

**KEFAS DAMAZIO COELHO**

**ESTUDO DE UMA FONTE ININTERRUPTA DE  
CORRENTE CONTÍNUA DE BAIXA POTÊNCIA  
GERENCIADA POR UM MICROCONTROLADOR**

FLORIANÓPOLIS

2001

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DE UMA FONTE  
ININTERRUPTA DE CORRENTE  
CONTÍNUA DE BAIXA POTÊNCIA  
GERENCIADA POR UM  
MICROCONTROLADOR

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

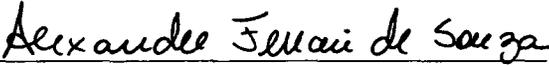
KEFAS DAMAZIO COELHO

Florianópolis, Fevereiro de 2001.

**ESTUDO DE UMA FONTE ININTERRUPTA DE CORRENTE CONTÍNUA DE  
BAIXA POTÊNCIA GERENCIADA POR UM MICROCONTROLADOR**

KEFAS DAMAZIO COELHO

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'

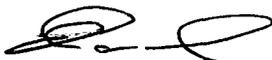
  
Professor Alexandre Ferrari de Souza, Dr.  
Orientador

  
Professor Aguinaldo Silveira e Silva, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

  
Professor Alexandre Ferrari de Souza, Dr.  
Presidente da Banca

  
Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

  
Professor Enio Valmor Kassick, Dr.

  
Professor Hari Bruno Mohr, Dr.

*“O ruim aqui, e efetivo fator causal do atraso, é o modo de ordenação da sociedade, estruturada contra os interesses da população, desde sempre sangrada para servir a designios alheios e opostos aos seus. Não há, nunca houve, aqui um povo livre, regendo o seu destino na busca de sua própria prosperidade. O que houve e o que há é uma massa de trabalhadores explorada, humilhada e ofendida por uma minoria dominante, espantosamente eficaz na formulação e manutenção de seu próprio projeto de prosperidade, sempre pronta a esmagar qualquer ameaça de reforma da ordem social vigente.*

*(...)*

*Os outros latino-americanos são, como nós mesmos, povos novos, em fazimento. Tarefa infinitamente mais complexa, porque uma coisa é reproduzir no além-mar o mundo insofrito europeu, outra é o drama de refundir altas civilizações, um terceiro desafio, muito diferente, é o nosso, de reinventar o humano, criando um novo gênero de gentes, diferentes de quantas haja.*

*(...)*

*Na verdade o que somos é a nova Roma. Uma Roma tardia e tropical. O Brasil é já a maior das nações neolatinas, pela magnitude populacional, e começa a sê-lo também por sua criatividade artística e cultural. Precisa agora sê-lo no domínio da tecnologia da futura civilização, para se fazer uma potência econômica, de progresso auto-sustentado. Estamos nos construindo na luta para florescer amanhã como uma nova civilização, mestiça e tropical, orgulhosa de si mesma. Mais alegre, porque mais sofrida. Melhor, porque incorpora em si mais humanidades. Mais generosa, porque aberta à convivência com todas as raças e todas as culturas e porque assentada na mais bela e luminosa província da Terra.”*

Darcy Ribeiro, em *O Povo Brasileiro*.

*“O caminho é largo e, em parte, desconhecido; conhecemos nossas limitações. Faremos o homem do século XXI: nós mesmos. Nos forjaremos na ação quotidiana, criando um homem novo com uma nova técnica.”*

Ernesto Guevara de la Serna, em *O Socialismo e o Homem novo*.

Aos meus pais, Pedro e Adelir

À minha família: Lúcio, Cristiano e Amanda

À Ana Luiza, pelo carinho e pelos bons momentos juntos.

## Agradecimentos

A família é o principal ponto de referência de qualquer ser humano. Gostaria de agradecer primeiramente à todos os meus familiares que formam a grande tribo de uma união duradoura: Erick, Lourdes, Antônio Vital, Alcir, Aldecir, Ana, Marizabel, Vanilda, Lana, Janice, Tiago, Lucas, Renan, Renata, Saimon, Cledson, Samira, Daniel, Danusa, Luís Gustavo, Daiane, Liliane. Em especial Aldair, Dione, Erick e Bruno pela presença gratificante e amiga. À Adenir pelo exemplo de luta e energia.

À memória dos meus avós Luís e Emília.

Ao Ademir pela força incondicional.

À Caroline que nasceu junto com o trabalho.

A todos os meus amigos Santa Marienses que carrego no coração: Rodrigo, Kim, Rafael, Gustavo, Daniel.

Aos meus amigos colegas Sérgio, Yales, Luís, Romeu, Paulo e José. Aos muito amigos Marcelo, Grover, Renê, Falcondes.

Ao Leonardo pelo apoio e dedicação. À Fabiana e Stephanie também pela ajuda, bons dias e bom humor. Ao Luciano, Milton, Djonny, Pedro.

Aos colegas amigos Ênio, Anderson, Rogers, Roger, Samir, Domingo, Pacheco, Coelho, Dulcemar, Patrícia.

Aos professores do INEP Arnaldo, Denizar, Fagundes. Aos professores da banca Kassick e Hari. Um agradecimento especial ao professor Ivo, que mostra com bom exemplo a vontade de fazer o Brasil grande.

Ao professor Alexandre pela dedicação e atenção na orientação deste trabalho.

A todos aqueles amigos, colegas, de um mês, um dia, uma hora, um “oi”, um “bom dia”, todos esses que fazem a gente ser gente e se sentir bem. A todos aqueles que esqueci... foram tantas contribuições.

Ao governo do Brasil, que como representante legítimo do povo repassa os recursos tão custosamente pagos com impostos para o pagamento de bolsas de estudo para o efetivo desenvolvimento tecnológico da nação. Que os incentivos continuem e possam fazer gerar e continuar gerando no Brasil a tão importante exportação de tecnologia e ascensão econômica do país.

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

## **ESTUDO DE UMA FONTE ININTERRUPTA DE CORRENTE CONTÍNUA DE BAIXA POTÊNCIA GERENCIADA POR UM MICROCONTROLADOR**

**Kefas Damazio Coelho**

Fevereiro de 2001.

Orientador: Professor Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Carregador de baterias, unidade ininterrupta de energia.

Número de páginas: 160.

**RESUMO:** O presente trabalho trata do estudo de uma solução para o fornecimento de energia de forma ininterrupta para uma carga específica buscando como principal objetivo a confiabilidade. A investigação das topologias de conversores tem como direcionamento também a adaptação dos mesmos a um sistema passível de regeneração de energia. O estudo dessa solução consiste primeiramente numa pesquisa sobre os principais tipos de baterias estacionárias existente e os seus métodos de carga. A seguir é feita uma apresentação da planta ao qual o conversor será adaptado. Dois conversores são apresentados como solução, e os projetos e resultados são mostrados. Uma descrição do monitoramento e controle através de um microprocessador também é apresentado. Ao final tem-se uma conclusão comparativa dos conversores utilizados e um comentário a respeito da vantagem do uso de banco de baterias e do monitoramento microprocessado.

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

## **A STUDY OF AN UNINTERRUPTIBLE LOW POWER SUPPLY MANAGED BY A MICROCONTROLLER**

**Kefas Damazio Coelho**

February 2001.

Advisor: Professor Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Battery chargers, uninterruptible power supply, applications of microcontroller..

Number of pages: 160.

**ABSTRACT:** This work presents a study of a solution for supplying uninterruptible power to a specific load with the main objective of obtaining greater reliability. The focus of the research is the possibility of energy regeneration from the main system. This study consists of a research about the main types of stationary batteries and their different forms of charging. In sequence, the system in which the converter will be adapted is presented. Two types of converters are described as solutions, and their designs and results are described. The managing and control by means of a microprocessor is also presented. Finally there is a conclusive text about the advantages involved in employing batteries and microprocessing management.

# SUMÁRIO

<b>RESUMO .....</b>	<b>IX</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>X</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL.....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1.....</b>	<b>3</b>
<b>ESTUDO SOBRE BATERIAS. ....</b>	<b>3</b>
1.1 INTRODUÇÃO. ....	3
1.2 BATERIAS – UMA VISÃO GERAL.....	3
1.2.1 <i>Considerações iniciais.</i> .....	3
1.2.2 <i>Considerações relativas ao tipo de aplicação.</i> .....	4
1.2.3 <i>Considerações relativas ao aspecto construtivo.</i> .....	5
1.2.4 <i>Características elétricas.</i> .....	6
1.3 TIPOS DE BATERIAS: DIFÍCIL ESCOLHA. ....	10
1.3.1 <i>A Bateria de Chumbo-ácido.</i> .....	12
1.3.2 <i>Baterias de Níquel-metal hidrido.</i> .....	13
1.3.3 <i>Baterias de Lítio-ion.</i> .....	13
1.3.4 <i>Baterias de níquel-cádmio.</i> .....	13
1.3.5 <i>Baterias não recarregáveis a base de zinco.</i> .....	15
1.4 MÉTODOS DE CARGA.....	16
1.4.1 <i>Curvas características.</i> .....	16
1.4.2 <i>Método de carga com duplo nível de tensão.</i> .....	17
1.4.3 <i>Método a dois níveis de corrente e um nível de tensão.</i> .....	19
1.4.4 <i>Método a dois níveis de corrente.</i> .....	20
1.4.5 <i>Método a um nível de corrente e um nível de tensão.</i> .....	21
1.4.6 <i>Método de equalização com corrente pulsante.</i> .....	22
1.5 CONCLUSÃO.....	22
<b>CAPÍTULO 2.....</b>	<b>24</b>
<b>DESCRIÇÃO DO SISTEMA A SER ALIMENTADO. ....</b>	<b>24</b>
2.2 INTRODUÇÃO. ....	24
2.3 PROBLEMA PROPOSTO - OBJETIVO.....	24
2.4 DESCRIÇÃO DA SOLUÇÃO PROPOSTA.....	24
2.4.1 <i>Alimentação da fonte e isolamento:</i> .....	25
2.4.2 <i>Saída da fonte:</i> .....	26
2.4.3 <i>Fontes auxiliares</i> .....	27
2.5 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CONTROLE. ....	27
2.5.1 <i>Tensão na saída do conversor.</i> .....	27
2.5.2 <i>Corrente do conversor.</i> .....	28
2.5.3 <i>Corrente do banco de baterias.</i> .....	28
2.5.4 <i>Interação entre os controladores.</i> .....	28
2.6 MONITORAMENTO E SINALIZAÇÃO.....	29
2.6.1 <i>Temperatura da bateria fora dos limites.</i> .....	29
2.6.2 <i>Presença da bateria.</i> .....	30
2.6.3 <i>Circuito da bateria aberto.</i> .....	30

2.6.4	Bateria morta.....	30
2.7	O USO DO MICROCONTROLADOR.....	30
2.8	CONCLUSÃO.....	31
<b>CAPÍTULO 3.....</b>		<b>33</b>
<b>O CONVERSOR BUCK.....</b>		<b>33</b>
3.1	INTRODUÇÃO.....	33
3.2	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO.....	33
3.3	CÁLCULO DO TRANSFORMADOR DE ENTRADA.....	33
3.4	DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE ENTRADA.....	37
3.5	DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE ENTRADA.....	38
3.6	DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR DE POTÊNCIA.....	40
3.7	DISSIPADOR PARA O MOSFET.....	41
3.8	CÁLCULO DO CIRCUITO SNUBBER PARA O MOSFET.....	42
3.9	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE SAÍDA.....	43
3.10	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA.....	45
3.11	DIMENSIONAMENTO DO DIODO RODA LIVRE.....	45
3.12	CÁLCULO DO DISSIPADOR PARA O DIODO DE SAÍDA.....	46
3.13	DIMENSIONAMENTO DOS COMPENSADORES.....	46
3.13.1	Compensador de tensão.....	48
3.13.2	Compensador de corrente.....	53
3.13.3	Controle da corrente da bateria.....	57
3.14	CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO DO UC3525.....	60
3.15	CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO DO IR2111.....	62
3.16	FONTES AUXILIARES.....	65
3.17	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	66
3.18	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO.....	70
3.19	LISTA DE COMPONENTES.....	70
3.20	RESULTADOS PRÁTICOS.....	74
3.21	CONCLUSÃO.....	78
<b>CAPÍTULO 4.....</b>		<b>79</b>
<b>CONVERSOR FORWARD.....</b>		<b>79</b>
4.2	INTRODUÇÃO.....	79
4.3	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO.....	79
4.4	CÁLCULO DO TRANSFORMADOR.....	80
4.5	CÁLCULO TÉRMICO DO TRANSFORMADOR.....	82
4.6	DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR DE POTÊNCIA.....	83
4.7	DISSIPADOR PARA O MOSFET.....	84
4.8	CÁLCULO DO CIRCUITO SNUBBER PARA O MOSFET.....	85
4.9	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE SAÍDA.....	86
4.10	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA.....	87
4.11	DIMENSIONAMENTO DO DIODO EM SÉRIE COM O ENROLAMENTO DE DESMAGNETIZAÇÃO.....	88
4.12	DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DA PONTE RETIFICADORA DE SAÍDA.....	88
4.13	CÁLCULO DO DISSIPADOR PARA O RETIFICADOR DE SAÍDA.....	89
4.14	CONSIDERAÇÕES SOBRE A ELETRÔNICA DE CONTROLE.....	89
4.15	CÁLCULO DOS COMPENSADORES.....	90
4.15.1	Compensador de tensão.....	91

4.15.2	<i>Compensador de corrente</i> .....	95
4.15.3	<i>Controle de corrente da bateria</i> .....	99
4.16	CÁLCULO DO CIRCUITO DE COMANDO DO MOSFET.....	102
4.17	FONTES AUXILIARES.....	103
4.18	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	104
4.19	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO.....	107
4.20	LISTA DE COMPONENTES.....	108
4.21	RESULTADOS PRÁTICOS.....	111
4.22	CONCLUSÃO.....	115
<b>CAPÍTULO 5.....</b>		<b>116</b>
<b>ASPECTOS DE CONTROLE E SUPERVISÃO E USO DO MICROCONTROLADOR.</b>		<b>116</b>
.....		
5.2	INTRODUÇÃO.....	116
5.3	O MICROCONTROLADOR PIC.....	116
5.4	ALGORITMO IMPLEMENTADO.....	119
5.4.1	<i>Início</i> .....	120
5.4.2	<i>Teste de Temperatura</i> .....	122
5.4.3	<i>Bateria Presente</i> .....	122
5.4.4	<i>Bateria Aberta</i> .....	122
5.4.5	<i>Bateria Morta</i> .....	123
5.4.6	<i>Carga Rápida</i> .....	123
5.4.7	<i>Flutuação</i> .....	123
5.4.8	<i>Carga Suspensa</i> .....	124
5.4.9	<i>Estado de Erro</i> .....	124
5.4.10	<i>Estado de Erro_1</i> .....	124
5.4.11	<i>Estado de Erro_2</i> .....	124
5.5	CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO DO MICROCONTROLADOR PIC.....	124
5.6	RESULTADOS PRÁTICOS.....	129
5.7	CONCLUSÃO.....	130
<b>CONCLUSÃO GERAL.....</b>		<b>132</b>
<b>ANEXO ÚNICO.....</b>		<b>135</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>		<b>152</b>

## SIMBOLOGIA

### Símbolos adotados nos equacionamentos.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
a	largura da perna central do núcleo de ferro-silício	cm
Ae	área efetiva da perna central do núcleo	cm <sup>2</sup>
Aw	área da janela do núcleo	cm <sup>2</sup>
b	profundidade da perna central do núcleo de ferro-silício	cm
B	densidade de fluxo	T
C <sub>d</sub>	capacitância intrínseca dos diodos	F
C <sub>f</sub>	capacitância de filtragem de entrada	F
C <sub>s</sub>	capacitância do circuito 'snubber'	F
C <sub>o</sub>	capacitância de saída	F
D	razão cíclica	
f	frequência da rede	Hz
f <sub>c_in</sub>	frequência de corte do filtro de entrada	Hz
f <sub>s</sub>	frequência de comutação	Hz
G(s)	função de transferência do conversor	
G <sub>ci</sub> (s)	função de transferência do compensador de corrente	
G <sub>cv</sub> (s)	função de transferência do compensador de tensão	
H	valor de um ganho no gráfico de <i>Bode</i>	dB
I	valor fixo no tempo de corrente	A
i <sub>C</sub>	corrente no capacitor de entrada	A
I <sub>Co</sub>	corrente no capacitor de saída	A
I <sub>Dr</sub>	corrente de dreno do MOSFET	A
I <sub>D</sub>	corrente em um diodo	A
I <sub>Ds</sub>	corrente no diodo do circuito 'snubber'	A
I <sub>F(AV)</sub>	corrente média máxima em um diodo	A
I <sub>FSM</sub>	corrente máxima de pico não repetitivo em um diodo	A
I <sub>L</sub>	corrente no indutor de entrada	A
I <sub>Lf</sub>	corrente no indutor do filtro de entrada	A
I <sub>Lo</sub>	corrente no indutor de saída	A
I <sub>o</sub>	corrente de saída	A
i <sub>R</sub>	corrente média de entrada	A
I <sub>S</sub>	corrente no interruptor de potência	A
J	densidade de corrente	A/cm <sup>2</sup>
K	fator de utilização de um enrolamento	
K <sub>p</sub>	fator de utilização da janela do núcleo	
K <sub>w</sub>	fator de enrolamento	
K <sub>H</sub>	coeficiente de perdas por histerese	
K <sub>E</sub>	coeficiente de perdas por correntes parasitas	
K <sub>i</sub>	ganho estático do compensador de corrente	
K <sub>s</sub>	ganho estático do conversor	
lg	largura do entreferro	cm
L <sub>f</sub>	indutância de filtragem	H
L <sub>o</sub>	indutância de saída	H
n	relação de espiras do transformador	
N	número de espiras de um enrolamento do transformador	
P <sub>cond</sub>	perdas por condução em um semicondutor	W
P <sub>com</sub>	perdas por comutação	W
P <sub>comando</sub>	potência de comando	W
P <sub>in</sub>	potência de entrada	W
P <sub>o</sub>	potência de saída	W
P <sub>Rs</sub>	potência dissipada no resistor do circuito 'snubber'	W
P <sub>núcleo</sub>	perdas em um núcleo magnético	W
P <sub>total</sub>	perdas totais em um elemento	W

$R_{eq}$	resistência equivalente do conversor	$\Omega$
$R_s$	resistência do circuito 'snubber'	$\Omega$
$R_{SE}$	resistência série equivalente do capacitor	$\Omega$
$R_{DSon}$	resistência dreno-fonte no MOSFET quando em condução	$\Omega$
$R_T$	resistência térmica do núcleo	$^{\circ}C/W$
$R_{thCD}$	resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	$^{\circ}C/W$
$R_{thDA}$	resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}C/W$
$R_{thJA}$	resistência térmica entre junção e ambiente	$^{\circ}C/W$
$R_{thJC}$	resistência térmica entre junção e encapsulamento	$^{\circ}C/W$
$S$	seção transversal do condutor	$cm^2$
$S_{cu}$	seção do cobre	$cm^2$
$S_j$	seção da janela do núcleo de ferro-silício	$cm^2$
$S_{Lf}$	seção do condutor do indutor do filtro de entrada	$cm^2$
$S_m$	seção magnética	$cm^2$
$S_g$	seção geométrica	$cm^2$
$T_{amb}$	temperatura ambiente	$^{\circ}C$
$T_j$	temperatura na junção	$^{\circ}C$
$t_f$	tempo de descida da corrente a zero no MOSFET (bloqueio)	s
$t_{ff}$	tempo de queda da corrente no capacitor do snubber	s
$t_{on}$	tempo em que o interruptor está em condução	s
$t_r$	tempo da subida da corrente no MOSFET (entrada em condução)	s
$V$	valor fixo no tempo de tensão	V
$V_{CA}$	tensão da rede	V
$V_c$	tensão de controle da razão cíclica	V
$V_C$	tensão sobre o capacitor de entrada	V
$V_{Cb}$	tensão sobre o capacitor de bloqueio	V
$V_d$	tensão de pico da "dente de serra"	V
$V_D$	tensão reversa em um diodo	V
$V_{DS}$	tensão dreno-fonte em um MOSFET	V
$V_F$	queda de tensão sobre os diodos quando em condução	V
$V_g$	tensão de grampeamento	V
$V_i$	tensão de entrada do conversor	V
$V_o$	tensão de saída do conversor	V
$V_{off}$	tensão alcançada no capacitor do snubber após a queda da corrente	V
$V_{RRM}$	tensão máxima reversa de um diodo	V
$V_S$	tensão reversa no interruptor de potência	V
$\delta$	profundidade de penetração	cm
$\mu_o$	permeabilidade do ar	H/m
$\xi$	coeficiente de amortecimento	
$\eta$	rendimento	
$\omega$	freqüência da rede	rad/s
$\omega_c$	freqüência de corte do subsistema conversor/comp. de corrente	rad/s
$\omega_{c\_in}$	freqüência de corte do filtro de entrada	rad/s
$\omega_n$	freqüência dos pólos complexos do conversor	rad/s
$\omega_z$	freqüência do zero do conversor	rad/s
$\omega_i$	freqüência de corte do compensador de tensão	rad/s
$\omega_{zv}$	freqüência do zero do compensador de tensão	rad/s

## Sub-índices utilizados.

<i>Sub-índice</i>	<i>Significado</i>
aux	valor relativo ao enrolamento auxiliar do transformador de ferro-silício
ef	valor eficaz da grandeza
max	valor máximo da grandeza
min	valor mínimo da grandeza
md	valor médio da grandeza
pico	valor de pico da grandeza

p	valor relativo ao lado primário do transformador
s	valor relativo ao lado secundário do transformador
d	valor relativo ao enrolamento de desmagnetização do transformador
S	valor relativo ao interruptor principal
$\Delta$	variação de uma grandeza em torno de um valor

## Símbolos para referenciar elementos de circuitos.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
L	Indutor
Q	Transistor
R	Resistor
S	Interruptor
D	Diodo
Tr	Transformador
V	Fonte de tensão

## Símbolos de unidades de grandezas físicas.

<i>Sub-índice</i>	<i>Significado</i>
$\Omega$	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
m	Metro
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt
rad	Radiano
dB	Decibél

## Acrônimos e abreviaturas.

	<i>Significado</i>
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC-CC	Corrente contínua – corrente contínua
CI	Circuito integrado
FTLA	Função de transferência de laço aberto
FTMF	Função de transferência de malha fechada
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect-transistor</i>
PI	Proporcional integral
PIC	<i>Peripheral interface controller</i>
PID	Proporcional integral derivativo
PWM	Pulse width modulation
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
UPS	<i>Uninterruptable Power Supply</i>

## INTRODUÇÃO GERAL

O uso de equipamentos elétricos já há muito deixou de ser uma simples sofisticação e passou a fazer parte das necessidades básicas de manutenção da vida e da ordem da população.

