Severo. 3a. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2000.
- [39] FREESCALE SEMICONDUCTOR. **MC9S08QE8 Series Reference Manual**. Rev. 5. ed. [S.l.]: [s.n.], Maio de 2009.
- [40] SCHIEL, D.; GUERRINI, I. M. Erros e Medidas - Algoritmos significativo. Disponível em: <<http://educar.sc.usp.br/fisica/erro.html>>. Acesso em: 02 Junho 2012.
- [41] GOLDBERG, D. **What every computer scientist should know about floating-point arithmetic**. Palo Alto: ACM Computing Surveys, v. 23, 1991.
- [42] OBERSTAR, E. L. **Fixed-Point Representation & Fractional Math**. 1.2. ed. [S.l.]: Oberstar Consulting, 2007.
- [43] THE MATHWORKS, INC. **Fixed-Point Toolbox User's Guide**. R2011b. ed. Natick: [s.n.], 2011.
- [44] NETO, F. G. D. A. **Análise de filtros digitais implementados em aritmética de ponto fixo usando cadeias de Markov**. São Paulo: USP, 2011.
- [45] THE MATHWORKS, INC. **Simulink Fixed Point User's Guide**. R2011b). ed. Natick: [s.n.], 2011.
- [46] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. **2N7000 / 2N7002 / NDS7002A N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor**. A1. ed. [S.l.]: [s.n.], 1995.
- [47] INSTRUMENTS, T. **LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier**. 3. ed. [S.l.]: [s.n.], 1998. ISBN SNOSBH2.
- [48] INSTRUMENTS, T. **Application Note 1525 Single Supply Operation of the DAC0800 and DAC0802**. [S.l.]: [s.n.], 2006. ISBN SNAA035.
- [49] INSTRUMENTS, T. **DAC0800/DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters**. B. ed. [S.l.]: [s.n.], 2006. ISBN SNAS538B.

- [50] TEKTRONIX, INC. **TPS2000 Series Digital Oscilloscope User Manual**. Beaverton: [s.n.].
- [51] RUPP, E. J.; ROGERS, T. E. **Motorola Free Ware Cross Assemblers**. 2.0. ed. Clay: Motorola, 1984.
- [52] MOTOROLA, INC. **CPU08 Central Processor Unit Reference Manual**. 3.0. ed. [S.l.]: [s.n.], 2001.
- [53] INC., M. **M68HC11EVBU UNIVERSAL EVALUATION BOARD USER'S MANUAL**, p. 110, Abril 1997. Disponível em: <http://www.pmb.co.nz/downloads/hc11_evbu_reference.pdf>. Acesso em: 31 Janeiro 2012.
- [54] MOTOROLA INC. 1990. **M68HC11EVBU UNIVERSAL EVALUATION BOARD USER'S MANUAL**. 3. ed. [S.l.]: [s.n.], 1997.