Dentro desse contexto do uso continuado de energia elétrica em todos os setores de produção do homem moderno, existem determinados setores cuja descontinuidade do fornecimento de energia pode causar sérios danos a quem necessita da mesma. É totalmente impraticável e inadmissível hoje a construção de uma unidade de terapia intensiva sem que seja previsto um sistema capaz de, na falta da energia elétrica fornecida pela concessionária local, prover a alimentação necessária a uma mesa cirúrgica.

Porém, a providência de unidades de alimentação que garantam o fornecimento contínuo de energia não mais se restringe ao uso emergencial de clínicas ou hospitais, onde há risco de vida. O uso esparado de sistemas de comunicação que dependem de energia elétrica, e sistemas industriais onde a questão econômica conta muito, e a falta de energia pode custar a perda ou dano de equipamentos muito caros são exemplos de que a construção de fontes confiáveis de alimentação ininterrupta de energia sejam um investimento imprescindível em certas aplicações.

Ainda, acompanhando o caminho que a tecnologia e a ciência trilham no sentido da sofisticação, simplificação, confiabilidade e maior interação entre o homem e a máquina, tenta-se de uma forma refazer conceitos e idéias antigos utilizando-se técnicas e equipamentos novos. Por isso, em muito as fontes eletrônicas de potência hoje são acompanhadas, controladas ou gerenciadas por microprocessadores que permitam o avanço no sentido da modernização dessas fontes cujos conceitos já são dominados em eletrônica de potência.

O trabalho proposto tem então por finalidade realizar o estudo e a implementação de uma fonte ininterrupta de energia em um sistema de baixa potência que seja ao mesmo tempo confiável, robusta, e que possibilite ao usuário uma identificação clara do estado em que se encontra a fonte.

Levando-se em conta de que o uso de banco de baterias acoplado a essas fontes é de extrema confiabilidade, optou-se inicialmente por um estudo dos diversos tipos de baterias existentes. Esse estudo levou em conta a aplicabilidade das mesmas e aspectos práticos, sem entrar em detalhes exaustivos quanto à construção e mesmo reações ou fórmulas químicas. Neste estudo também foram levantados dados junto à bibliografia quanto às formas de carga de bancos de baterias utilizados para este fim [9, 14, 18].

Num segundo capítulo é feita uma descrição do sistema ao qual a fonte de alimentação será implementada. Esta descrição é importante no sentido da escolha do melhor tipo de topologia a ser adaptada ao sistema. Aspectos como tamanho da planta existente, confiabilidade, isolamento, balanceamento de fases são levados em conta para a tomada da decisão da melhor topologia.

O capítulo quatro trata de uma das topologias escolhidas para a implementação. Neste capítulo é mostrado as características dessa topologia e justificada a sua escolha como decisão principal. Todos os componentes da fonte de potência são então calculados. Também os cálculos dos principais componentes dos circuitos de controle e comando são detalhados. A simulação do conversor mostrará a viabilidade teórica do mesmo, e a seguir a implementação prática é verificada através da apresentação das principais formas de onda colhidas em laboratório.

Da mesma forma que no capítulo quatro, o quinto capítulo traz a descrição de uma segunda opção de topologia para a solução do mesmo problema. A mesma metodologia é aplicada neste capítulo, com cálculo dos elementos de potência, apresentação das simulações e das formas de onda obtidas na bancada. Alguns cálculos referentes à parte da eletrônica de controle e comando são omitidos para evitar redundância, uma vez que os circuitos utilizados são praticamente os mesmos do quarto capítulo. Quando houver alguma alteração, esta será mostrada e detalhada em números.

O sexto capítulo trata da implementação do gerenciamento microcontrolado. Aqui o uso do microprocessador é justificado e apresentado em seus detalhes. Todo o fluxograma utilizado na programação é mostrado e cada etapa do programa é comentada, destacando-se as variáveis lidas e as mudanças de referência feitas pelo microcontrolador referentes a cada etapa de carga do banco de baterias. O código do programa é apresentado como anexo no final do trabalho devidamente comentado.

Ao final do trabalho apresenta-se uma conclusão geral referente aos resultados obtidos. Nessa conclusão são feitas comparações entre as duas topologias implementadas. Na comparação são levadas em conta características como custo, possibilidade de implementação, confiabilidade entre outras. Também é apresentada uma conclusão com relação ao uso do microcontrolador, sua operabilidade e eficiência, e o levantamento de questionamentos quanto ao real aproveitamento do seu uso.

# CAPÍTULO 1

## ESTUDO SOBRE BATERIAS.

### 1.1 Introdução.

Neste capítulo será apresentado um estudo geral sobre os diversos tipos de baterias existentes bem como das tecnologias utilizadas para a fabricação das mesmas. Este estudo será limitado a uma descrição mais prática, sem inferir em detalhes do funcionamento eletroquímico, ou de equações químicas de reações.

Primeiramente apresenta-se uma visão geral, considerando-se conceitos práticos sobre o uso e a construção dos diversos tipos de baterias. Aqui são apresentadas as características relevantes de uma bateria como ciclos de operação, manutenção de carga, influência da temperatura, etc.

Através do conhecimento dos conceitos das características de uma bateria, faz-se uma apresentação das tecnologias existentes, comentando-se sempre suas vantagens e desvantagens, procurando sempre ressaltar os aspectos mais importantes de cada tipo.

Os métodos de carga receberam um enfoque especial por serem considerados um fator importante na manutenção do bom funcionamento de um banco de baterias, imprescindível na busca da confiabilidade. Por isso é apresentado em um único sub-capítulo.

Ao final do capítulo um texto conclusivo aponta as características buscadas para as baterias levando-se em conta o projeto em questão. Aqui é apontada a escolha do tipo de bateria a ser utilizado. A justificativa desta escolha também é apresentada.

### 1.2 Baterias – uma visão geral.

#### 1.2.1 Considerações iniciais.

Uma bateria é um elemento que armazena energia elétrica. Uma bateria não produz energia, somente a armazena, assim como um tanque armazena água. De acordo com a mudança na química interna de uma bateria, provocada por uma mudança na configuração do circuito externo, esta energia pode ser armazenada ou fornecida. Em baterias recarregáveis, este processo de armazenamento ou entrega de energia é repetido inúmeras vezes.

Baterias não são 100% eficientes, uma parte da energia armazenada ou fornecida é perdida na forma de calor. Se for necessário utilizar-se 1000 watts-hora de uma bateria, pode

ser necessário 1200 watts-hora para recarregá-la novamente. Cargas e descargas lentas são mais eficientes. Baterias com capacidade de 180 Ampère-hora para um tempo de descarga de 6 horas, podem ter capacidades de 220 Ampère-hora em uma descarga de 20 horas, ou mesmo 260 Ampère-hora em uma descarga de 48 horas. O rendimento típico de uma bateria de chumbo-ácido é de 85%, e de uma bateria de níquel-cádmio de 65%.

Quanto aos tipos de baterias existentes, elas podem ser divididas de duas formas: pela aplicação (finalidade de utilização) e construção (como são constituídas). Em sua maior parte as aplicações do uso de baterias são em automóveis, transporte marítimo e baterias para ciclo profundo. As principais formas de construção são com fluido (água, ácido), gel ou AGM (*absorbed glass mat* – semelhante a uma fibra de vidro) [5].

### **1.2.2 Considerações relativas ao tipo de aplicação.**

Como já foi citado, as baterias para uso em sistemas de potência ou eletrônica de potência podem ser divididas com relação à sua aplicação em três tipos: automotivas, aplicações marítimas, e baterias de ciclo profundo [5].

As baterias para aplicação automotiva são usadas principalmente para a ignição ou partida dos motores dos automóveis. Neste caso uma elevada corrente é necessária por um curto intervalo de tempo. Baterias com esse fim possuem placas muito finas com uma área grande, projetadas para não descarregarem mais do que 1 a 5% da capacidade total. A descarga completa pode danificar rapidamente este tipo de bateria.

As chamadas baterias marítimas são um tipo híbrido de baterias com características de construção situadas a um meio termo entre as baterias automotivas e as baterias de ciclo profundo. Estas não devem ser descarregadas mais do que 50%. Basicamente possuem placas mais grossas do que uma bateria automotiva, e mais finas do que uma bateria de ciclo profundo.

Baterias de ciclo profundo, são projetadas de forma que possam perder até 80% da carga total várias vezes, e possuem placas internas muito mais espessas. São usadas principalmente em empilhadeiras elétricas, veículos de tração (carrinhos de campos de golfe, veículos industriais, etc.), ou baterias estacionárias (alimentação de emergência). Nessas aplicações é necessário o uso de energia durante um tempo mais longo.

As placas internas deste tipo de baterias possuem em média 4,2mm, muito mais espessas que as placas de baterias para fins automotivos (com largura em média de 1mm). Muitas baterias industriais de ciclo profundo utilizam placas de chumbo-antimônio em vez das placas de chumbo-cálcio utilizadas na maior parte das baterias de ciclo profundo. O

antimônio reduz a produção de gás quando essas baterias estão submetidas a valores nominais de corrente de carga ou descarga.

Geralmente uma bateria de ciclo profundo pode ser descarregada algumas centenas de vezes ou até 1000 vezes durante sua vida útil. Descargas desse tipo (80%) em baterias automotivas podem levá-las a completa danificação em apenas 30 a 50 ciclos. Porém, baterias de ciclo profundo não funcionariam bem em automóveis, pois não são projetadas para fornecerem as elevadas correntes de partida necessárias. Algumas baterias para uso marítimo possuem características para os dois propósitos (ignição de motores e ciclos profundos).

Quase todas as baterias para uso marítimo ou uso industrial são seladas, e podem ser a base de gel ou fibra de vidro. Baterias seladas nem sempre são totalmente seladas, e sim possuem a sua pressão interna regulada através de pequenas válvulas.

### ***1.2.3 Considerações relativas ao aspecto construtivo.***

Quanto ao aspecto construtivo as baterias diferem principalmente com relação ao meio em que estão imersas as suas placas.

Um dos tipos de meios existente é o gel. Baterias de gel contém um ácido que foi transformado em gel com a adição de sílica gel. Este meio ácido então torna-se uma massa gelatinosa. A vantagem desse tipo de meio é que é impossível derramar ou respingar ácido se ele se encontra em forma de gel, ou seja, existe uma segurança maior ao usuário na manutenção dessas baterias.

A desvantagem é que este tipo de bateria deve ser descarregada em uma taxa menor de corrente para prevenir excesso de formação de gás. Elas não podem ser descarregadas com correntes elevadas como as baterias para uso automotivo, ou poderão ser definitivamente danificadas.

As baterias em meio sólido, ou do tipo AGM, possuem os eletrodos imersos em um material semelhante a uma lã de vidro. Este tipo de bateria possui características semelhantes às baterias de gel, e aqui também devem evitar-se abusos na carga ou descarga.

As baterias com as placas imersas em meio líquido possuem pequenas válvulas que podem ou não serem removidas. No caso das baterias seladas ou de manutenção livre, essas válvulas não podem ser removidas e servem unicamente para regular a pressão interna das mesmas na medida em que há formação de gases durante o período de carga.

Se recarregadas muitas vezes, essas baterias podem perder água suficiente para levá-las à inutilidade. Poucas baterias desse tipo possuem capas especiais que convertem hidrogênio e oxigênio novamente em água, reduzindo a perda de água em até 95%.

A grande maioria das baterias de ciclo profundo utiliza placas de chumbo-cálcio para aumentar a vida útil. Empilhadeiras elétricas porém são geralmente equipadas com baterias de chumbo-antimônio. Baterias de chumbo-antimônio perdem a carga mais rápido do que baterias de chumbo ou chumbo-cálcio. Porém o antimônio aumenta a resistência mecânica das placas, o que pode ser um fator importante em veículos elétricos. É geralmente usado quando a bateria se encontra em uso freqüente de carga e descarga. O antimônio aumenta a vida útil das placas em troca da diminuição da manutenção da carga. Se for deixada muito tempo sem uso, este tipo de bateria deve ser carregada de tempos em tempos, para evitar a sulfatação das placas e a deterioração definitiva das mesmas.

#### 1.2.4 Características elétricas.

Dentre as principais características elétricas de uma bateria pode-se citar a capacidade do fornecimento de corrente, ou capacidade da bateria, medida em ampères-hora e a tensão nos seus terminais. A variação dessas características conforme o uso ou a mudança de fatores externos (dentre eles o fator principal que é a temperatura) são de grande importância na escolha do tipo de bateria mais adequado.

A capacidade de uma bateria é reduzida quando a temperatura diminui. É por este fato que uma bateria de carro "morre" numa manhã muito fria de inverno. A capacidade aumenta em temperaturas acima de 25°C, porém a vida útil da bateria diminui. A capacidade é reduzida em 50% a -30°C. A vida útil diminui para temperaturas altas – para cada 8,5°C acima de 24°C, ela é reduzida à metade para baterias de chumbo-ácido.

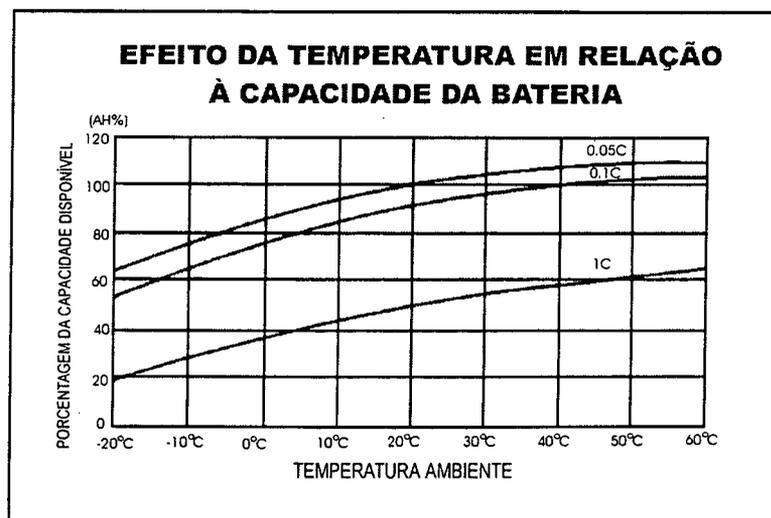
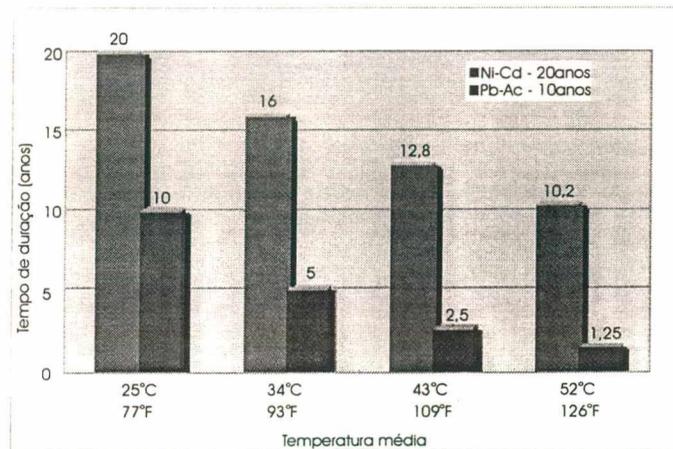


Fig. 1.1 - Efeito da temperatura na capacidade de uma bateria de 12V, 1,2Ah. (Yuasa inc.).

A Fig. 1.1 mostra um gráfico da capacidade em função da temperatura para uma bateria selada de chumbo-ácido de 12 volts, 1,2 Ampère-hora, retirado de um manual do fabricante. Nota-se que as curvas são para diferentes correntes de descarga. A letra *C* indicada nas curvas do gráfico expressa a capacidade de descarga da bateria, 1,2 Ampère-hora. Então  $0,5C$  significa que a bateria foi descarregada a 0,6 Ampère-hora.

Na Fig. 1.2 pode-se ver a queda na durabilidade das baterias. Tem-se num gráfico de barras o tempo de vida útil de um banco de baterias de Níquel-Cádmio e de um banco de baterias de Chumbo-ácido. Pode-se notar também a maior durabilidade das baterias de Níquel-Cádmio.



**Fig. 1.2 – Durabilidade das baterias de Ni-Cd e Pb-Ácido em relação à temperatura.**

Outra característica externa muito importante na escolha do tipo de bateria é o número de ciclos de descarga, ou descarga profunda que ela pode fornecer. Um ciclo de carga de 100% consiste em uma drenagem de corrente até o descarregamento completo, e novamente um injeção de corrente até que a bateria recupere 100% da carga. A vida útil de uma bateria está diretamente ligada a quão profundamente ela é descarregada cada vez. Se uma bateria é descarregada em 50% uma vez por dia, ela irá durar aproximadamente duas vezes mais do que se a descarga fosse feita em 80% de sua capacidade. Se o seu ciclo de descarga for de aproximadamente 10%, ela irá durar pelo menos 5 vezes mais, mas para isso será necessário uma bateria com capacidade muito maior do que a capacidade requerida para uma determinada aplicação.

A Fig. 1.3 mostra o número de ciclos em função da capacidade de uma bateria (12V, 1,2Ah). As letras *D.O.D.* significam *depth of discharge*, ou seja, profundidade de descarga, e

os valores percentuais associados a essas letras significam quanto da carga foi usada comparada com a descarga profunda. Muitas baterias de chumbo-ácido de ciclo profundo são consideradas em 100% de *D.O.D.* quando a tensão em seus terminais é de 1,75V por célula, ou 10,5V em uma bateria de 12V.

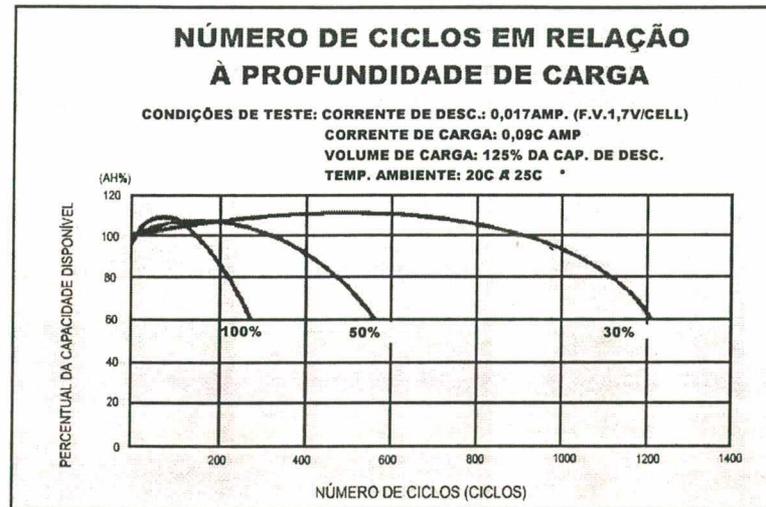


Fig. 1.3 - Número de ciclos em função da capacidade remanescente nas baterias para diferentes profundidades de descarga – bateria de 12V, 1,2Ah. (Yuasa inc.)

Uma bateria típica de chumbo-ácido provê aproximadamente 2,14V por célula quando completamente carregada. Baterias que são armazenadas por longos períodos de tempo podem eventualmente perder a sua capacidade. Uma tensão de flutuação deve ser mantida nos terminais de uma bateria mesmo se ela não estiver sendo usada. A Fig. 1.4 mostra as curvas características de auto-descarga de uma bateria. Cada curva corresponde a uma diferente temperatura. Pode-se verificar que o aumento de temperatura diminui a capacidade de manutenção de carga, ou aumenta a auto-descarga de uma bateria.

O estado de carga, ou inversamente, o estado de profundidade de descarga (*D.O.D.*) pode ser determinado medindo-se as tensões nos terminais das baterias (no caso de baterias de chumbo-ácido) ou através da medição da acidez do eletrólito. Isto não irá dizer o quão boa está a bateria – somente um teste de descarga poderá dizer isso. A tensão em uma bateria completamente carregada é de 2,12V a 2,15V por célula, ou 12,7V a 12,9V por bateria de 12V. A 50% de carga, as tensões serão de aproximadamente 2,03V, e a 0%, 1,75V ou menos. Muitas baterias são seladas, e a leitura do eletrólito não é possível de ser feita. A Fig. 1.5 ilustra a tensão nos terminais de uma bateria em função da capacidade remanescente na mesma.

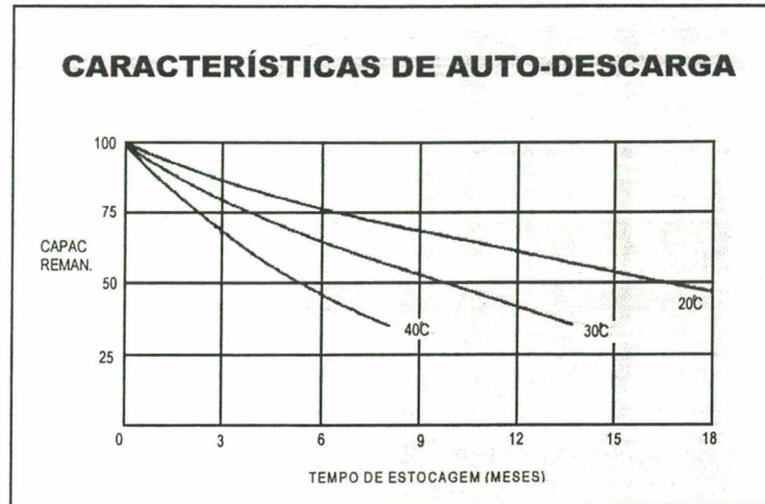


Fig. 1.4 - Característica de auto-descarga – bateria 12V, 1,2Ah. (Yuasa inc.)

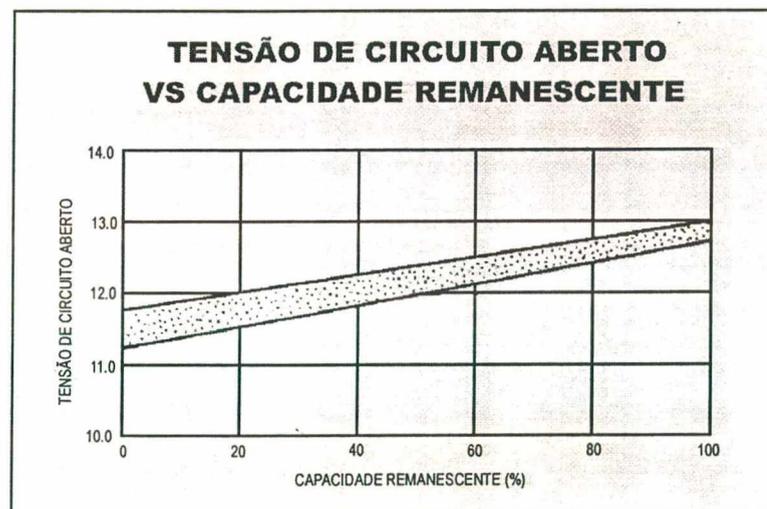


Fig. 1.5 - Tensão nos terminais de uma bateria de 12V, 1,2Ah em função da capacidade. (Yuasa Inc.)

Uma bateria de chumbo-ácido pode passar por todos os testes de carga plena, porém estar com a sua capacidade muito aquém da capacidade nominal. Se as placas estão danificadas, ou parcialmente deterioradas devido ao longo uso, a bateria pode dar a aparência de estar com plena carga, mas na realidade irá operar como uma bateria com muito menos carga. Uma bateria pode estar com as placas deterioradas em até 80% (geralmente a vida útil de uma bateria termina muito antes de isto acontecer) e ainda dar sinais de aparente bom estado. Por isto é bom estar atento caso a bateria esteja boa com relação aos testes, porém "morra" muito rápido sob condições de operação.

Um sistema de predição de carga, ou indicador da carga de uma bateria de chumbo-ácido é descrito em [24]. Neste artigo, o autor parte do princípio de que quanto mais usada a bateria, mais oxidados estão os eletrodos da mesma, e maior é a sua impedância interna. A partir daí, é desenvolvido um sistema capaz de injetar nos terminais da bateria um sinal de corrente alternada, fazer a leitura de corrente e tensão para este sinal alternado, calcular a impedância interna da mesma, e baseado em medidas prévias, estabelecer um tempo de vida útil restante, ou carga restante na bateria.

### 1.3 Tipos de baterias: difícil escolha.

A densidade de energia armazenada pela gasolina é de 44MJ/kg, ou seja, 12kWh/Kg. A densidade de energia armazenada em uma bateria de chumbo-ácido é de 30Wh/kg [9].

Muitos tipos de baterias possuem uma densidade de armazenamento de energia maior do que a bateria de chumbo-ácido. Porém todas custam mais, muitas possuem desempenho menor, e algumas requerem grande segurança ou apresentam riscos ao meio ambiente.

A busca pelo tipo de bateria mais adequado torna-se então uma questão de otimização: qual tecnologia possui a melhor combinação de desempenho, vida útil, custo, segurança adequada e mínimo impacto ambiental? A Fig. 1.6 ilustra esta escolha: maior potência, maior energia, ou maior vida útil?

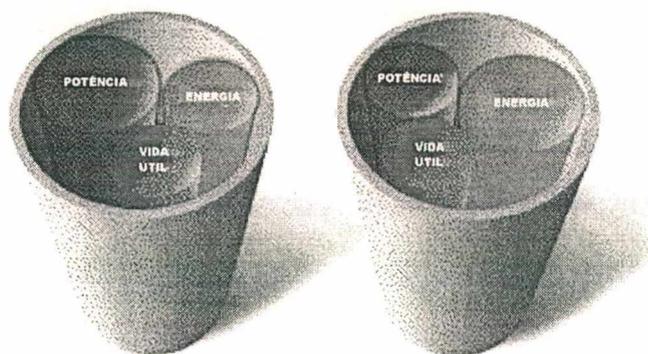


Fig. 1.6 - O tipo de bateria mais adequado: uma questão de escolha. (Revista Spectrum).

O desempenho das baterias também é uma questão de escolha. As medidas de desempenho não podem ser expressas por uma grandeza simples. As variáveis que

influenciam no mesmo tendem a ser interligadas. Por exemplo, uma maneira comum de aumentar a potência de uma bateria é usar eletrodos mais finos, mas isso geralmente diminui a densidade de energia e a durabilidade da mesma.

A Fig. 1.7 mostra dois gráficos acerca desta escolha de melhor desempenho de baterias. Pode-se verificar que quanto maior a potência de uma bateria (maior fornecimento de corrente), há uma diminuição da densidade de energia disponível (ou tempo de fornecimento dessa corrente).

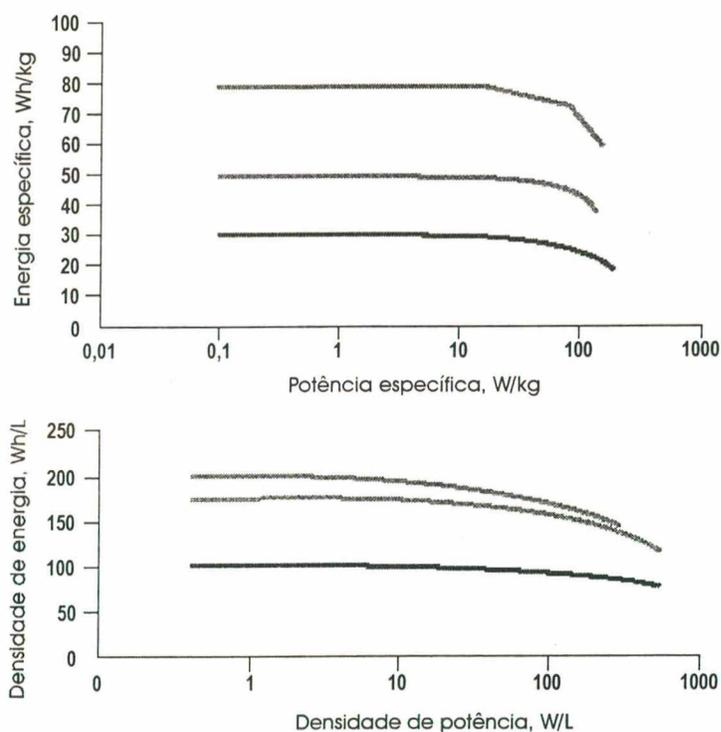


Fig. 1.7 - Gráficos comparativos entre densidade de potência e densidade de energia de alguns tipos de baterias.

Uma outra característica relevante quando se fala de bancos de baterias é a possibilidade de saber quanta energia, ou quanta carga ainda se tem disponível nas mesmas.

A medição de carga disponível nas baterias, ou predição da carga disponível é uma tarefa difícil. Para que se tenha uma precisão razoável, é necessário que sejam feitos testes em sistemas ou bancos de baterias durante anos. É difícil manter um balanço de temperatura ou mesmo de tensão entre diferentes baterias de uma associação em série ou em paralelo. Dependendo do tipo de bateria, vários métodos de controle bem como variáveis de controle são usados para que se consiga um balanço adequado, incluindo-se aqui sistemas de

gerenciamento de temperatura, sobrecargas periódicas, e sistemas eletrônicos ativos para manter a carga enquanto em operação. Mesmo assim, testes em laboratórios demonstram ser a vida útil de um banco de baterias muito variável.

### ***1.3.1 A Bateria de Chumbo-ácido.***

Mais de 90% dos veículos automotores utilizam bateria de chumbo-ácido. Inclusive os primeiros veículos elétricos concebidos pela General Motors, Ford e outras companhias também utilizavam baterias deste tipo. A simpatia por este tipo de bateria mostra-se com clareza na sua grande disponibilidade e baixo custo.

As baterias de chumbo-ácido têm sido fabricadas da mesma maneira há muitas décadas, e têm provado serem confiáveis e baratas para partida de motores de automóveis, iluminação e ignição. Na verdade, a invenção da partida elétrica de automóveis de motores a combustão em 1912, alimentada pela bateria de chumbo-ácido, foi fator decisivo do declínio da produção de automóveis movidos a bateria, que era de cerca de 50% em 1900.

As técnicas de fabricação de baterias de chumbo-ácido avançaram muito, e os principais componentes eletroquímicos (chumbo e ácido sulfúrico) são baratos. Até recentemente, no entanto, a produção dessas baterias foi otimizada de forma a se reduzir custo, em vez de aumentar desempenho, pois somente um módulo dessas baterias era necessário para a maior parte das aplicações.

O recente progresso no desempenho das baterias de chumbo-ácido deve-se muito às técnicas de controle estatístico de qualidade aplicadas de formas a se ter produtos de maior qualidade. No entanto, pequenas diferenças nas condições de operação tendem a amplificar qualquer diferença existente na fabricação, principalmente quando se tem muitas baterias conectadas em série.

Algumas desvantagens do uso de baterias de chumbo-ácido são a dificuldade de se determinar e manter precisamente o estado de carga. A durabilidade de uma bateria de chumbo-ácido depende muito da forma como ela é descarregada e da temperatura de operação, o que traz muitos problemas na detecção do estado de carga ou carga ainda restante na bateria. Isto pode ser solucionado com o uso de sistemas de monitoração e controle sofisticados juntamente com algoritmos de recarga com diferentes etapas controladas.

Outra desvantagem da bateria de chumbo-ácido em relação às outras tecnologias de baterias é que elas possuem uma densidade de energia menor. Para aplicações onde se requer muita energia, como carros elétricos por exemplo, o volume de baterias de chumbo-ácido é muito grande, praticamente impraticável para essa aplicação.

### **1.3.2 Baterias de Níquel-metal hidrido.**

São baterias constituídas basicamente por níquel e um outro metal. Entregam e aceitam carga em taxas elevadas por períodos curtos.

Possuem o melhor desempenho dentre as tecnologias de baterias existentes. Também são economicamente atrativas. Possuem 50% mais de densidade de energia que as baterias de chumbo-ácido.

### **1.3.3 Baterias de Lítio-ion.**

Apresentam como vantagem o fato de possuírem picos de potência específica de mais de 1000W/kg, e energia específica de mais de 100Wh/kg.

Apresentam duas grandes desvantagens: precisam ser aquecidas a 70°C para um desempenho adequado, e os eletrodos metálicos de Lítio tem vida curta pois a deposição de detritos no eletrodo leva a um curto circuito interno.

Também precisam de um controle de carga preciso, pois possuem baixa tolerância à sobrecarga.

Ainda assim, este tipo de bateria possui uma maior eficiência energética do que as baterias a base de chumbo ou níquel podem atingir.

### **1.3.4 Baterias de níquel-cádmio.**

As baterias de níquel-cádmio têm sido largamente usadas em consumo doméstico (celulares, filmadoras, aparelhos eletrodomésticos). Este tipo de bateria possui maior energia e densidade de potência do que as baterias de chumbo-ácido. Elas são também robustas e possuem um tempo longo de duração, e ainda são mais baratas do que as outras baterias a base de níquel (na ordem de US\$350 a US\$400/kWh ou mais).

O segredo da longa durabilidade deste tipo de bateria está no material das placas, que é de aço sólido, relativamente imune pelo agentes químicos que a cercam, e que mantém a sua integridade mecânica e condutividade elétrica inalteradas durante toda a vida útil da bateria. Nas baterias de chumbo-ácido, as placas possuem como material básico o chumbo, que é corroído naturalmente durante as reações químicas da mesma, fazendo com que a placa positiva aumente de volume, e enfraqueça mecanicamente, comprometendo a estrutura a condutibilidade da mesma. Por este motivo pode-se encontrar exemplo de bancos de baterias

de níquel-cádmio com 20 ou 30 anos de uso, e com aproximadamente 100% de sua capacidade.

Segundo os fabricantes de baterias de Níquel-Cádmio o alto preço pago inicialmente por baterias deste tipo é compensado a longo prazo. A Fig. 1.8 mostra um gráfico comparativo entre o investimento feito ao longo dos anos em bancos de baterias de chumbo-ácido e bancos de baterias de níquel-cádmio. O preço inicial de um banco de baterias de níquel-cádmio para telecomunicações pode ser 3 ou 4 vezes maior do que um banco de chumbo-ácido.

Há ainda o fato de que as baterias de níquel-cádmio possuem menor susceptibilidade com relação a variação de temperatura, e suportam um regime de trabalho em temperaturas mais elevadas, sendo sua vida útil afetada em menor grau quando comparadas as baterias de chumbo-ácido.

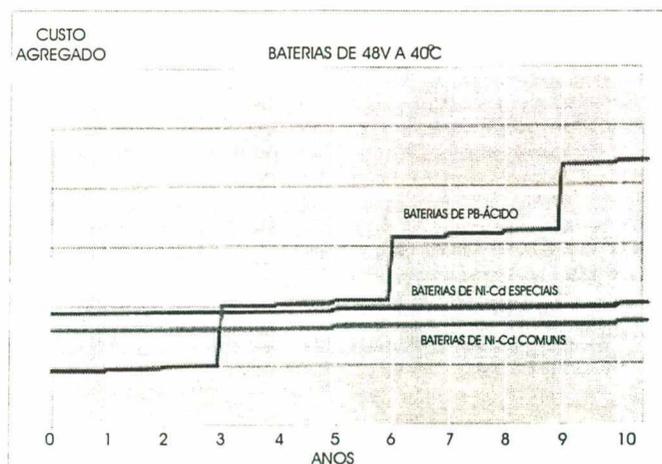


Fig. 1.8 – Comparação entre o custo agregado de banco de baterias.

O grande inconveniente de baterias de níquel-cádmio é a sua toxicidade. O cádmio é um metal altamente tóxico, cujo uso vem sendo questionado por razões ambientais. Embora o uso de grandes baterias de níquel cádmio é encontrado em alguns veículos especiais ou mesmo bancos para fontes de telecomunicações, a sua substituição por baterias de níquel-metal híbrido pode ser uma tendência, embora essas últimas possuam uma expectativa de vida menor.

### 1.3.5 Baterias não recarregáveis a base de zinco.

Uma maneira de compensar o limitado armazenamento de energia eletroquímica é a substituição primária de baterias (não recarregáveis). Estes tipos de baterias podem possuir uma densidade de energia muito maior. A desvantagem óbvia deste tipo de operação é a troca freqüente de baterias e o alto custo de manutenção.

Uma pequena variação da substituição seria a recarga mecânica das baterias. Atualmente o único tipo de baterias recarregáveis mecanicamente são baterias de zinco-ar.

Quando a bateria é descarregada, os seus ânodos de zinco ficam incrustados de óxido de zinco, que podem ser removidos para reciclagem e substituídos por novos.

Baterias de zinco-ar possuem também uma curta duração, aparentemente devido a secagem dos cátodos. Grandes baterias de zinco-ar, nas quais justifica-se a colocação de sistemas de umidificação dos cátodos, provavelmente teriam durabilidade maior. Mas não se tem muitas informações a respeito de sistemas que utilizem este tipo de bateria.

Tabela 1-1 – Parâmetros de comparação entre alguns tipos de baterias.

Parâmetro	<i>Chumbo-ácido</i>	<i>Níquel-metal hidrido</i>	<i>Lítio-ion</i>	<i>Lítio-polímero</i>
ENERGIA ESPECÍFICA, Wh/Kg	35-40	50-60	80-90	100
DENSIDADE DE ENERGIA, Wh/l	70	175	200	
POTÊNCIA ESPECÍFICA, W/Kg	100-150	200	<1000	200
VIDA UTIL, ciclos de descarga completa	300-500	600-1000	?	200-300
CUSTO APROXIMADO DE PRODUÇÃO, US\$/kWh	100-150	300-400	?	?

Com essas informações pode-se montar um quadro comparativo com os parâmetros mais importantes quando da escolha da tecnologia de bateria mais adequada para cada aplicação. A Tabela 1-1 mostra uma comparação dos tipos mais comuns de baterias existentes.

## 1.4 Métodos de carga.

Aqui optou-se por trabalhar apenas com métodos de carga para baterias de chumbo-ácido, que devido ao seu preço acessível e ao atendimento de todas as condições necessárias para o uso em questão, foi o tipo de bateria adotada para compor uma "carga" em paralelo no conversor a ser construído. A justificativa do seu uso bem como a configuração deste banco de baterias será apresentada na conclusão deste capítulo.

Os métodos de carga de baterias podem variar conforme o tipo de carga que se deseja efetuar. Geralmente o tempo de carga é o fator fundamental para a existência dos diversos métodos. Existem também fatores importantes a serem observados, sendo que desses fatores depende a vida útil das baterias.

Um carregamento adequado requer sensores de corrente, para evitar que valores de corrente acima do máximo suportável sejam impostos na carga. A temperatura da bateria em carga também deve ser monitorada. Alguns métodos de carga ainda possuem seqüências de carga com tensões e corrente determinadas, exigindo que além da monitoração de tensão e corrente, se tenha um algoritmo de seqüência de aplicação desses valores em tempos determinados e sobre certas condições da própria bateria sob carga.

Um vez que a carga encontra-se diretamente ligada à bateria, deve-se ainda medir a tensão de flutuação da mesma, que garantirá que esta mantenha a carga, mesmo fornecendo energia para o sistema o qual está alimentando.

Os métodos encontrados na literatura são listados a seguir, bem como alguns breves comentários são colocados, enfatizando vantagens e desvantagens de cada método e pequenas particularidades.

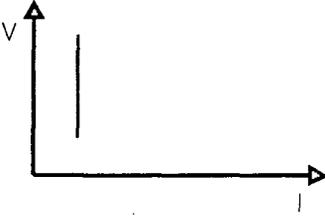
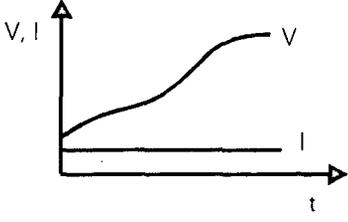
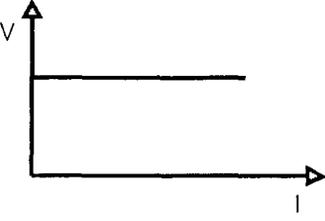
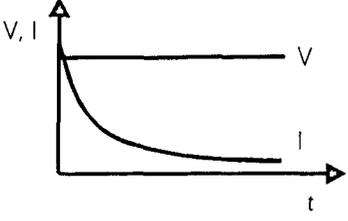
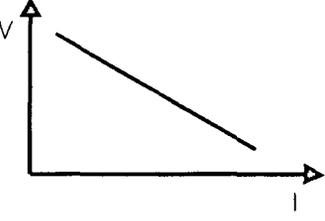
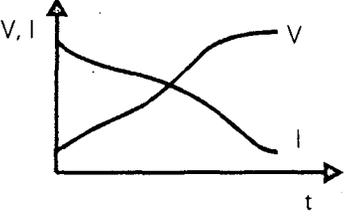
### 1.4.1 *Curvas características.*

Os métodos de carga podem ser diferenciados pelas curvas características de corrente e tensão aplicadas na carga e também pelo tempo de carga.

Pode-se classificar de uma maneira geral três métodos bem definidos de carga. Esses métodos se caracterizam por corrente constante, tensão constante ou potência constante. A Tabela 1-2 apresenta um resumo desta classificação geral desses três métodos.

As características de carga podem ainda ser influenciadas por distúrbios externos tais como variação na tensão ou freqüência de carga, ou pela temperatura ambiente. Essas influências podem ser diminuídas através do uso de alguns artificios eletrônicos.

Tabela 1-2 - Características gerais de carga.

Característica de carga	Característica de tensão e corrente no tempo	Aplicação
<p>Corrente constante</p> 		<p>Carga parcial Carga completa Sobrecarga</p>
<p>Tensão constante</p> 		<p>Somente permitida por pequenos intervalos de tempo e com supervisão da temperatura</p>
<p>Potência constante</p> 		<p>Somente permitida por pequenos intervalos de tempo e a corrente deve ser limitada de forma que seja absorvida pela bateria sem aquecimento excessivo.</p>

Conforme a variação das grandezas mostradas nos gráficos acima, pode-se obter métodos variados de carga para as baterias. Esses métodos mudam conforme a variável que se está controlando. Geralmente utilizam-se algoritmos de controle para que se possa alterar a variável que se deseja controlar ou observar.

A seguir listam-se vários métodos encontrados na literatura que podem ser aplicados conforme o tempo de carga, uso, ou tipo de bateria a ser carregada.

#### 1.4.2 Método de carga com duplo nível de tensão.

Este método de carga consiste de três estágios e é apresentado em forma de gráfico na Fig. 1.9. No primeiro estágio a corrente é imposta a um valor máximo até que a tensão sobre a bateria alcance um tensão de sobrecarga  $V_{12}$ .

No segundo estágio aplica-se um tensão constante  $V_{OC}$  5% maior do que a tensão de sobrecarga, com o objetivo de dar uma sobrecarga à bateria. A corrente decresce até atingir um valor de corrente chamado corrente de retenção mínima  $I_{min}$ .

Ao final do segundo estágio, a bateria alcançou perto de 100% de sua capacidade. Neste estágio é mantido uma tensão de flutuação fixa (VF), até que seja drenado da bateria alguma corrente.

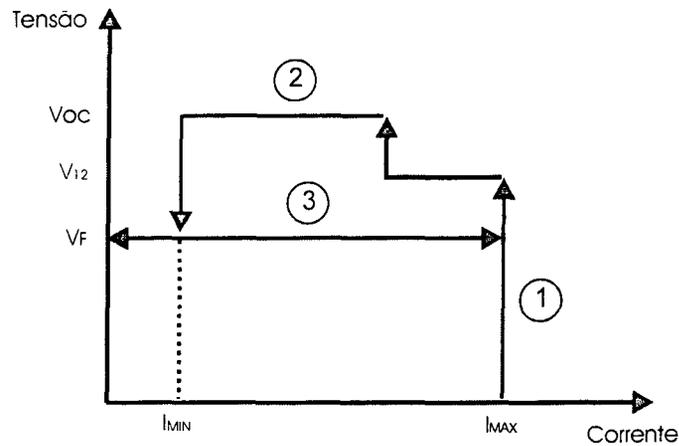


Fig. 1.9 – Método a Duplo Nível de Tensão.

Este método pode ser melhorado através do uso de algoritmos de monitoramento das variáveis que estão sendo controladas.

Supõe-se, por exemplo, que a bateria esteja com uma tensão muito baixa, indicando uma descarga profunda. Recomenda-se então um primeiro estágio de carga. Este tipo de carga ocorre na forma de uma limitação na corrente até que a tensão atinja um valor correspondente à tensão de carga zero. Este tipo de carga lenta evita que uma corrente muito elevada seja entregue à bateria, evitando também excesso de formação de gás, característico nas cargas de baterias de chumbo-ácido.

Os estágios seguintes seguem mais ou menos da mesma forma como descrito anteriormente. Tem-se o segundo estágio, onde a bateria atingiu o valor mínimo de tensão (tensão de carga zero) e entrega-se corrente máxima para a carga da mesma. Pode-se acompanhar essas mudanças em relação ao método anterior pela Fig. 1.10.

No terceiro estágio é aplicado uma sobretensão para que a completa carga da bateria seja atingida em um tempo mais curto. Inicialmente a corrente no terceiro estágio é a mesma corrente do segundo estágio. Porém, na medida que a carga da bateria atinge o seu valor máximo, a corrente decresce, até chegar a valores bem baixos (próximo de um décimo da corrente de carga).

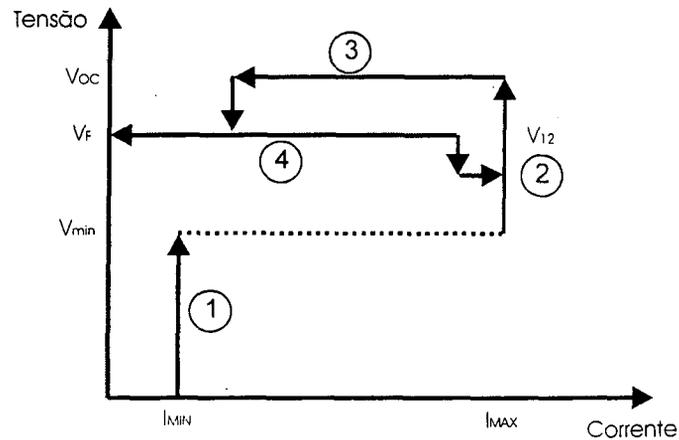


Fig. 1.10 – Método com dois níveis de tensão melhorado.

No quarto estágio um valor de tensão de flutuação fixo é aplicado apenas para compensar a corrente de descarga. Quando uma carga é aplicada à bateria, o carregador fornecerá a maior parte da corrente até o nível de corrente de carga.

O carregador ficará no estado de tensão de flutuação até que a tensão caia a 90% deste valor, no qual voltará ao estado de carga. A Fig. 1.11 mostra o comportamento da tensão e da corrente na bateria em função do tempo em cada etapa de carga.

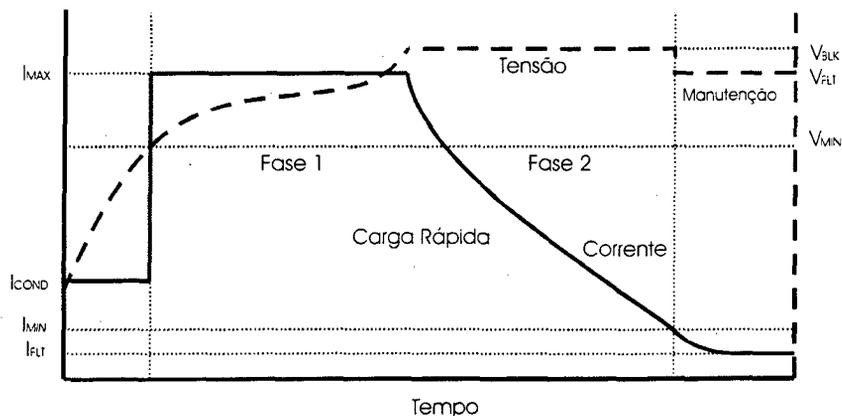


Fig. 1.11 – Tensão e corrente no tempo: método com dois níveis de tensão.

### 1.4.3 Método a dois níveis de corrente e um nível de tensão.

Quando têm-se um banco de baterias dividido em várias células colocadas em série, fica difícil prever somente pelo nível de tensão do banco se existe alguma célula ainda descarregada, ou se todas as células estão sendo carregadas uniformemente.

Então nesses casos, um duplo passo de corrente de carga tem certa vantagem sobre o sistema com duplo nível de tensão.

Para esse método de carga a dois níveis de corrente têm-se dois estados de carga. No primeiro estado é mantida uma corrente constante tipicamente em torno de 10% da corrente nominal até atingir uma determinada tensão sobre a bateria ligeiramente superior a tensão nominal, mas sem chegar a uma tensão de sobrecarga. As etapas podem ser melhor acompanhadas pela Fig. 1.12.

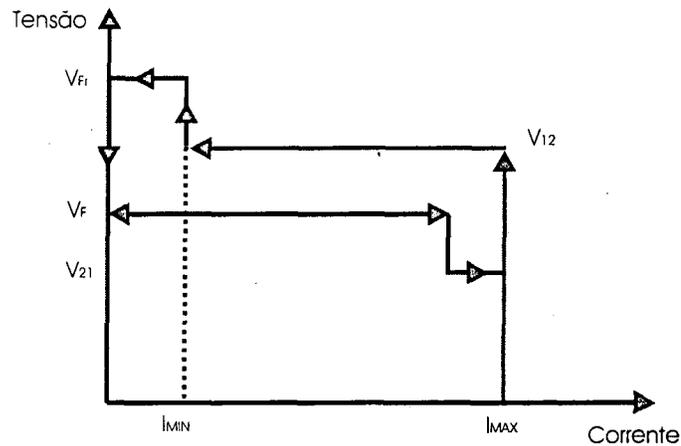


Fig. 1.12 – Método a dois níveis de corrente e um de tensão.

No segundo estado é mantida uma tensão constante até a corrente atingir o valor da corrente de retenção (próximo a 5% da corrente nominal). Quando a corrente atinge este valor, esta é mantida então constante e a tensão volta a crescer até que ela se estabilize. Estabilizada a tensão, a corrente torna-se nula, e a tensão passa a ser regulada em um nível de tensão de flutuação até que caia novamente a limites inferiores a  $V_{21}$ , quando então volta-se ao estado de recarga, impondo corrente.

#### 1.4.4 Método a dois níveis de corrente.

Este método é um pouco mais simples que o método anterior. Aqui impõe-se somente dois níveis de corrente sem impor nenhum nível de tensão. O primeiro nível de corrente é aplicado para que a carga do banco de baterias retorne a 90% de sua capacidade. O segundo nível é aplicado para compensar a reação de auto descarga da placa positiva.

Este método tem a desvantagem de poder impor uma corrente de retenção muito baixa ou muito alta, produzindo perda de capacidade ou sobrecarga na bateria, a não ser que se monitore a tensão da bateria e ajuste-se o valor da corrente mínima. A Fig. 1.13 e a Fig. 1.14 mostram o comportamento da corrente e tensão uma em função da outra, e no tempo.

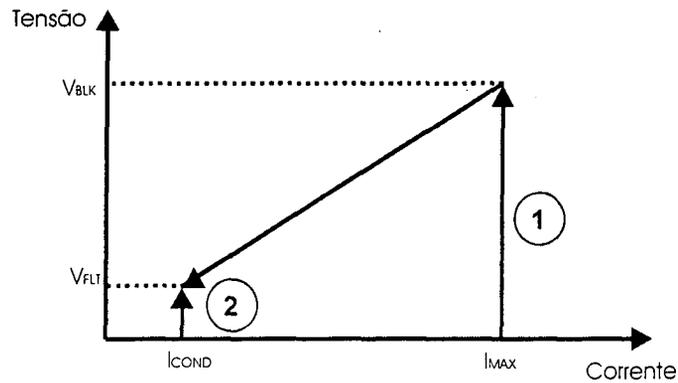


Fig. 1.13 – Método a dois níveis de corrente.

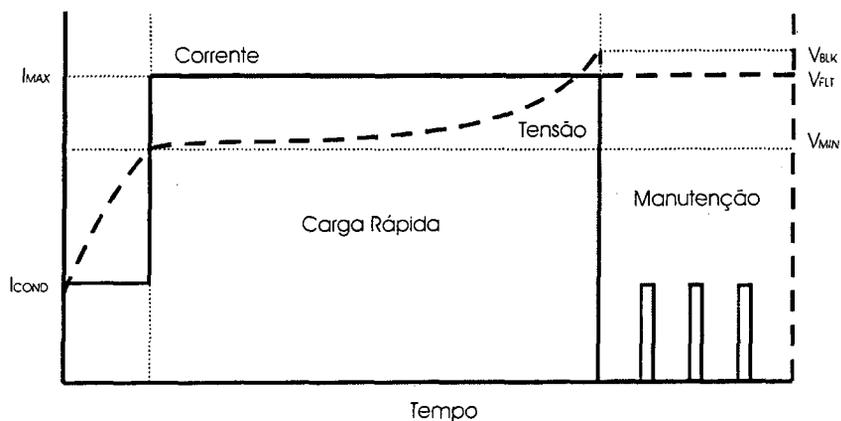


Fig. 1.14 – Tensão e corrente no tempo – método com dois níveis de corrente.

#### 1.4.5 Método a um nível de corrente e um nível de tensão.

Neste método de carga tem-se também dois estados. No primeiro estado a corrente é mantida constante até que a tensão atinja o nível especificado de tensão de equalização. No segundo estado tem-se o valor de tensão regulado em uma tensão de flutuação. O gráfico do comportamento da tensão em função da corrente é mostrado na Fig. 1.15.

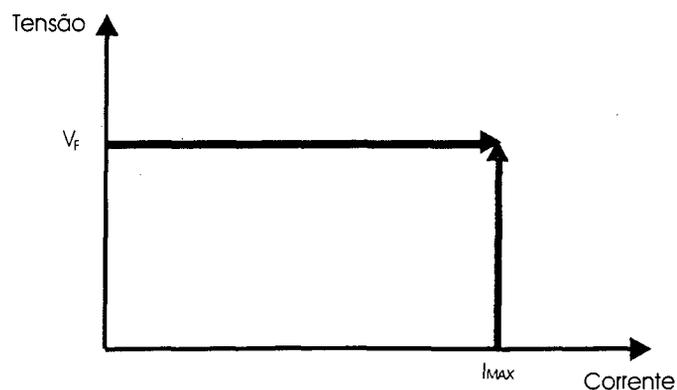


Fig. 1.15 – Método a um nível de corrente e um nível de tensão.

#### 1.4.6 Método de equalização com corrente pulsante.

Neste método a carga da bateria é controlada através da tensão nos terminais da mesma com o uso de um relé liga/desliga. A carga é totalmente dependente da tensão final.

O controle é simples. A bateria é carregada até que atinja a tensão final de recarga, onde o processo de carga é interrompido. Quando a tensão cair para a tensão de flutuação, a recarga é automaticamente acionada. A tensão da bateria cresce então novamente até atingir a tensão final de recarga e é novamente interrompido o ciclo.

O problema de métodos dependentes unicamente da tensão final da bateria é que este valor pode variar com a temperatura e a corrente de carga, mascarando assim o controle. Dessa forma pode acontecer que a bateria ainda não tenha alcançado a tensão final de recarga e já esteja sendo danificada por sobrecarga. A Fig. 1.16 mostra o comportamento da tensão e da corrente no tempo para este método.

Para o controle deste tipo de carga pode-se também optar por um temporizado do tipo liga/desliga com razão cíclica fixa, escolhida de acordo com a carga conectada à bateria.

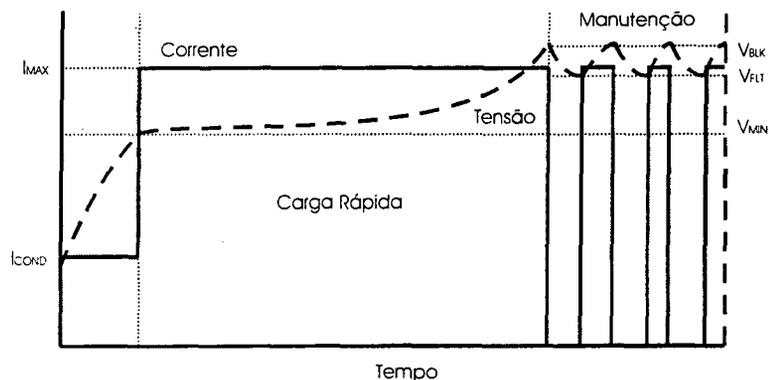


Fig. 1.16 – Tensão e corrente no tempo: método da corrente pulsante.

## 1.5 Conclusão.

Neste capítulo foram apresentados os tipos mais comuns de baterias utilizadas. Também foram descritos as principais características, tanto em relação aos aspectos construtivos como em relação às vantagens e desvantagens de cada uma.

Em relação às baterias com placas imersas em meio líquido (tipo de bateria mais usado) pode-se concluir que a sua capacidade de carga está diretamente ligada com a espessura das placas. Baterias com placas finas e largas apresentam uma maior densidade de

corrente, porém por um curto intervalo de tempo. Baterias com placas mais grossas fornecem uma quantidade menor de corrente por um tempo mais longo.

Através do texto apresentado pode-se verificar também que a escolha do melhor tipo de bateria recai sempre num jogo de negociação entre densidade de energia, densidade de potência e vida útil. Também os fatores como custo e confiabilidade são importantíssimos.

Para o trabalho em questão optou-se por utilizar baterias de chumbo-ácido principalmente devido a sua facilidade de obtenção e ao baixo custo. Como a durabilidade aumenta a confiabilidade, optou-se por fazer um sistema capaz de implementar um algoritmo de carga de dois níveis de tensão.

Para a aplicação em questão, julga-se que nenhum sistema de predição de carga deva ser implementado, pois isso aumentaria o volume e o valor final do conversor, sem trazer grandes benefícios, uma vez que a tensão e corrente necessária para o conversor a ser implementado é pequena, e sistemas de predição neste caso não são muito precisos.

## CAPÍTULO 2

### DESCRIÇÃO DO SISTEMA A SER ALIMENTADO.

#### 2.2 Introdução.

O objetivo do presente trabalho é desenvolver uma fonte de alimentação que na falta da rede, sustente uma eletrônica de controle e um mancal magnético de um motor de histerese de alta velocidade, de forma ininterrupta.

A interrupção do fornecimento de energia para mancais magnéticos de motores de alta velocidade leva a danos irreparáveis nos mesmos. Portanto, é muito importante que o fornecimento de energia não seja interrompido de forma alguma.

O presente capítulo tem o objetivo de apresentar qual o problema proposto, e a partir deste, uma solução conveniente, confiável e robusta.

Será descrito a seguir o problema apresentado, enumerando-se soluções possíveis e mostrando-se a solução escolhida.

Do projeto então definido, são descritas as vantagens, formas de operação, aspectos construtivos explicando-se de uma forma geral o funcionamento e a função de cada parte.

#### 2.3 Problema proposto - objetivo.

Atualmente esta proteção contra eventuais falhas do sistema de alimentação comercial que sustenta a planta é feita através de um dispositivo do tipo UPS. Este dispositivo entra em operação assim que detecta a falha no sistema principal de alimentação.

O objetivo principal então é propor uma outra forma de garantir a manutenção das tensões sobre os mancais magnéticos dos motores de histerese. Esta outra forma seria a colocação de fontes individuais em cada mancal dos motores existentes. Essas fontes funcionariam independentemente, garantindo cada uma a manutenção do fornecimento de energia ininterruptamente.

#### 2.4 Descrição da solução proposta.

Para a proposição de uma nova solução para a colocação de uma fonte ininterrupta de energia considerou-se inicialmente o sistema da planta existente. A Fig. 2.1 ilustra este sistema em um diagrama de blocos simplificado.

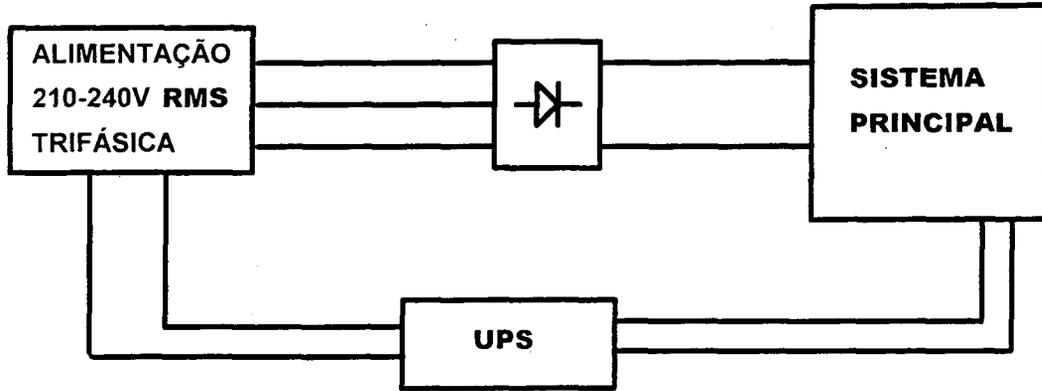


Fig. 2.1 - Planta existente.

Para a escolha do tipo de conversão a ser utilizada, bem como a topologia mais adequada, alguns aspectos forma levados em conta e são enumerados a seguir.

#### 2.4.1 Alimentação da fonte e isolamento:

Para a alimentação da fonte pode-se usar o barramento CC, após a retificação, e fazer a conversão de tensão a partir de uma tensão contínua. Outra alternativa seria utilizar uma das linhas trifásicas, e, a partir de uma dessas linha, fazer a transformação da tensão com um transformador de baixa frequência e retificação da mesma.

No caso de instalação de uma ou outra unidade desse tipo, esta segunda opção não traria maiores problemas. Porém, neste caso deve ser levado em conta que a colocação de muitas unidades em uma única fase pode levar a um desbalanceamento na rede que alimenta a unidade. Por este motivo faz-se essa transformação acoplando o conversor nas três fases, utilizando um transformador trifásico de baixa potência.

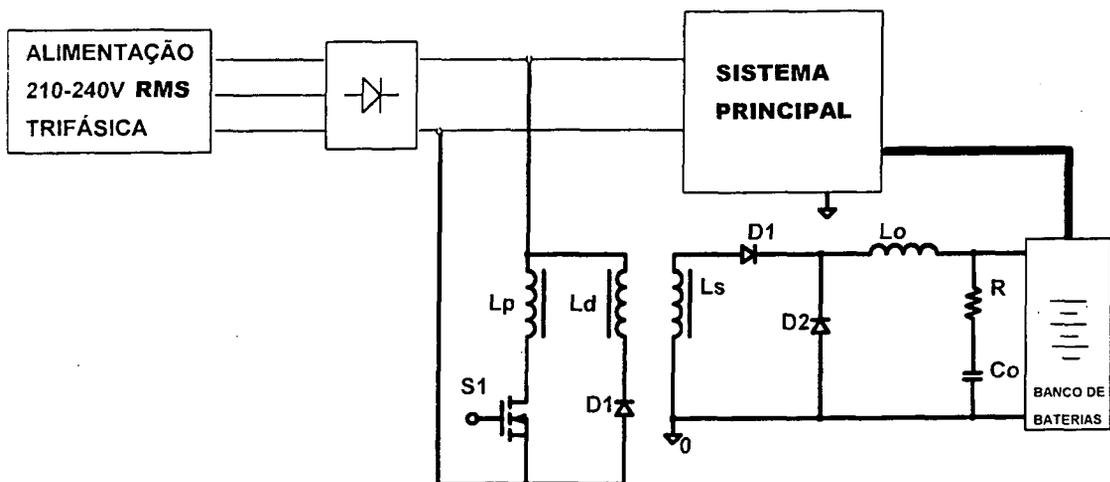


Fig. 2.2 - Conversor forward.

Para a segunda opção, como o conversor seria isolado através de um transformador de baixa frequência, utilizar-se-ia a partir deste um conversor *buck*. A Fig. 2.3 ilustra esta proposta.

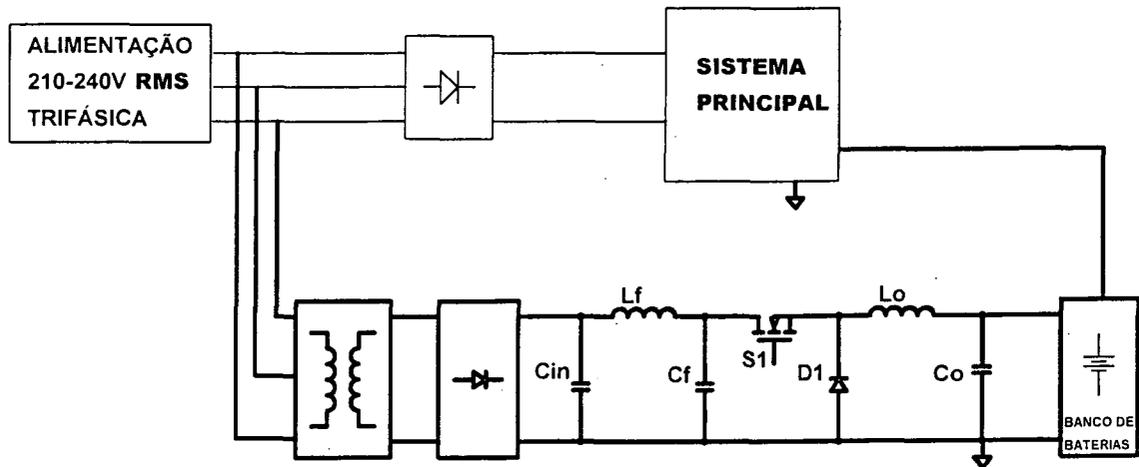


Fig. 2.3 - Conversor buck.

A principal diferença entre usar essas duas topologias está no volume e no interruptor de potência a ser utilizado. A topologia do tipo *forward* apresenta volume menor pelo fato de ser isolada através de um transformador de alta frequência.

Na topologia do tipo *buck*, o isolamento se dá em baixa frequência, aumentando portanto o volume do transformador. Porém, a tensão reversa no interruptor é igual à tensão de entrada, metade do valor de tensão reversa no conversor *forward*. Isto representa uma vantagem, uma vez que interruptores *MOSFET* que suportam tensão reversa muito elevada, possuem uma resistência interna de condução também elevada. Outras vantagens serão descritas adiante, justificando a preferência pelo conversor tipo *buck*.

### 2.4.2 Saída da fonte:

No caso de fontes que devem fornecer energia de forma ininterrupta, a questão da robustez deve ser levada em conta. Circuitos que detectam a falta da rede para colocar em funcionamento fontes de emergência, podem apresentar eventuais falhas.

Dessa maneira, a saída em forma de uma fonte de tensão, garantida por um banco de baterias aumenta muito a robustez e confiabilidade do sistema. Justifica-se aqui o estudo apresentado sobre baterias e a importância do mesmo para este trabalho.

Para o banco, escolheu-se baterias de chumbo-ácido, por possuírem larga aplicação, bem como tecnologia de carga e manutenção conhecidas e custo acessível.

### **2.4.3 Fontes auxiliares**

Um aspecto importante quando trata-se de conversores isolados é o fato da utilização de fontes auxiliares para os circuitos de controle, comando e supervisão.

No conversor do tipo *buck* isolado na baixa frequência, o próprio transformador de entrada pode servir como fonte de energia para as tensões auxiliares. Basta que para isso se adicione a esse transformador os enrolamentos necessários.

No caso do conversor *forward*, a fonte auxiliar seria alimentada por um pequeno conversor *flyback*, já existente no circuito principal do sistema a ser implementado. Basta apenas que se adicione um enrolamento no transformador principal deste conversor, resultando numa fonte de 15Vcc.

Esses enrolamentos não deverão alterar significativamente a operação dos transformadores, nem dos conversores, uma vez que possuem potência bem inferior à potência da fonte principal.

## **2.5 Considerações sobre o controle.**

Uma vez definida a estrutura a ser utilizada, compete definir as variáveis a serem controladas, e de que forma o controle dessas variáveis irá atuar.

Decidiu-se então pelo controle da tensão de saída e corrente do conversor, e da corrente no banco de baterias. A seguir são descritas as formas de controle e apresentadas as justificativas.

### **2.5.1 Tensão na saída do conversor.**

Baterias de chumbo-ácido possuem a vantagem de se poder medir o seu estado de carga através da tensão sobre os seus terminais. Esta já é uma razão suficiente para se controlar a tensão de saída do conversor.

Deve-se também levar em conta que o funcionamento desse sistema de alimentação, mesmo sem o banco de baterias é muito atraente, uma vez que possíveis danos nas mesmas, bem como eventuais trocas do banco podem ser feitas sem que para isso seja necessário a interrupção no fornecimento de energia.

Para este controlador, utilizou-se o regulador proporcional-integral de forma a apresentar erro estático nulo, fazendo com que a tensão de saída siga sempre a tensão de referência.

### **2.5.2 Corrente do conversor.**

O controle de corrente torna-se necessário na proteção do conversor contra eventuais surtos de corrente de carga.

Este controlador escolhido também é do tipo proporcional-integral, com o objetivo de ser rápido o suficiente para atuar no curto circuito sem que a corrente chegue a valores destrutivos para o conversor.

### **2.5.3 Corrente do banco de baterias.**

Aqui não há necessidade de um controle muito rigoroso, ou mesmo muito rápido. Apenas é necessário atentar-se ao fato de que a corrente de carga de baterias de chumbo-ácido é uma corrente pequena (300 mA para baterias com capacidade de 1,2 Ah).

Um valor de corrente superior ao valor máximo dado pelo fabricante, diminui muito a vida útil do banco de baterias.

Portanto optou-se por um controle do tipo proporcional-integral com constantes de tempo bem próximas ao controlador de tensão, onde a corrente máxima do banco é limitada quando esta ultrapassa o seu valor máximo, levando a razão cíclica a zero.

### **2.5.4 Interação entre os controladores.**

Essas três formas de controle atuam isoladamente através de um lógica do tipo "ou". Esta lógica permite que se proteja a carga de tensões muito altas, bem como o conversor e a banco de baterias de correntes elevadas.

Por exemplo: suponha que a bateria se encontre com uma tensão baixa em seus terminais, indicando pouca carga. O compensador de tensão então atuará de forma a elevar a tensão de saída, aumentando a diferença de tensão sobre a resistência interna equivalente da bateria, fazendo com que a corrente de carga se eleve muito. Porém, o controle de corrente máxima da bateria atuará no sentido de não permitir que essa corrente ultrapasse o limite máximo especificado, nem que para isso seja necessário que a tensão de saída do conversor esteja um pouco abaixo da tensão nominal.

A Fig. 2.4 mostra de uma maneira simplificada a colocação dos pontos de controle no conversor e a lógica de atuação.

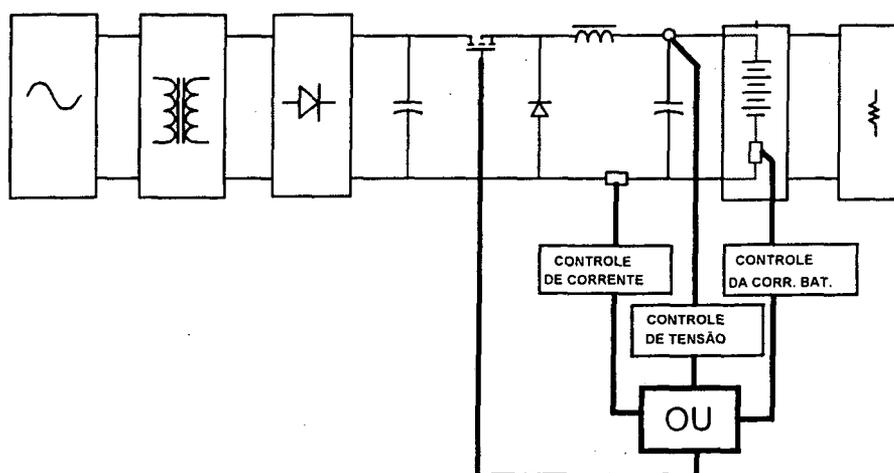


Fig. 2.4 - Controle em paralelo.

## 2.6 Monitoramento e sinalização.

Em sistemas onde a falta de alimentação não pode ocorrer, se o banco de baterias apresentar problemas ou defeito, é importante para o operador estar ciente desse defeito. Pois na eventual falha da fonte comercial, o banco de baterias não poderá atuar, deixando o sistema sem energia.

A sinalização neste tipo de fonte deve ser feita então no sentido de orientar quando do mau funcionamento ou defeito no banco de baterias, e foi definida para os casos apresentados a seguir.

### 2.6.1 Temperatura da bateria fora dos limites.

Através de um termistor pode-se medir a temperatura em que se encontram as células do banco de baterias, e sinalizar para uma temperatura fora dos limites especificados pelo fabricante.

Operação fora desses limites encurtam muito a vida útil das baterias, podendo levar até a danificação das mesmas.

### **2.6.2 Presença da bateria.**

Caso a bateria seja removida para troca, ou manutenção, é interessante que se tenha algum tipo de aviso de que a mesma não se encontra presente. Esta sinalização também é importante caso algum circuito esteja interrompido.

### **2.6.3 Circuito da bateria aberto.**

Ao conectar-se a bateria ao conversor, este impõe uma tensão sobre os terminais da mesma e monitora a corrente. Se esta corrente não atingir um valor mínimo após um determinado tempo, é porque a bateria apresenta algum defeito interno e deve ser substituída.

### **2.6.4 Bateria morta.**

Após a corrente da bateria chegar a um valor mínimo, mantém-se essa corrente neste valor e monitora-se a tensão. Se a tensão da bateria não atingir um valor de tensão mínima, é porque a vida útil da mesma atingiu o seu limite e a bateria deve ser substituída.

## **2.7 O uso do microcontrolador.**

Para que se possa fazer a monitoração desses parâmetros, optou-se pela utilização de um microcontrolador.

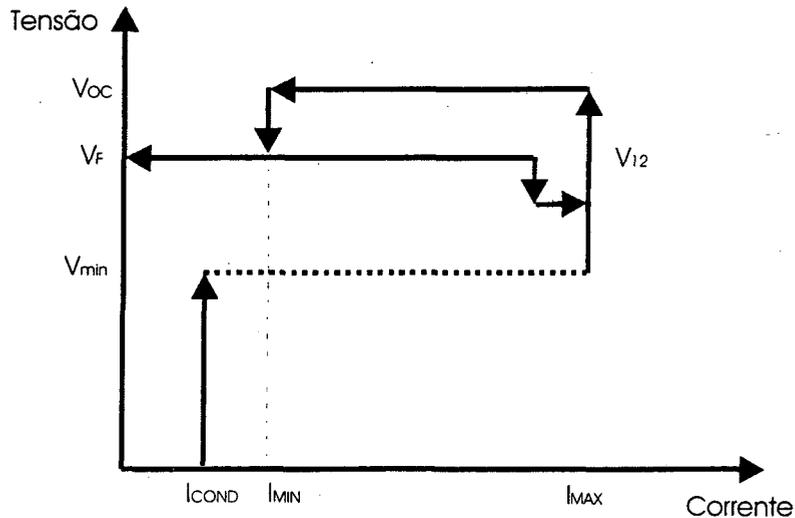
Os microcontroladores do tipo PIC apresentam um bom desempenho para este tipo de função, além de possuírem custo acessível e certa simplicidade de programação e aplicação.

O microcontrolador também deve atuar sobre as referências de tensão e corrente, estabelecendo assim os limites para os mesmos conforme o estado do banco de baterias.

Para a implementação das sinalizações, bem como do controle das variáveis, é necessário um algoritmo de programação. Este algoritmo deverá efetuar passo a passo, a manutenção da carga no banco de baterias. Na volta da rede deve ainda efetuar a recarga do mesmo, sem danificá-lo.

O algoritmo deve também efetuar todos os testes de verificação de falhas, contando os tempos de cada etapa, e informando ao usuário caso algum dos tempos seja alcançado, sem que as correntes ou tensões esperadas atinjam os seus valores.

A Fig. 2.5 apresenta o comportamento da tensão e da corrente para o algoritmo de carga escolhido a ser implementado no micro-controlador.



*Fig. 2.5 - Algoritmo de carga a ser implementado.*

Quando a bateria se encontra descarregada, ou com uma carga muito baixa, a tensão em seus terminais também se encontra baixa. Neste caso, limita-se a corrente a ser injetada na bateria em um valor menor do que a corrente máxima de carga, representada no gráfico por  $I_{COND}$ . Esta limitação se dá até que a tensão na bateria atinja o valor  $V_{MIN}$ .

A partir desse ponto, o valor de corrente de carga passa para um valor máximo ( $I_{MAX}$ ), e é mantido nesse valor até que a tensão sobre os terminais da bateria seja igual a uma tensão de sobrecarga.

Atingido o valor de tensão de sobrecarga, esta tensão passa então a ser grampeada, e espera-se que a corrente da bateria caia a um valor mínimo. Este estado de sobrecarga garante a equalização das células componentes do banco de baterias.

Após a corrente decrescer a um valor de  $I_{MIN}$ , passa-se ao estágio de manutenção da carga da bateria através do controle da tensão em um nível de tensão de flutuação.

## 2.8 Conclusão.

Através do capítulo exposto verificou-se ser de grande importância a confiabilidade e a robustez para o sistema ao qual se vai implementar o conversor.

O fato de substituir-se um único sistema UPS por sistemas unitários, individuais para cada unidade, já aumenta bastante a confiabilidade, pois caso ocorram falhas em um ou dois equipamentos, os outros ainda são preservados. Uma falha em uma UPS central pode levar a destruição de todos os equipamentos.

O conversor *buck* representa a estrutura mais robusta, pois sua alimentação é independente, ou seja, vem diretamente da rede.

Ainda a ligação de forma trifásica evita problemas de desbalanceamento, podendo o conversor funcionar mesmo com apenas duas fases.

A utilização do conversor *forward* dá um aproveitamento melhor para a planta já existente, reduzindo peso e volume. Também é uma solução muito atrativa ao pensar-se que é possível alimentá-lo através da regeneração da energia armazenada nas elevadíssimas rotações do motor de histerese. Neste caso o conversor seria alimentado pelo regeneração da energia do motor quando a energia da rede faltasse.

Considerando serem os dois sistemas de aplicabilidade muito interessante optou-se pela implementação e montagem dos dois. Montou-se primeiramente o conversor *buck*, por dar-se preferência a sua robustez, e em seguida montou-se o conversor *forward*.

A metodologia da forma de controle foi adotada da mesma forma para os dois conversores. Também os circuitos de gerenciamento através do microcontrolador foi o mesmo, o que facilitou de certa forma a montagem dos dois sistemas.

## CAPÍTULO 3

### O CONVERSOR BUCK.

#### 3.1 Introdução.

O presente capítulo tem o objetivo de apresentar os resultados obtidos a partir da implementação de uma das soluções propostas para a alimentação ininterrupta dos mancais magnéticos do motor de histerese.

Será descrito a seguir a metodologia utilizada na apresentação desta solução, os circuitos concebidos e algumas considerações de projeto.

O circuito utilizado com o diagrama esquemático também serão mostrados. Todos os circuitos são apresentados parte a parte, e o cálculo de cada componente é justificado.

Apresenta-se a seguir a descrição dos procedimentos de cálculo do projeto do estágio de potência de um conversor CC-CC Buck.

Também são apresentados os cálculos referentes à eletrônica de comando e controle. Ainda os resultados de simulação e as formas de onda colhidas em bancada, juntamente com o diagrama esquemático e a listagem dos componentes utilizados.

#### 3.2 Especificações de Projeto.

O projeto segue a partir das seguintes especificações:

<b>Potência de saída nominal:</b>	$P_o = 30 \text{ W}$
<b>Potência de saída máxima:</b>	$P_{o\_max} = 50 \text{ W}$
<b>Tensão de saída:</b>	$V_o = 48 \pm 5\% \text{ V}$
<b>Tensão de entrada:</b>	$V_i = 311 \pm 10\% \text{ V}$
<b>Frequência de comutação:</b>	$f_s = 40 \text{ kHz}$
<b>Rendimento:</b>	$\eta = 0,9$

#### 3.3 Cálculo do transformador de entrada.

Para a entrada de tensão do conversor *buck* a ser projetado, definiu-se um transformador trifásico. A justificativa do uso dessa configuração na transformação da tensão deve-se ao fato de que, desta maneira, evita-se desbalaceamento de fases na instalação das

diversas unidades deste conversor. Também o uso desta configuração evita a introdução de distorções de corrente na linha principal.

O projeto do transformador trifásico foi feito considerando-se três transformadores monofásicos.

Para a potência total a ser transformada considerou-se a potência máxima de projeto do conversor e a potência máxima a ser consumida pelos circuitos integrados utilizados em cada unidade.

Seja a potência de entrada  $P_{in}$  de cada transformador dada por :

$$P_{in} = \frac{P_{o\_max} + P_{comando}}{\eta} \cdot \frac{1}{3} = \frac{50 + 6,5}{0,85} \cdot \frac{1}{3} = 22,16W \quad (3-1)$$

Considerando então a potência do lado secundário do transformador como sendo a potência de entrada do conversor, tem-se:

$$P_s = P_{in} = 22,16W \quad (3-2)$$

Define-se então a tensão do lado primário, como sendo a tensão da rede no pior caso, ou seja, tensão mínima. A escolha da tensão do lado secundário deve ser feita levando-se em conta o tipo de ligação (ponte de diodos do tipo *Graetz*), a ondulação de tensão obtida após a filtragem capacitiva e ainda a tensão de saída do conversor, estimando-se através dela um razão cíclica de operação do mesmo. Para este projeto, considerando uma tensão no enrolamento secundário de cada transformador de aproximadamente 45V, chega-se a uma relação de transformação de 4,7:1.

$$V_p = V_{AC\_min} = 210Vrms \quad (3-3)$$

$$V_s = \frac{V_p}{4,7} = 44,6Vrms \quad (3-4)$$

Para o projeto de transformadores de baixa frequência, calcula-se a partir dos valores de potência e tensão eficaz, os valores de corrente nos enrolamentos. Para a potência do primário do transformador considera-se um coeficiente de perdas de 10%. Tem-se então:

$$I_s = \frac{P_s}{V_s} = \frac{22,16}{44,6} = 0,496A \quad (3-5)$$

$$P_p = P_s \cdot 1,1 = 24,3W \quad (3-6)$$

$$I_p = \frac{P_p}{V_p} = \frac{24,3}{210} \approx 0,116A \quad (3-7)$$

Seja a densidade de corrente indicada para transformadores dessa potência de  $J=4,5A/mm^2$ , calcula-se a seção dos condutores a serem utilizados.

$$S_p = \frac{I_p}{J} = \frac{0,116}{450} = 0,000257cm^2 \quad (3-8)$$

Seleciona-se o fio 33AWG com bitola de  $0,000254cm^2$ .

$$S_s = \frac{I_s}{J} = \frac{0,633}{450} = 0,00140cm^2 \quad (3-9)$$

Utiliza-se o fio 26AWG, cuja bitola em  $cm^2$  é de  $0,001287cm^2$ .

Para a escolha do núcleo adequado calcula-se a seção magnética e a seção geométrica através das expressões:

$$S_m = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{P_s}{f}} = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{22,16}{60}} = 4,55cm^2 \quad (3-10)$$

$$S_g = 1,1 \cdot S_m = 1,1 \cdot 4,55 = 5,01cm^2 \quad (3-11)$$

$$a \approx \sqrt{S_g} = \sqrt{5,01} = 2,23cm \quad (3-12)$$

Define-se então o núcleo como:

$$a = 1,9cm^2 \quad (3-13)$$

$$b = 2,2cm^2 \quad (3-14)$$

Onde  $a$  e  $b$  são a largura e profundidade da perna central do núcleo tipo  $EI$  de ferro silício.

$$S_g = a \cdot b = 1,9 \cdot 2,2 = 4,18cm^2 \quad (3-15)$$

$$S_m = \frac{S_g}{1,1} = \frac{4,18}{1,1} = 3,8cm^2 \quad (3-16)$$

Para o valor de  $a$  escolhido, tem-se a área da janela  $S_j = 0,75 \cdot a \cdot b = 313,5mm^2$ . Seja ainda o valor de densidade de fluxo magnético máximo  $B_{max} = 14000Gauss$ .

Calcula-se então o número de espiras dos enrolamentos.

$$N_p = \frac{V_p}{S_m} \cdot \frac{10^8}{4,44 \cdot B_{max} \cdot f} = \frac{210}{3,8} \cdot \frac{10^8}{4,44 \cdot 14000 \cdot 60} = 1482espiras \quad (3-17)$$

$$N_s = 1,1 \cdot \frac{V_s}{S_m} \cdot \frac{10^8}{4,44 \cdot B_{max} \cdot f} = 1,1 \cdot \frac{44,6}{3,8} \cdot \frac{10^8}{4,44 \cdot 14000 \cdot 60} = 346espiras \quad (3-18)$$

Ainda é adicionado ao enrolamento primário e secundário um terceiro enrolamento que será usado para as fontes auxiliares dos circuitos integrados. Para o cálculo do número de espiras deste enrolamento auxiliar, utiliza-se apenas a relação de tensões.

A tensão utilizada para o enrolamento auxiliar é de  $V_{aux} = 18V_{CA}$ . Calcula-se então o número de espiras, considerando a ligação em *ponte de graetz*, através da seguinte relação:

$$N_{aux} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{aux}}{V_p} \cdot N_p = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{18}{210} \cdot 1482 = 73espiras \quad (3-19)$$

A corrente é calculada a partir da potência do comando estimada máxima, e chega-se a bitola do condutor necessária para o enrolamento da fonte auxiliar.

$$I_{aux} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{P_{comando}}{V_{aux}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{6,5}{18} = 0,21A \quad (3-20)$$

$$S_{aux} = \frac{I_{aux}}{J} = \frac{0,21}{450} = 0,000462cm^2 \quad (3-21)$$

Seleciona-se o fio 30AWG com bitola de  $0,000509cm^2$ .

Verifica-se então a possibilidade de execução deste transformador da seguinte forma:

$$S_{cu} = N_p \cdot S_p + N_s \cdot S_s + N_{aux} \cdot S_{aux} = 1482 \cdot 0,0254 + 346 \cdot 0,1287 + 73 \cdot 0,0509 = 86mm^2 \quad (3-22)$$

$$\frac{S_j}{S_{cu}} = \frac{313,5}{86} = 3,6 \geq 3 \quad (3-23)$$

### 3.4 Dimensionamento do estágio de entrada.

Seja a tensão de pico máxima na saída do transformador dada por:

$$V_{pico} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{V_{ac}}{6} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{210}{4,7} = 109,5V \quad (3-24)$$

E a tensão mínima no capacitor estipulada da seguinte maneira:

$$V_{C_{min}} = 0,9 \cdot V_{pico} = 0,9 \cdot 109,5V = 98,55V \quad (3-25)$$

Para o cálculo do capacitor utiliza-se a expressão do balanço de energia, adaptada agora para um sistema de entrada trifásico. O valor da capacitância é então calculado.

$$C4 = \frac{P_m}{6 \cdot f \cdot (V_{pico}^2 - V_{C_{min}}^2)} = \frac{56,5}{6 \cdot 60 \cdot (109,5^2 - 98,55^2)} \cong 70\mu F \quad (3-26)$$

Define-se então o capacitor:  $C4 = 220\mu F/250V$ .

Os diodos são definidos a partir do valor das correntes médias e de pico.

$$i_{C\_pico} = \omega \cdot C \cdot \sqrt{V_{pico}^2 - V_{C\ min}^2} = 377 \cdot 220 \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{109,5^2 - 98,55^2} \cong 4A \quad (3-27)$$

$$i_R \cong \frac{1}{3} \cdot \frac{P_o}{V_{pico}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{56,5}{109,5} = 0,17A \quad (3-28)$$

$$i_{pico} = i_{Cp} + i_R = 4 + 0,17 \cong 4,2A \quad (3-29)$$

Escolhe-se então o diodo da MOTOROLA 1N4004 para a ponte de diodos de entrada, com as seguintes especificações:

$$\begin{aligned} V_{RRM} &= 400V; & I_{F(AV)} &= 1A; \\ I_{FSM} &= 30A; & V_F &= 0,93V; \end{aligned}$$

### 3.5 Dimensionamento do filtro de entrada.

Para o filtro de entrada optou-se pela configuração do tipo "LC", por ser simples e eficiente. Deseja-se atenuar as frequências acima de 40kHz, que é a frequência de chaveamento do filtro. Posiciona-se então o pólo duplo do filtro uma década abaixo da frequência mínima.

Assim, a frequência de corte do filtro de entrada,  $f_{c\_in} = 4kHz$ , ou, em radianos por segundo,  $\omega_{c\_in} = 25132 \text{ rad/s}$ .

Adotando-se o coeficiente de amortecimento do filtro  $\zeta = 0,9$ , e estimando o valor da resistência equivalente do conversor, através da potência do mesmo e da tensão de saída, calcula-se o capacitor do filtro.

$$R_{eq} = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{55,2^2}{56,5} = 53,9\Omega \quad (3-30)$$

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} \cdot 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{c\_m}} = \frac{1}{53,9 \cdot 2 \cdot 0,9 \cdot 25132} = 410nF \quad (3-31)$$

O capacitor comercial escolhido é de 470nF/250V.

A partir do valor da capacitância calcula-se a indutância necessária para a filtragem.

$$L_f = \frac{1}{\omega_{c\_in}^2 \cdot C_f} = \frac{1}{25132^2 \cdot 410 \cdot 10^{-9}} = 3,86mH \quad (3-32)$$

Após a definição dos valores para capacitor e indutor, verifica-se a condição de ondulação de tensão e corrente.

$$\Delta V_c = \frac{I_0}{4 \cdot f_s \cdot C_f} \cong \frac{P_0}{4 \cdot f_s \cdot C_f \cdot V_0} = \frac{56,5}{4 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 430 \cdot 10^{-9} \cdot 55,2} \cong 14,9V \quad (3-33)$$

Como o valor de ondulação de tensão é menor do que 20% da tensão de entrada, o valor da capacitância pode ser adotado sem problemas.

$$\Delta I_L = \frac{1}{31} \cdot \frac{I_0}{f^2 \cdot C_f \cdot L_f} = \frac{1}{31} \cdot \frac{P_0}{f^2 \cdot C_f \cdot L_f \cdot V_0}$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{31} \cdot \frac{56,5}{40^2 \cdot 10^6 \cdot 430 \cdot 10^{-9} \cdot 3,86 \cdot 10^{-3} \cdot 55,2} = 12,5mA$$

Seja a corrente média de entrada estimada em aproximadamente 600mA, essa ondulação calculada é menor do que 10% deste valor, podendo-se então adotar o indutor sem restrições.

Com o valor de indutância, calcula-se o núcleo e o número de espiras necessários para o indutor.

Para os valores de corrente de pico e corrente eficaz de entrada no cálculo do indutor, utilizou-se os valores aproximados obtidos em simulação. Os valores de densidade de corrente, fator de ocupação da janela e densidade de fluxo são valores comumente empregados neste tipo de projeto.

$$Ae \cdot Aw = \frac{L_f \cdot I_{Lf\_pico} \cdot I_{Lf\_ef}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{3,86 \cdot 10^{-3} \cdot 0,578 \cdot 0,536}{0,5 \cdot 0,3 \cdot 450 \cdot 10^{-4}} = 0,177cm^4 \quad (3-34)$$

O núcleo EE30/7, IP12 da Thornton é o que melhor está adequado às especificações.

Suas características são:

$$A_e = 0,60 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 0,80 \text{ cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 0,48 \text{ cm}^4$$

Número de espiras:

$$= \frac{L_f \cdot I_{L_f - \text{pico}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{3,86 \cdot 10^{-3} \cdot 0,578}{0,3 \cdot 0,6} \cdot 10^4 \cong 124 \text{ espiras} \quad (3-35)$$

Cálculo do entreferro do indutor de filtragem de entrada:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_f} \cdot 10^{-2} = \frac{124^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,60}{3,86 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2} \cong 0,03 \text{ cm} \quad (3-36)$$

Seção dos condutores:

$$S_{L_f} = \frac{I_{L_f - \text{ef}}}{J_{\text{max}}} = \frac{0,536}{450} \cong 0,0012 \text{ cm}^2 \quad (3-37)$$

O condutor adotado é o fio 26AWG, que possui diâmetro de 0,040cm e área transversal de 0,001287cm<sup>2</sup>.

### 3.6 Dimensionamento do interruptor de potência.

Cálculo das correntes de dreno eficaz e de pico, e da tensão dreno-fonte do MOSFET:

$$I_{o\_max} = \frac{P_{o\_max}}{V_o} = \frac{50}{48} = 1,04 \text{ A} \quad (3-38)$$

$$I_{S\_ef} = \frac{I_{o\_max}}{\sqrt{2}} = \frac{1,04}{\sqrt{2}} \cong 0,75 \text{ A} \quad (3-39)$$

$$I_{S\_pico} \cong I_{S\_ef} = 0,75A \quad (3-40)$$

$$V_{S\_max} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{i\_max}}{n} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{270}{4,7} = V_{pico} \cong 140V \quad (3-41)$$

Com base nas grandezas acima e na frequência de comutação escolhida optou-se pelo MOSFET IRF740 da International Rectifier.

Dados de catálogo do MOSFET:

$$V_{ds\_max} = 400V$$

$$I_D = 10 A @ T_c = 25 ^\circ C$$

$$t_f = 24 ns$$

$$t_r = 27 ns$$

$$R_{thJC} = 1 ^\circ C/W$$

$$R_{thCD} = 0,5 ^\circ C/W$$

$$R_{thJA} = 62 ^\circ C/W$$

$$R_{ds-on} = 0,55 \Omega$$

### 3.7 Dissipador para o MOSFET.

Sejam:

$$T_{amb} = 70 ^\circ C$$

$$T_{j\_max} = 150 ^\circ C$$

Seja a razão cíclica nominal  $D$  definida como:

$$D = \frac{V_o}{V_i} = \frac{55,2}{109,5} \cong 0,5 \quad (3-42)$$

Cálculo das perdas em condução:

$$P_{cond} = D \cdot R_{ds-on} \cdot I_{S\_ef}^2 \cdot 2 = 0,5 \cdot 0,55 \cdot 0,75^2 \cdot 2 = 0,30W \quad (3-43)$$

As perdas por comutação são reduzidas em 40% com o uso de circuitos auxiliares.

Então:

$$P_{com} = 0,6 \cdot \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{S\_ef} \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \cdot V_i \quad (3-44)$$

$$P_{com} = 0,6 \cdot \frac{40 \cdot 10^3}{2} \cdot (27 \cdot 10^{-9} + 24 \cdot 10^{-9}) \cdot 0,75 \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \cdot 109,5 \cong 0,14W \quad (3-45)$$

Então o total e de perdas é dado por:

$$P_{total} = P_{cond} + P_{com} = 0,30 + 0,14 = 0,44W \quad (3-46)$$

A resistência térmica dissipador – ambiente é dada por:

$$R_{thDA} = \frac{T_{j\_max} - T_{amb}}{P_{total}} - R_{thJC} - R_{thCD} = \frac{150 - 70}{0,44} - 1 - 0,5 = 180^{\circ}C/W \quad (3-47)$$

Como a resistência térmica junção-ambiente do interruptor é de  $62^{\circ}C/W$ , não é necessário dissipador.

### 3.8 Cálculo do circuito snubber para o MOSFET.

Seja o tempo de queda da corrente e a tensão alcançada pelo capacitor do snubber após a queda de corrente assim estipulados:

$$t_{fi} = 0,5\mu s$$

$$V_{off} = 20 V$$

Cálculo do capacitor 'snubber'.

$$C_s = \frac{I_{o\_max} \cdot t_{fi}}{2 \cdot V_{off}} = \frac{1,04 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 20} \cong 13nF \quad (3-48)$$

Escolheu-se então  $C_s = 15nF/800V$ .

Estipulando-se  $D_{min}$ , tem-se:

$$D_{min} = 0,2 \quad (3-49)$$

$$t_{on\_min} = D_{min} \cdot \frac{1}{f_s} = 0,2 \cdot \frac{1}{40 \cdot 10^3} = 5\mu s \quad (3-50)$$

Cálculo do resistor do circuito de auxílio à comutação.

$$R_s = \frac{t_{on\_min}}{4 \cdot C_s} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 13 \cdot 10^{-9}} = 96\Omega \quad (3-51)$$

Para a escolha do resistor adequado é preciso verificar a potência a ser dissipada no mesmo. Então:

$$P_{R_s} = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{in\_pico}^2 \cdot f_S = \frac{1}{2} \cdot 15 \cdot 10^{-9} \cdot 140,7^2 \cdot 37 \cdot 10^3 = 5,5W \quad (3-52)$$

Adota-se o resistor  $R_s = 150\Omega/5W$ .

Para a escolha do diodo, calcula-se a corrente de pico de descarga.

$$I_{D_s\_pico} = \frac{V_{i\_pico}}{R_s} \cdot \frac{1}{n \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} = \frac{270}{180} \cdot \frac{1}{4,7 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} = 0,13A \quad (3-53)$$

Escolhe-se o diodo  $D_s = MUR140$ , cujos dados principais são:

$$V_{RRM} = 400V; \quad I_{FSM} = 58A; \quad I_F = 1A;$$

### 3.9 Dimensionamento do indutor de saída.

Primeiramente calcula-se o valor da indutância:

$$D_{min} = \frac{(V_{o\_min} - V_F)}{V_{i\_max}} = \frac{45,6 - 1}{140,7} \cong 0,32 \quad (3-54)$$

$$\Delta I_{L_o\_max} = 0,12 \cdot I_{o\_max} = 0,1 \cdot 1,04 = 0,124A \quad (3-55)$$

$$I_{L_o\_p} = I_{o\_max} + \frac{\Delta I_{L_o\_max}}{2} = 1,04 + \frac{0,124}{2} = 1,1A \quad (3-56)$$

$$I_{L_o\_ef} = I_{o\_max} = 1,1A \quad (3-57)$$

$$L_o = \frac{(V_{o\_max} - V_f) \cdot (1 - D_{min})}{f_s \cdot \Delta I_{L_o\_max}} = \frac{(48 - 1) \cdot (1 - 0,32)}{40 \cdot 10^3 \cdot 0,12} \cong 6,45mH \quad (3-58)$$

Para o cálculo do núcleo, considera-se agora o valor de densidade de fluxo magnético para o núcleo de ferrite.

$$Ae \cdot Aw = \frac{L_o \cdot I_{L_o\_pico} \cdot I_{L_o\_ef}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = \frac{6,45 \cdot 10^{-3} \cdot 1,1 \cdot 1,04}{0,5 \cdot 0,3 \cdot 450} \cdot 10^4 = 1,0832cm^4 \quad (3-59)$$

Escolheu-se o núcleo EE-30/14 – IP12 da Thornton, com as seguintes especificações:

$$Ae = 1,20 \text{ cm}^2$$

$$Aw = 0,85 \text{ cm}^2$$

$$Ae \cdot Aw = 1,02 \text{ cm}^4$$

Número de espiras:

$$N = \frac{L_o \cdot I_{L_o\_pico}}{B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{6,45 \cdot 10^{-3} \cdot 1,09}{0,3 \cdot 1,20} \cdot 10^4 \cong 196 \text{ espiras} \quad (3-60)$$

Cálculo do entreferro do indutor de saída:

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_o} \cdot 10^{-2} = \frac{196^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,20}{6,45 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2} \cong 0,09cm \quad (3-61)$$

Seção dos condutores:

$$S_{L_o} = \frac{I_{L_o\_ef}}{J_{max}} = \frac{1,04}{450} \cong 0,0023cm^2 \quad (3-62)$$

O condutor adotado é o fio 23AWG, que possui diâmetro de 0,057cm e área transversal de 0,00258cm<sup>2</sup>:

### 3.10 Dimensionamento do capacitor de saída.

Ondulação máxima definida de projeto:

$$\Delta V_O = 500mV \quad (3-63)$$

$$\Delta I_{C_o} = 2 \cdot \Delta I_{L_o\_max} = 2 \cdot 0,104 = 0,208A \quad (3-64)$$

$$C_O = \frac{\Delta I_{C_o}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_O} = \frac{0,208}{2 \cdot 3,14 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 0,5} \cong 1,6\mu F \quad (3-65)$$

Resistência série equivalente máxima:

$$R_{se\_max} = \frac{\Delta V_O}{\Delta I_{C_o}} = \frac{0,5}{0,208} = 2,40\Omega \quad (3-66)$$

Escolheu-se o modelo B41821-A9475M/100V<sub>CC</sub>, com capacitância de 4,7μF. A sua resistência série equivalente é dada em 35Ω para a frequência de 120Hz. Porém, para a frequência de comutação a ser empregada, em torno de 37kHz, esta resistência cai bastante segundo os dados do próprio fabricante. Gráficos do catálogo mostram que um capacitor com 4,7μF, operando a uma frequência de 40kHz, com uma tensão de isolamento de 160V<sub>CC</sub> e a uma temperatura de 85°C, apresenta uma resistência série equivalente em torno de 1,3Ω, e para a temperatura de 20°C, 5Ω. Para fins de cálculos adotou-se o valor de RSE = 8Ω.

### 3.11 Dimensionamento do diodo roda livre.

Cálculo da corrente média no diodo:

$$I_{Dmd} = \frac{I_{o\_max}}{2} = \frac{1,04}{2} = 0,55A \quad (3-67)$$

Tensão reversa máxima:

$$V_{D\_max} = V_{i\_max} = 104V \quad (3-68)$$

Com base nos valores acima e na frequência de comutação escolhida, optou-se pelo diodo ultra-rápido D6 = MUR140 da MOTOROLA, com as seguintes características:

$$V_{Dr\_max} = 400 \text{ V}$$

$$I_{Dmd} = 1 \text{ A}$$

$$R_{th-JC} = 65 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$V_f = 1,12 \text{ V}$$

### 3.12 Cálculo do dissipador para o diodo de saída.

Sejam os seguintes parâmetros dados:

$$T_{amb} = 70 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{j\_max} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$$

Cálculo das perdas por condução:

$$P_{cond} = V_f \cdot I_{D\_md} \cdot 2 = 1,12 \cdot 0,55 = 0,65 \text{ W} \quad (3-69)$$

Somente será necessário o uso de dissipador caso a resistência térmica junção ambiente seja superior a resistência máxima para a potência dissipada.

$$R_{thJA\_max} = \frac{T_j - T_a}{P_{cond}} = \frac{100 - 70}{0,65} = 46 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (3-70)$$

Segundo o catálogo do fabricante, conforme a maneira como é colocado o diodo na placa, pode-se ter uma resistência térmica  $R_{thJA}$  com valores desde  $28 \text{ }^\circ\text{C/W}$  até  $63 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . Dest maneira justifica-se a não necessidade do uso de dissipador.

### 3.13 Dimensionamento dos compensadores.

Para o dimensionamento dos compensadores, partiu-se equação (3-71) que define o modelo do conversor Buck. Esta equação é multiplicada pelo ganho dos elementos de medida, e varia para os diferentes controladores.

$$G(s) = \frac{V_o}{V_c} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right) \cdot s^2 + \left(C_o \cdot R_{se} + \frac{L_o}{R_o}\right) \cdot s + 1} \quad (3-71)$$

O diagrama de blocos do método de controle proposto é mostrado na Fig. 3.1.

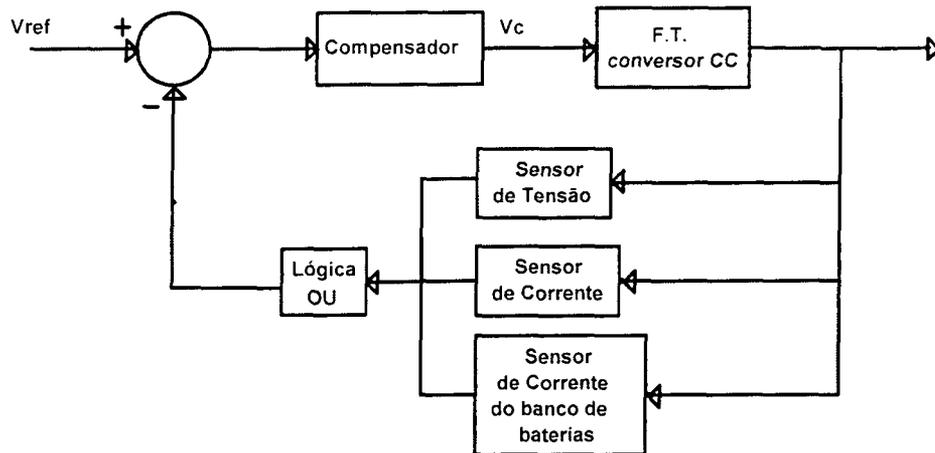


Fig. 3.1 – Diagrama de blocos da metodologia de controle empregada.

Primeiramente define-se uma resistência de saída equivalente a partir da potência e tensão de saída especificados. Essa resistência equivalente é calculada utilizando-se o valor de carga nominal. Esta escolha é feita porque a função de transferência do modelo do conversor Buck varia com a carga. Portanto para uma melhor definição dos elementos de controle optou-se por utilizar o valor de carga nominal e não o valor de carga máxima.

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{48^2}{30} = 76,8\Omega \quad (3-72)$$

Então calculam-se as frequências do zero e dos pólos do conversor Buck.

$$\omega_z = \frac{1}{C_o \cdot R_{se}} = \frac{1}{4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 8} = 26600 \frac{rad}{s} \quad (3-73)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right)}} = \sqrt{\frac{1}{4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 6,45 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 + \frac{8}{76,8}\right)}} = 5335 \frac{rad}{s} \quad (3-74)$$

### 3.13.1 Compensador de tensão.

Para que o compensador de tensão seja calculado adequadamente, considera-se na função de transferência do conversor o ganho dado pela adaptação da tensão de saída à tensão a ser controlada. Este ganho é dado pelo divisor resistivo assim definido:

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{R10 + R9}{R9} \quad (3-75)$$

Para uma tensão de referência de 5V e uma tensão de saída em torno de 55V, define-se os valores do divisor resistivo da seguinte maneira:

$$R10 = 47k\Omega$$

$$R9 = 4,7k\Omega$$

A função de transferência usada para o cálculo do compensador de tensão fica da seguinte forma:

$$G(s) = \frac{V_o}{V_c} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right) \cdot s^2 + \left(C_o \cdot R_{se} + \frac{L_o}{R_o}\right) \cdot s + 1} \cdot \frac{R9}{R10 + R9} \quad (3-76)$$

O circuito usado para a implementação do compensador de tensão utiliza a mesma filosofia do compensador de corrente, e é mostrado no figura Fig. 3.1.

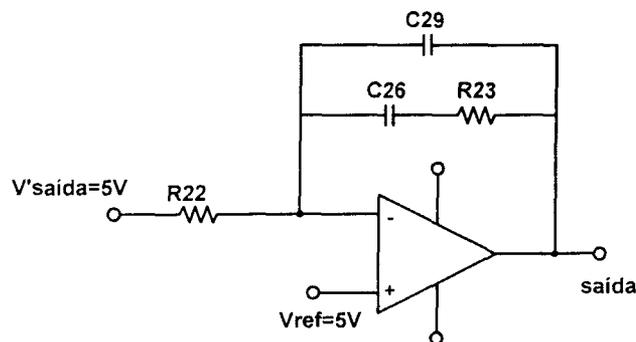


Fig. 3.1 - Compensador de tensão.

A função de transferência dada do circuito acima é assim definida:

$$G_{cv}(s) = \frac{1}{R22} \cdot \frac{R23 \cdot C26 \cdot s + 1}{C29 \cdot C26 \cdot R23 \cdot s^2 + (C29 + C26) \cdot s} \quad (3-77)$$

Para a definição da frequência de cruzamento do compensador de tensão deve-se levar em conta que o ganho máximo do controlador não deve fazer com que a derivada da tensão na saída do mesmo ultrapasse a inclinação da dente de serra [6].

A inclinação da dente de serra é dada por:

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{V_{s\_max} - V_{s\_min}}{T_s} = \frac{3,6V - 0,7V}{25\mu s} = 0,116 \frac{V}{\mu s} \quad (3-78)$$

A derivada de descida de corrente no indutor de saída é dada por:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_o}{L_o} = \frac{48V}{6,35mH} = 7,56 \frac{A}{ms} \quad (3-79)$$

Para se chegar a derivada da tensão de saída, multiplica-se pela RSE do capacitor de saída:

$$\frac{dv_v}{dt} = \frac{di}{dt} \cdot RSE = 7,56 \frac{A}{ms} \cdot 8\Omega = 0,060 \frac{V}{\mu s} \quad (3-80)$$

Chega-se então ao ganho máximo recomendado para o compensador como sendo a razão da derivada de tensão da dente de serra pela derivada de tensão de saída.

$$G_{cv} = \frac{0,116}{0,060} = 1,91 \quad (3-81)$$

Na prática, recomenda-se utilizar-se 75% deste ganho, para evitar a instabilidade. Também não há necessidade de rapidez muito elevada para o controle de tensão, uma vez que a tensão na carga é imposta pelo banco de baterias. Define-se então a frequência de cruzamento para o compensador de tensão 18 vezes menor do que a frequência de comutação:

$$f_c = \frac{1}{18} \cdot f_s = \frac{37 \cdot 10^3}{18} = 2056 \text{ Hz} \quad (3-82)$$

O valor do ganho a ser compensado é então:

$$H_{db} = 20 \cdot \log(G(2056 \text{ Hz})) = 3,824 \quad (3-83)$$

ou

$$H = G_{cv} = 10^{\frac{H_{db}}{20}} = 1,553 \quad (3-84)$$

Para a frequência de cruzamento, o capacitor C29 comporta-se como um circuito aberto, e C26 como um curto circuito. Então, nesta frequência é que é definida o valor do ganho do compensador. Com o valor de R22 arbitrado em  $R22 = 4,7 \text{ k}\Omega$ , chega-se ao valor de R23 através da expressão:

$$R23 = R22 \cdot H = 4,7 \cdot 10^3 \cdot 1,553 = 7,3 \text{ k}\Omega \quad (3-85)$$

A frequência do zero do compensador de tensão é colocada sobre o pólo duplo do conversor. Define-se assim:

$$\omega_{zcv} = \omega_n = 5500 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (3-86)$$

E o capacitor C26 é então calculado:

$$C26 = \frac{1}{R23 \cdot \omega_{zcv}} = \frac{1}{7,3 \cdot 10^3 \cdot 5500} = 24,9 \text{ nF} \quad (3-87)$$

O segundo pólo é colocado para a filtragem do ruído de alta frequência. Defini-se então a frequência do segundo pólo como sendo  $\omega_{2pcv} = 10 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c = 129200 \text{ rad/s}$ . O capacitor C29 pode então ser definido:

$$C29 = \frac{C26}{\omega_{2_{pci}} \cdot C26 \cdot R23 - 1} = \frac{24,9 \cdot 10^{-9}}{129200 \cdot 24,9 \cdot 10^{-9} \cdot 7,3 \cdot 10^3 - 1} = 1,1nF \quad (3-88)$$

Com os valores calculados escolhe-se os componentes do compensador de tensão:

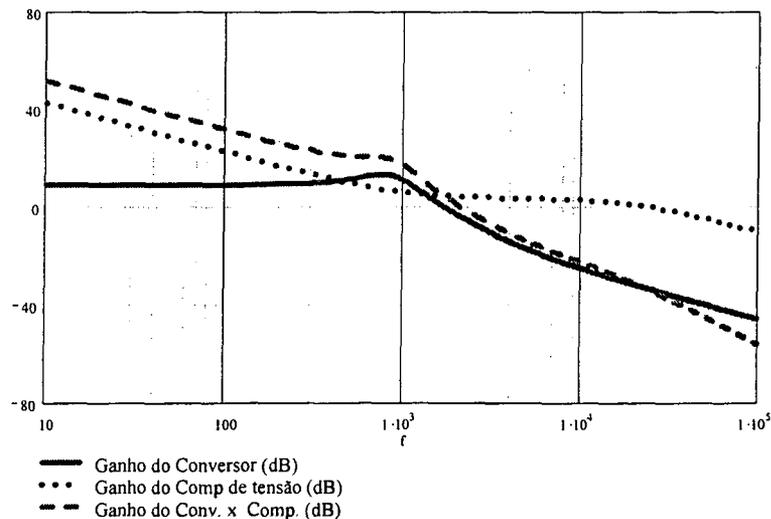
$$R22 = 4,7k\Omega$$

$$R23 = 6,8k\Omega$$

$$C29 = 1nF$$

$$C26 = 27nF$$

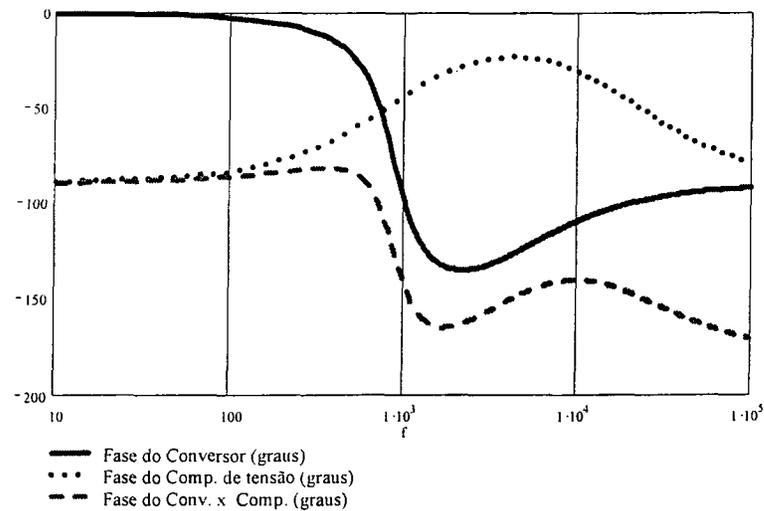
A Fig. 3.2 mostra os ganhos da função de transferência do conversor, do compensador de tensão e a função de transferência de laço aberto. Na Fig. 3.3 tem-se as fases para as curvas de ganho.



**Fig. 3.2 - Ganho do subsistema compensação de tensão.**

Do ponto de vista do projeto de compensação utilizando-se teoria de sistemas lineares, o sistema se encontra estável. Porém, quando aplicado em bancada, deve-se levar em conta as não-linearidades e imperfeições do modelo adotado para o projeto. Já citou-se aqui as limitações de ganho do compensador. Também é importante que se observe que a função de transferência do conversor varia com a carga, e neste caso deve-se garantir que o compensador se mantenha estável para qualquer valor de carga. Para tanto optou-se por um

sistema com uma margem de fase maior (a margem de fase do sistema anterior estava em torno de  $16^\circ$ ), e um pouco mais lento.



**Fig. 3.3 - Fase do subsistema de compensação de tensão.**

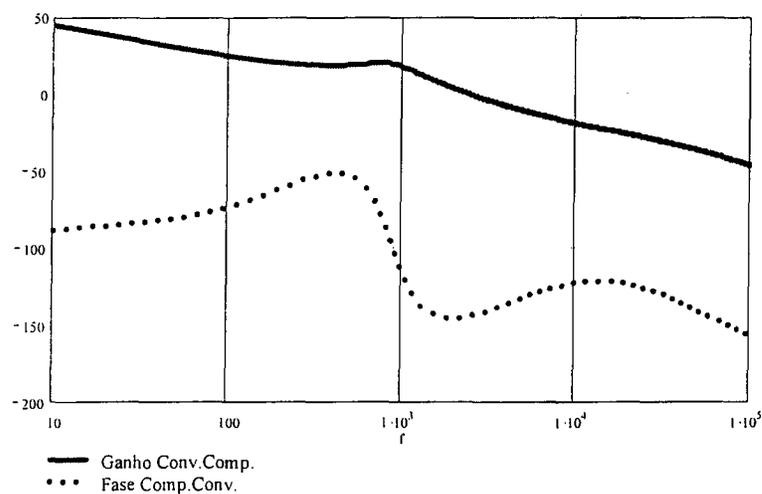
Em bancada, o compensador se mostrou mais estável para os seguintes valores:

$$R23 = 10k\Omega$$

$$C29 = 330pF$$

$$C26 = 56nF$$

O gráfico que apresenta ganho e fase do sistema compensado para esses valores é mostrado na Fig. 3.4. Nota-se que agora a nova margem de fase está em aproximadamente  $35^\circ$ .



**Fig. 3.4 - Ganho e fase do sistema de compensação de tensão adotado.**

### 3.13.2 Compensador de corrente.

Para o cálculo do compensador de corrente, considera-se a função de transferência do conversor no modo corrente, ou seja, utiliza-se uma função de transferência da corrente de saída em função da tensão de controle a ser comparada com a forma de onda "dente de serra" para a geração dos pulsos de comando.

$$G = \frac{I_o}{V_c} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{1}{R_o} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right) \cdot s^2 + \left(C_o \cdot R_{se} + \frac{L_o}{R_o}\right) \cdot s + 1} \cdot R_{sh} \cdot K_{sh} \quad (3-89)$$

Onde  $R_{sh}$  é o valor da resistência *shunt* utilizada,  $R_{sh} = 0,5\Omega$ , e  $K_{sh}$  é o valor do ganho sobre a tensão *shunt* lida nos resistores,  $K_{sh} = 10$ .

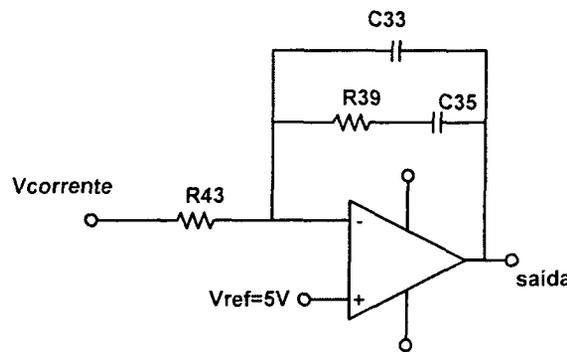


Fig. 3.5 – Compensador de corrente.

O cálculo do compensador de corrente é feito a partir da função de transferência do mesmo, segundo o diagrama esquemático mostrado na Fig. 3.5.

A equação que define a função de transferência desse compensador é:

$$G_{ci}(s) = \frac{1}{R43} \cdot \frac{R39 \cdot C35 \cdot s + 1}{C33 \cdot C35 \cdot R39 \cdot s^2 + (C33 + C35) \cdot s} \quad (3-90)$$

Para os cálculos dos componentes do compensador de corrente, parte da definição de um valor arbitrário. Então seja o resistor R43 definido como  $R43 = 15k\Omega$ .

Ainda define-se o valor da constante  $K_{sh}$ , que é o ganho do amplificador da tensão lida sobre o resistor *shunt*. Também o valor do resistor *shunt* é definido para a leitura da corrente do conversor.

Para a definição da frequência de cruzamento do compensador de corrente também é necessário verificar que o ganho a ser dado no mesmo é limitado.

Da mesma forma que no compensador de tensão, chega-se ao ganho máximo do compensador, dividindo-se a derivada de tensão a ser comparada com a dente de serra, pela inclinação da própria dente de serra.

A derivada de descida de corrente no indutor é então multiplicada pelo resistor *shunt* e pelo ganho  $K_{sh}$ :

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{di}{dt} \cdot R_{sh} \cdot K_{sh} = 7,56 \frac{A}{ms} \cdot 0,5\Omega \cdot 10 = 0,0378 \frac{V}{\mu s} \quad (3-91)$$

Chega-se então ao ganho máximo recomendado para o compensador como sendo a razão da derivada de tensão da dente de serra pela derivada de tensão de saída.

$$G_{cv} = \frac{0,116}{0,0378} = 3,06 \quad (3-92)$$

Na prática, recomenda-se utilizar-se 75% deste ganho, para evitar a instabilidade. Aqui deve-se levar em conta que a rapidez do controlador é que vai possibilitar ao mesmo a proteção de sobrecarga. Define-se então a frequência de cruzamento para o compensador de tensão 15 vezes menor do que a frequência de comutação:

$$f_c = \frac{1}{15} \cdot f_s = \frac{37 \cdot 10^3}{15} = 2467 \text{ Hz} \quad (3-93)$$

O valor do ganho a ser compensado é então:

$$H_{db} = G(2467 \text{ Hz}) = 9,93 \quad (3-94)$$

ou

$$H = 10^{\frac{H_{db}}{20}} = 3,1 \quad (3-95)$$

Para a frequência de cruzamento, o capacitor C33 comporta-se como um circuito aberto, e C35 como um curto-circuito. Então, nesta frequência é que é definida o valor do ganho do compensador, utilizando-se na função de transferência do mesmo apenas os resistores R43 e R39. Como o valor de R43 já foi arbitrado, chega-se ao valor de R39 através da expressão:

$$R39 = R43 \cdot H = 15 \cdot 10^3 \cdot 3,13 = 47,0 k\Omega \quad (3-96)$$

Para este tipo de compensador, coloca-se o zero na frequência do pólo duplo do conversor, então:

$$\omega_{zci} = \omega_n = 5500 \frac{rad}{s} \quad (3-97)$$

E o capacitor C35 é então calculado:

$$C35 = \frac{1}{R39 \cdot \omega_{zci}} = \frac{1}{47,0 \cdot 10^3 \cdot 5500} = 3,86 nF \quad (3-98)$$

O segundo pólo é colocado para a filtragem do ruído de alta frequência. Define-se então a frequência do segundo pólo como sendo  $\omega_{2pci} = 10 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c = 155000 rad/s$ . O capacitor C33 pode então ser definido:

$$C33 = \frac{C35}{\omega_{2pci} \cdot C35 \cdot R39 - 1} = \frac{3,86 \cdot 10^{-9}}{155000 \cdot 3,86 \cdot 10^{-9} \cdot 47,0 \cdot 10^3 - 1} = 142,2 pF \quad (3-99)$$

É importante salientar, que para que o controle de corrente seja estável deve-se satisfazer as condições de margem de fase do mesmo. Ainda, devido as ondulações de corrente sobre o resistor *shunt* na frequência da comutação, tem-se no compensador de corrente uma tendência à instabilidade. Para resolver este problema optou-se por um ganho proporcional mais baixo no compensador, fazendo-se R43 um pouco mais alto, e R39 um pouco mais baixo. A escolha final dos componentes utilizados em bancada é listada abaixo:

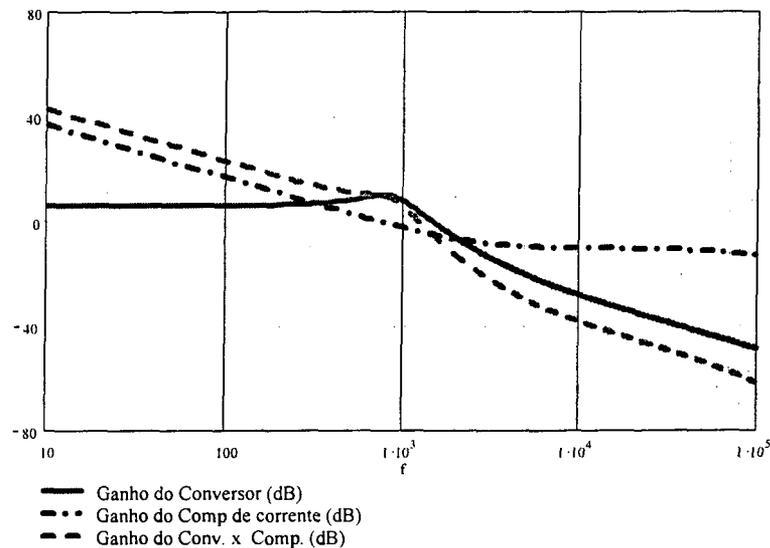
$$R43 = 15 k\Omega$$

$$R39 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$C33 = 330 \text{ pF}$$

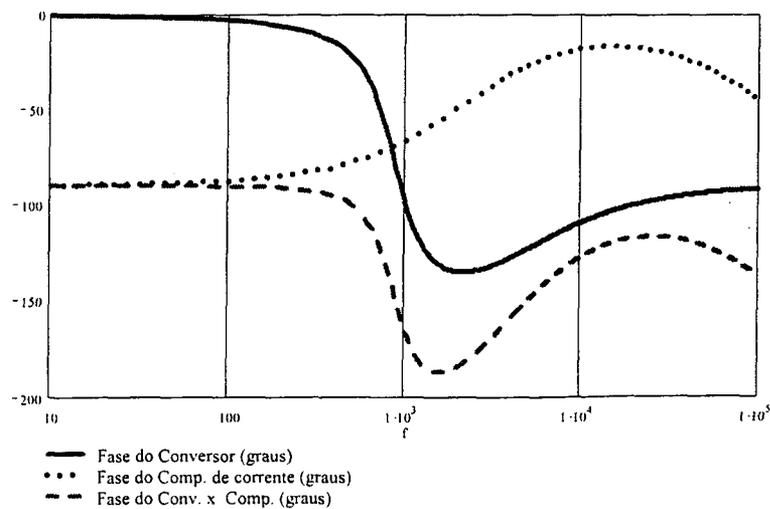
$$C35 = 15 \text{ nF}$$

A Fig. 3.6 define a função de transferência de ganho de malha aberta do conversor modelado segundo os valores definidos acima. Também na mesma figura tem-se as curvas de ganho do compensador de corrente e do subsistema conversor-compensador de corrente.



*Fig. 3.6 – Ganho de malha aberta – Subsistema de compensação de corrente.*

Na Fig. 3.7 está o gráfico de fase, na mesma seqüência das curvas do gráfico dos ganhos.



*Fig. 3.7 – Fase do subsistema de compensação de corrente.*

Como será descrito a seguir, será utilizado o circuito integrado UC3525, que possui uma tensão de referência interna regulada de 5V. É por esse motivo que se utiliza um ganho de tensão sobre o resistor *shunt*, adaptando-se o sinal de tensão lido.

Para que se tenha um valor de tensão pouco susceptível a ruídos é necessário que a tensão de leitura do resistor *shunt* não seja muito baixa. Porém, um valor muito alto pode provocar perdas excessivas sobre o mesmo, diminuindo assim o rendimento da estrutura. Para um valor  $V_{shunt} = 0,5V$ , sendo a corrente de saída  $I_{o\_Max} \cong 1A$ , tem-se um valor de  $R_{shunt} = R5 = 500m\Omega$ .

É necessário um ganho de 10 vezes para que o sinal de tensão possa seguir a referência. Para tanto define-se o CI LF444 que possui quatro amplificadores operacionais onde um deles está sendo usado para o compensador de corrente, e o segundo será usado para o ganho proveniente do resistor *shunt*. Os demais serão utilizados posteriormente.

A Fig. 3.8 mostra o amplificador diferencial utilizado.

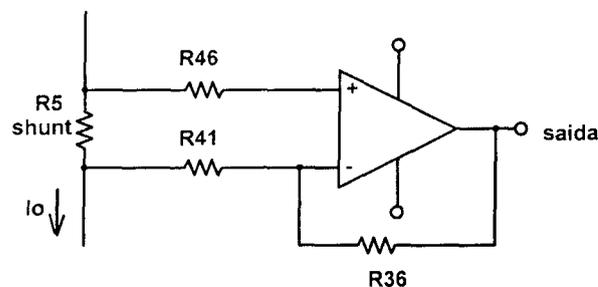


Fig. 3.8 – Amplificador diferencial para controle da corrente.

Os resistores R41 e R36 definem o ganho do *shunt*, e, juntamente com R46 formam o amplificador diferencial.

$$R_{sh} = 0,5\Omega$$

$$R41 = 1k\Omega$$

$$R36 = 10k\Omega$$

$$R46 = 1k\Omega$$

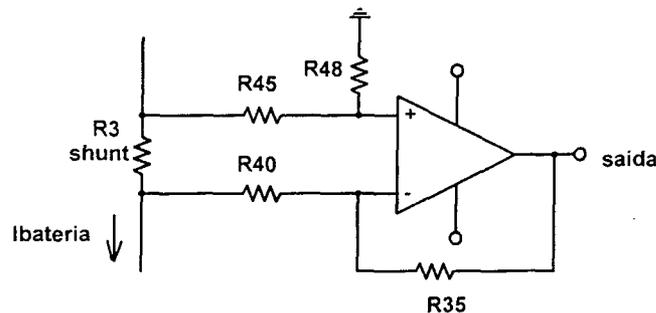
### 3.13.3 Controle da corrente da bateria.

Segundo os dados de catálogo da bateria de chumbo-ácido a ser utilizada, a corrente de carga da mesma não deve ultrapassar a  $I_{bat} = 300mA$ . Para que este limite fosse respeitado,

adicionou-se mais uma malha de controle de corrente, operando em paralelo com as outras malhas.

Para a detecção desse sinal, colocou-se em série com a bateria um resistor *shunt*. Através da tensão sobre esse resistor obtém-se a informação da corrente. A escolha do resistor também deve ser feita levando-se em conta a menor susceptibilidade a ruídos possível. Para tal, determina-se  $R_{shunt} = R3 = 1\Omega$ .

O ganho do amplificador diferencial é definido para que se tenha o valor da tensão de referência. O circuito do amplificador diferencial e os valores das resistências é mostrado na Fig. 3.9.



*Fig. 3.9 – Amplificador diferencial para controle da corrente do banco de baterias.*

Os resistores R35 e R40 definem o ganho do *shunt*, e, juntamente com R45 e R48 formam o amplificador diferencial.

$$R_{sh} = 1\Omega$$

$$R40 = 1,5k\Omega$$

$$R35 = 27k\Omega$$

$$R48 = 27k\Omega$$

$$R45 = 1,5k\Omega$$

A função de transferência usada para o projeto deste compensador foi adaptada também de forma a incluir agora o ganho do amplificador utilizado. A função fica então:

$$G = \frac{I_o}{V_c} = \frac{1}{R_o} \cdot \frac{V_t}{V_s} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right) \cdot s^2 + \left(C_o \cdot R_{se} + \frac{L_o}{R_o}\right) \cdot s + 1} \cdot R_{sh} \cdot K_b \quad (3-100)$$

O ganho  $K_b$  é definido pelo ganho do amplificador acima.

$$K_b = 1 + \frac{R35}{R40} = 1 + \frac{27000}{1600} = 17,87$$

O diagrama esquemático do compensador de corrente é o mesmo utilizado pelos outros compensadores e mostrado na Fig. 3.10

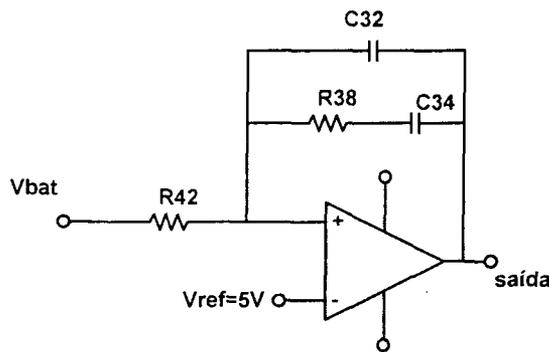


Fig. 3.10 – Compensador de corrente do banco de baterias.

A equação que define a função de transferência desse compensador é:

$$G_{cib}(s) = \frac{1}{R42} \cdot \frac{R38 \cdot C34 \cdot s + 1}{C32 \cdot C34 \cdot R38 \cdot s^2 + (C32 + C34) \cdot s} \quad (3-101)$$

Para os cálculos dos componentes do compensador de corrente, parte-se da definição de um valor arbitrário. Então seja o resistor R42 definido como  $R42 = 22k\Omega$ .

Para a escolha da frequência de cruzamento do controlador de corrente do banco de baterias, atentou-se apenas para o fato da estabilidade, cuidando-se que a margem de fase estivesse em um valor que garantisse a mesma. A velocidade da malha aqui não é relevante, uma vez que não precisa-se de uma dinâmica rápida para as baterias, cujo processo de carga é um processo químico, lento em sua natureza.

Os valores de ganho foram feitos de forma a que, durante a atuação deste compensador ficasse estável, evitando ruídos audíveis.

Os valores dos componentes foram escolhidos com base no compensador de tensão:

$$R42 = 22k\Omega$$

$$R38 = 10k\Omega$$

$$C32 = 330pF$$

$$C34 = 56nF$$

A Fig. 3.11 mostra ganho e fase da função de transferência do sistema conversor-compensador de corrente das baterias.

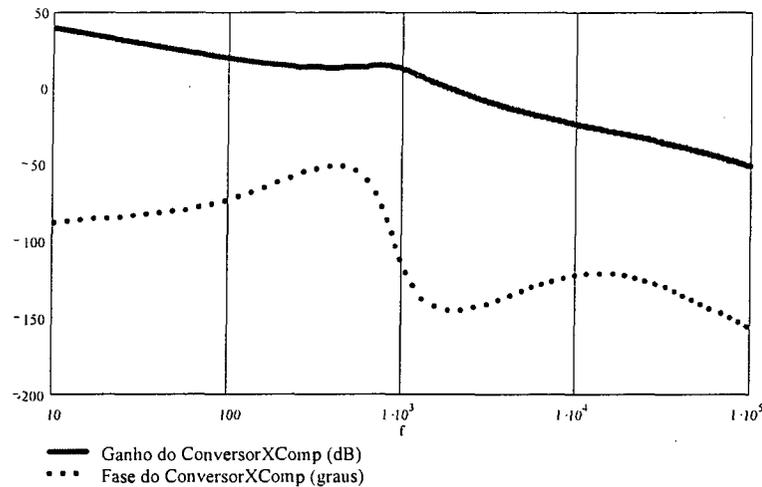


Fig. 3.11 – Ganho e Fase do subsistema do compensador de corrente das baterias.

### 3.14 Circuito de polarização do UC3525.

O circuito integrado UC3525 é um modulador por largura de pulso, que possui algumas características e periféricos que o tornam de grande utilidade para esta aplicação.

Dentre as suas principais características pode-se citar:

- possui uma tensão de referência regulada de  $5,1V \pm 1\%$ .
- oscilador interno com operação de 100Hz a 500kHz.
- *soft-start* interno.
- amplificador interno (possibilita a colocação de um compensador).
- acesso direto ao pino de entrada do comparador (o que permite a colocação de outros compensadores em paralelo).

Os componentes utilizados para a polarização do circuito integrado UC3525 formam então o compensador de tensão, os componentes do oscilador, o capacitor de partida progressiva, além dos diodos colocados nas saídas.

O diagrama esquemático é mostrado na Fig. 3.12.

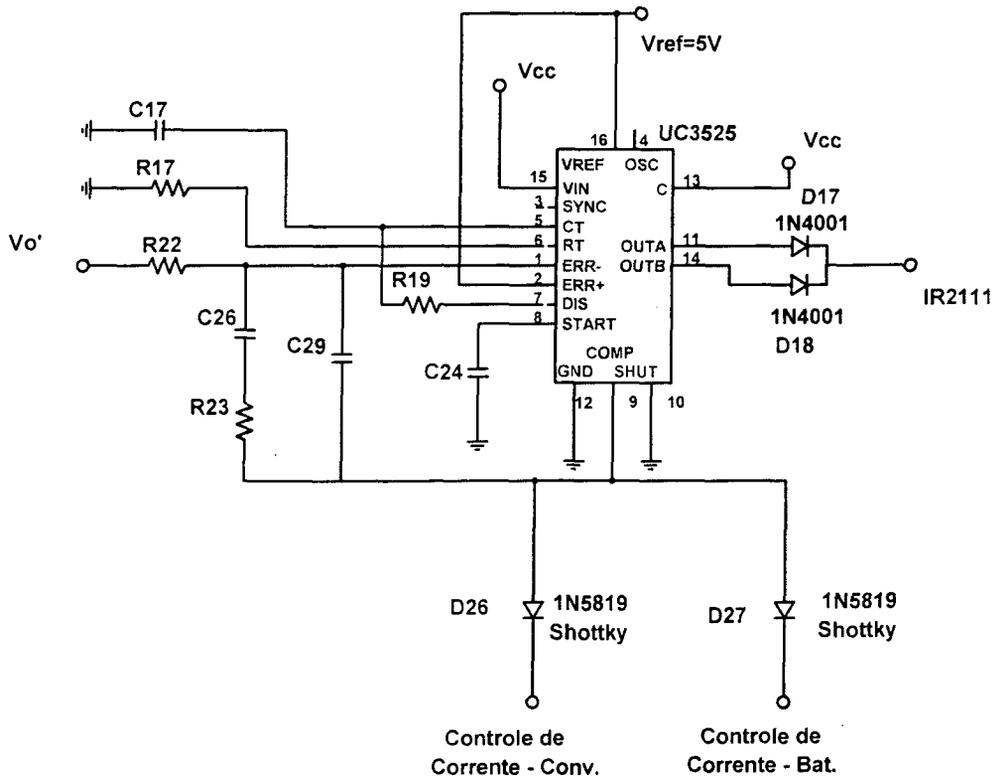


Fig. 3.12 - Circuito do UC3525.

A frequência de oscilação é dada pela expressão:

$$f_s = \frac{1}{C17 \cdot (0,7 \cdot R17 + 3 \cdot R19)} = \frac{1}{0,01 \cdot 10^{-6} (0,7 \cdot 3,9 \cdot 10^3 + 3 \cdot 8,2)} \cong 37 \text{kHz}$$

e os componentes assim definidos:

$$C17 = 0,01 \mu\text{F}$$

$$R17 = 3,9 \text{k}\Omega$$

$$R19 = 8,2 \Omega$$

O diodos de conexão das outras malhas de controle com o pino 9 no circuito integrado são diodos do tipo *schottky*, escolhidos de forma que a queda sobre eles seja a menor possível, para que o controle possa ser mais eficiente. Os modelos para esse diodos são então definidos:

$$D26 = D27 = 1N5819$$

Este modelo de diodo possui queda de tensão direta  $V_F = 0,34V$  para uma corrente direta  $I_F = 0,1A$ .

Nos pinos 11 e 14, de saída do integrado, são conectados dois diodos, para que se possa ter a completa variação da razão cíclica, de 0 ate 100%. Esta saída é conectada ao circuito integrado de *bootstrap* IR2111, que isola o comando de *gate* do *MOSFET*, necessário no caso do conversor Buck. Define-se então dois diodos de sinal:

$$D17 = D18 = 1N4001$$

Este diodo possui queda direta  $V_F = 0,93V$ , suporta tensão reversa  $V_{RRM} = 50V$  e corrente direta de  $I_F = 1A$ .

Para o cálculo do capacitor de partida progressiva, estipula-se um tempo para a carga do capacitor  $t = 100ms$ . A corrente de carga do mesmo é uma constante interna dada pelo circuito integrado UC3525  $i = 50\mu A$ . Da expressão da corrente sobre o capacitor, têm-se:

$$C_{ss} = C24 = i \cdot \frac{t}{V} = 50\mu \cdot \frac{100m}{5} = 1\mu F \quad (3-103)$$

Nas entradas de alimentação do circuito integrado, provenientes das fontes auxiliares, é interessante a colocação de capacitores de desacoplamento de ruídos. Esses capacitores possuem valores típicos de 100nF.

### 3.15 Circuito de polarização do IR2111.

O circuito integrado IR2111 é um circuito de *bootstrap* usado para o disparo do *MOSFET*, necessário devido ao fato de que no conversor *buck* a referência para a tensão de gatilho não é a mesma utilizada pelo circuito de potência.

O esquema do circuito de polarização é mostrado na Fig. 3.13.

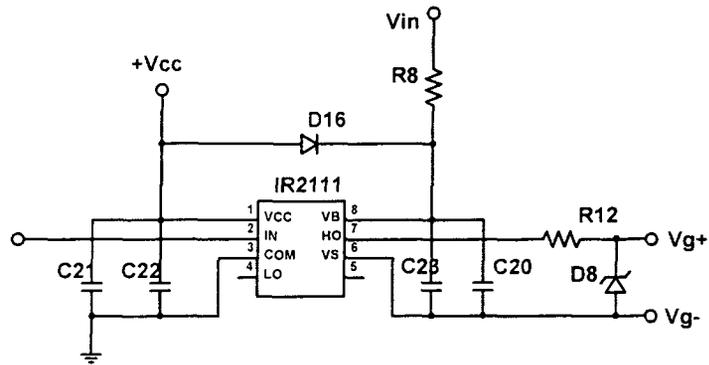


Fig. 3.13 - Polarização do IR2111.

O diodo D16 colocado de Vcc para o capacitor C23 é recomendado pelo fabricante, e serve para que o capacitor de *bootstrap* seja carregado. Foi escolhido um diodo de sinal:

$$D16 = MUR120$$

Deve-se atentar para o fato de que este diodo suporta uma tensão reversa aproximadamente igual a tensão de saída menos a tensão de alimentação do circuito integrado. O Diodo escolhido apresenta tensão reversa  $V_{RRM} = 200V$  e possui uma queda direta  $V_F = 0.9V$ .

O capacitor C21 é colocado conforme orientação encontrada nos manuais do fabricante.

$$C21 = 10\mu F$$

O capacitor de *bootstrap* é calculado a partir da equação a seguir, encontrada nos documentos de aplicação dados pelo fabricante [1].

$$C_{bst} = C20 = 15 \cdot \frac{2 \cdot \left( 2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f_s} + Q_{ls} \right)}{V_{cc} - V_f - V_{LS}} = 15 \cdot \frac{2 \cdot \left( 2 \cdot 63 \cdot 10^{-9} + \frac{20 \cdot 10^{-3}}{37 \cdot 10^3} + 5 \cdot 10^{-9} \right)}{15 - 1 - 0,2} = 1,5\mu F$$

Neste caso adotou-se um capacitor um pouco maior devido ao fato de que tendia-se a deteriorar o sinal de comando quando da retirada da carga, ou do funcionamento do mesmo somente com a bateria como carga. Então

$$C20 = 10\mu F$$

Também por este motivo, utilizou-se um recurso apresentado nos artigos de aplicações do fabricante [1], que é a utilização do resistor R8 ligado no potencial da tensão de entrada do conversor. Com esta ligação auxilia-se a carga do capacitor de *bootstrap*, fazendo com que o sinal de comando esteja sempre presente, ou mesmo se restabeleça rapidamente quando do retorno da alimentação do conversor (caso em que tem-se a perda da energia da fonte e a bateria alimenta a carga).

A escolha desta resistência é feita a partir da equação a seguir.

$$R_b = R8 = \frac{V_{in\_pico} - V_o - V_{z\_D2}}{1mA} = \frac{140 - 55,5 - 18}{1 \cdot 10^{-3}} = 70,5k\Omega \quad (3-105)$$

Adotou-se então:

$$R_b = R8 = 82k\Omega$$

O diodo D8 é um diodo do tipo zener que é usado aqui para evitar eventual sobre-tensão no interruptor *MOSFET*. Os capacitores C22 e C23 são capacitores de desacoplamento e servem para filtrar sinais de ruído. O resistor R12 é colocado no caminho para o disparo do gatilho do interruptor.

Então:

$$R12 = 10\Omega$$

$$C22 = C23 = 100nF$$

$$D8 = D_{zener} = 18V/0,25W$$

### 3.16 Fontes auxiliares.

As fontes auxiliares são necessárias para a alimentação dos circuitos integrados e dos amplificadores operacionais. Para a alimentação dos amplificadores operacionais, do UC3525 e do IR2111 é necessário uma fonte auxiliar de 15V. Os controladores de tensão operam com maior eficiência quando alimentados em 15V. Porém, para a alimentação do microcontrolador PIC é necessário uma fonte de alimentação de 5V.

Optou-se então por colocar um enrolamento auxiliar nos transformadores de entrada. Fez-se então a entrada da fonte auxiliar proveniente de uma fonte trifásica. A partir desta fonte alimenta-se o regulador de 15V. O regulador de 5V foi colocado em série com o regulador de 15, garantindo assim os 5V necessários para a alimentação do microcontrolador.

O diagrama esquemático das fontes simétricas é mostrado na Fig. 3.14.

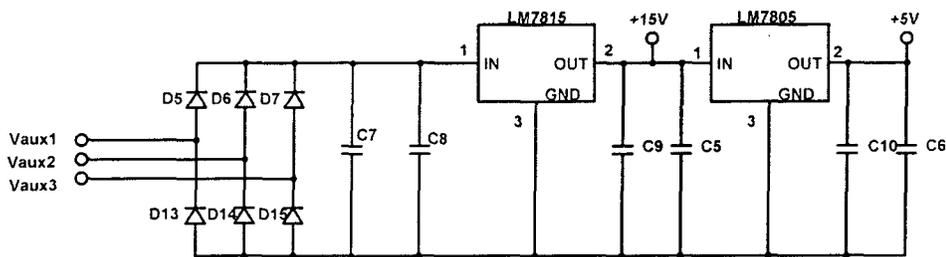


Fig. 3.14 - Fontes auxiliares.

A colocação de mais uma espira nos transformadores de baixa frequência foi feita sem alteração do projeto original, considerando-se apenas a proporcionalidade de tensão, e calculando-se o número de espiras necessárias para este enrolamento. Os cálculos já foram descritos na seção 3.2.

Os diodos da ponte retificadora são selecionados de acordo com a tensão reversa que devem suportar, bem como a corrente direta. Os diodos selecionados são:

$$D5 = D6 = D7 = D13 = D14 = D15 = 1N4002$$

O circuitos integrados reguladores de tensão escolhidos foram o LM7815 e LM7805, pela sua fácil obtenção e uso difundido no mercado.

O capacitor de entrada C7 pode ser calculado dada a tensão mínima que deverá ser fornecida ao regulador  $V_{\min} = 18V$ , considerando-se também a potência da fonte auxiliar não superior a  $P_{\text{fonte\_aux}} = 6,5W$ , tem-se então:

$$C_{i\_aux} = C7 = \frac{P_{in}}{6 \cdot f \cdot (V_{pico}^2 - V_{Cmin}^2)} = \frac{6,5}{6 \cdot 60 \cdot (25,5^2 - 23^2)} \cong 140 \mu F \quad (3-106)$$

Adota-se então como capacitor de entrada para as fontes auxiliares o seguinte componente:

$$C_{i\_aux} = C7 = 180 \mu F / 50V$$

Para os capacitores C9 e C10 utiliza-se os valores típicos dados pelo manual do fabricante, tomando-se o cuidado de ter o capacitor da entrada da fonte de 5V maior que o capacitor da saída, para evitar corrente negativa no regulador de tensão. Então:

$$C9 = 10 \mu F$$

$$C10 = 1 \mu F$$

Os capacitores C8, C5 e C6 são capacitores de desacoplamento de ruídos de alta frequência, e são assim definidos:

$$C8 = C5 = C6 = 10 nF$$

### 3.17 Resultados de simulação.

A simulação foi dividida em quatro etapas. Para cada controlador fez-se uma simulação separada, utilizando-se sempre o mesmo circuito de potência. Pequenas modificações foram feitas apenas para permitir que cada controlador pudesse atuar isoladamente.

O diagrama esquemático do circuito simulado é mostrado na Fig. 3.15, Fig. 3.16, Fig. 3.17, Fig. 3.18 e Fig. 3.19. É importante notar que as referências dos componentes aqui não seguem as referências usadas nos cálculos.

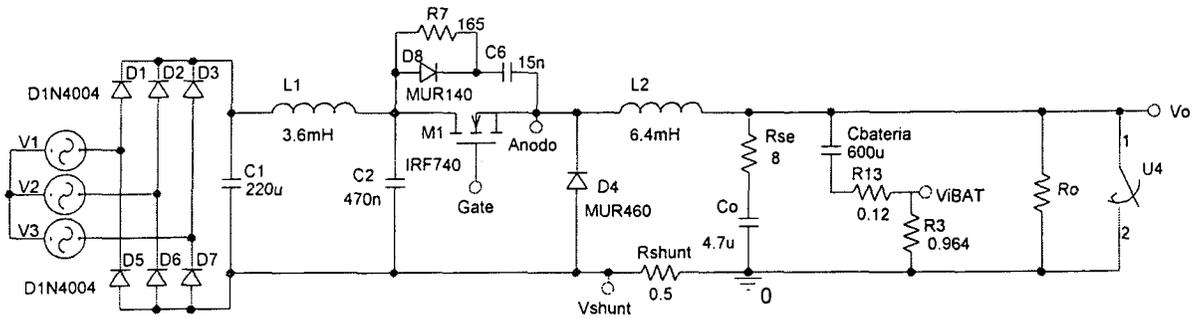


Fig. 3.15 – Circuito de potência utilizado na simulação.

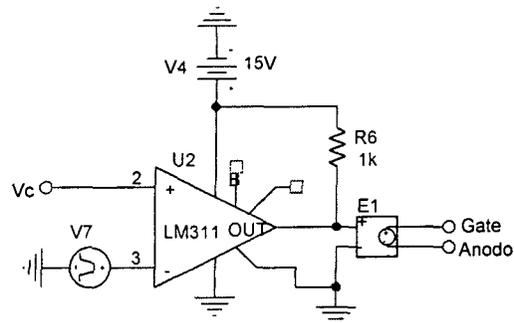


Fig. 3.16 – Circuito utilizado para a implementação da modulação por largura de pulso.

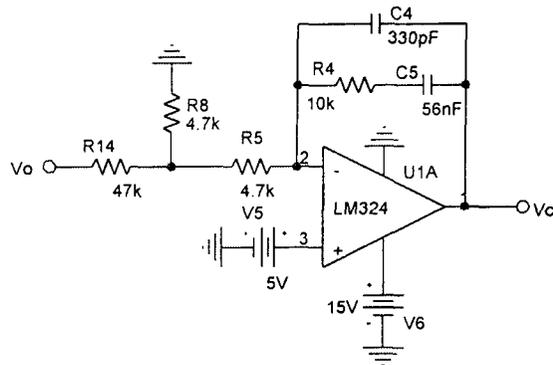


Fig. 3.17 – Circuito de controle de tensão.

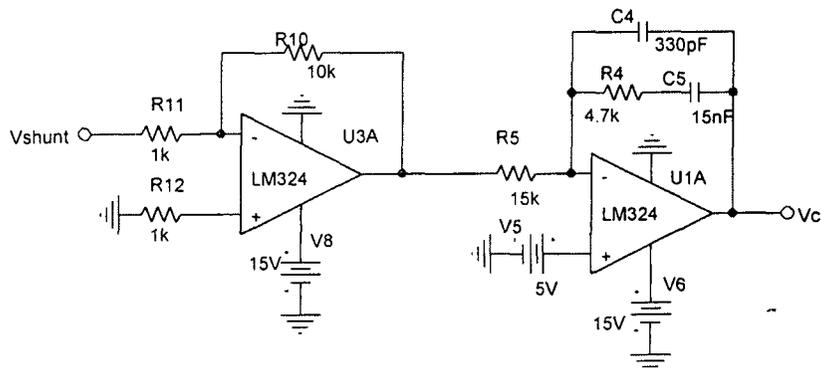
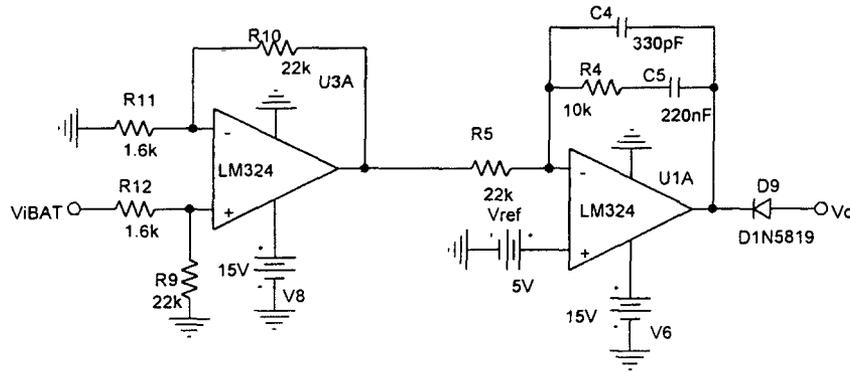
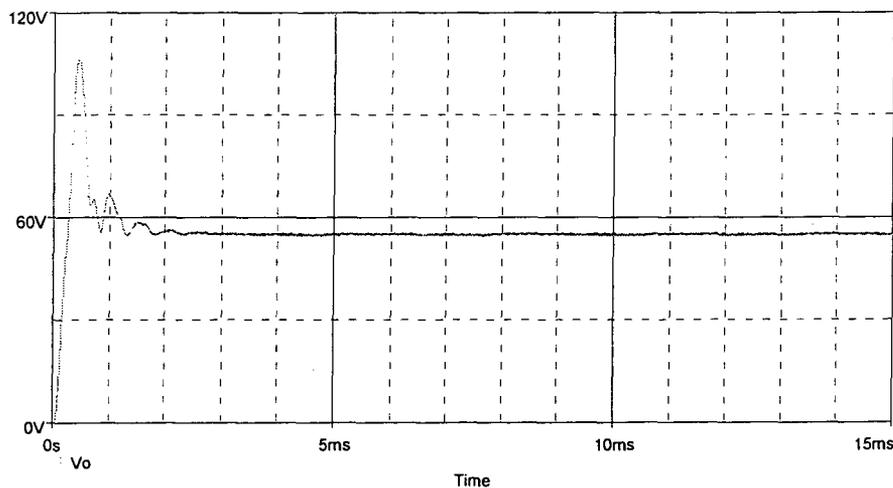


Fig. 3.18 – Circuito de controle de corrente do conversor.



**Fig. 3.19 – Circuito de controle de corrente da bateria.**

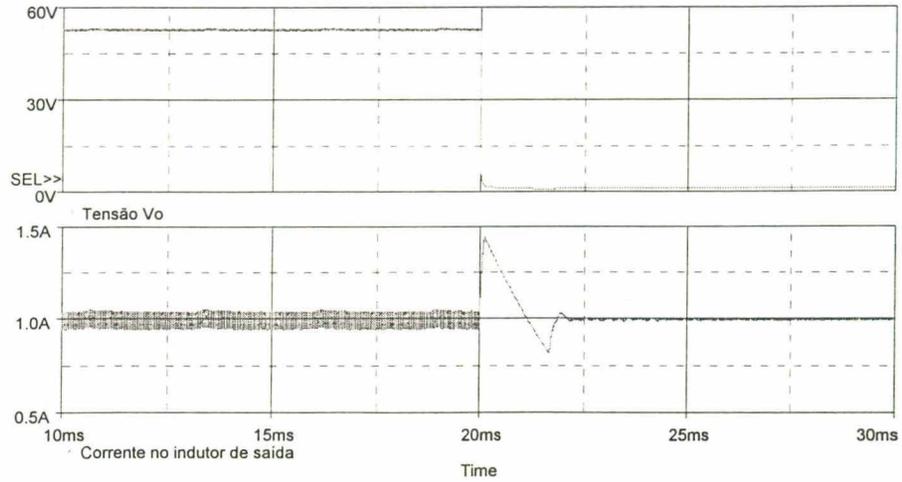
Na primeira etapa o comportamento do compensador de tensão foi verificado. A Fig. 3.20 mostra a tensão de saída com o compensador de tensão atuando isoladamente. Pode-se verificar a ocorrência de um pequeno pico de tensão que aparece pelo fato de se usar um valor de condição inicial na indutância de saída a fim de acelerar o tempo de simulação.



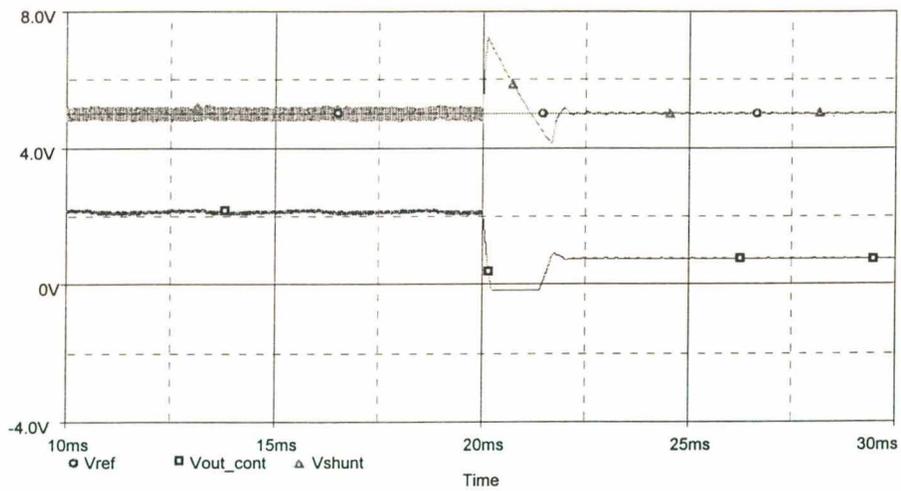
**Fig. 3.20 - Tensão de saída controlada apenas pelo compensador de tensão.**

Numa segunda etapa simulou-se o circuito somente com o compensador de corrente atuando. A Fig. 3.21 a seguir apresenta o comportamento da corrente de saída do conversor e da tensão de saída em função do controle da corrente. Neste mesmo gráfico nota-se que um curto circuito é efetuado na carga, e pode-se observar a atuação do controle de corrente.

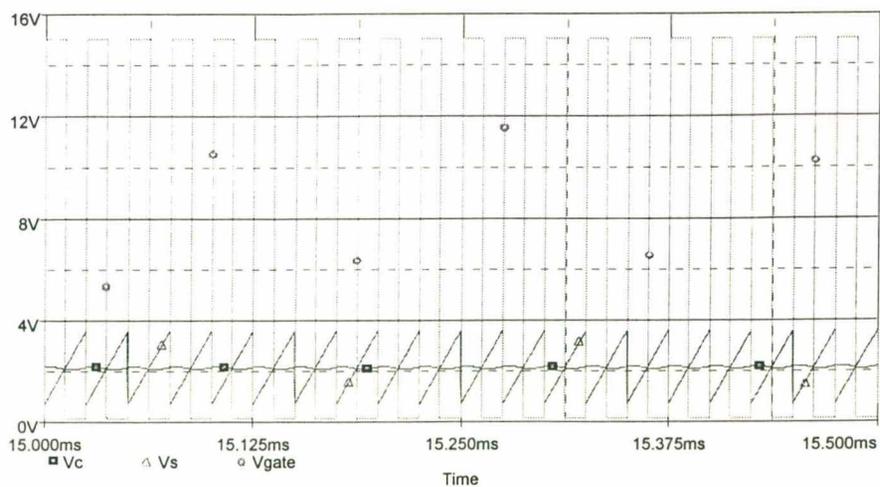
O comportamento do compensador de corrente também pode ser verificado pela observação das tensões na entrada e saída do compensador. A Fig. 3.22 mostra as entradas do compensador (tensão amostrada no resistor shunt e tensão de referência), e a tensão de saída do amplificador operacional.



*Fig. 3.21 - Tensão de saída e corrente no conversor.*



*Fig. 3.22 - Entradas do comp. de corrente (tensão no shunt e tensão de refer.) e saída do amp. operacional.*



*Fig. 3.23 - Comparação para a geração dos pulsos de "gate".*

Também é importante verificar a comparação na geração do *PWM*, ou seja, a saída do compensador comparada à forma de onda da triangular. Esta observação serve para que se verifique que a saída do comparador de corrente não esteja cruzando mais de uma vez a dente de serra por ciclo de comutação (este comportamento leva à instabilidade). A Fig. 3.23 verifica esta situação.

O verificação da malha de controle da corrente máxima da bateria também foi verificado isoladamente. Para isto retirou-se a resistência de carga e colocou-se em seu lugar um capacitor  $C_{bat} = 100\mu F$ . Um valor inicial de tensão  $V = 45V$  foi colocado nesse capacitor. Verificou-se então que a corrente de carga deste capacitor, simulando um banco de baterias, era limitada em  $300mA$  como projetado.

A Fig. 3.24 mostra esta simulação.

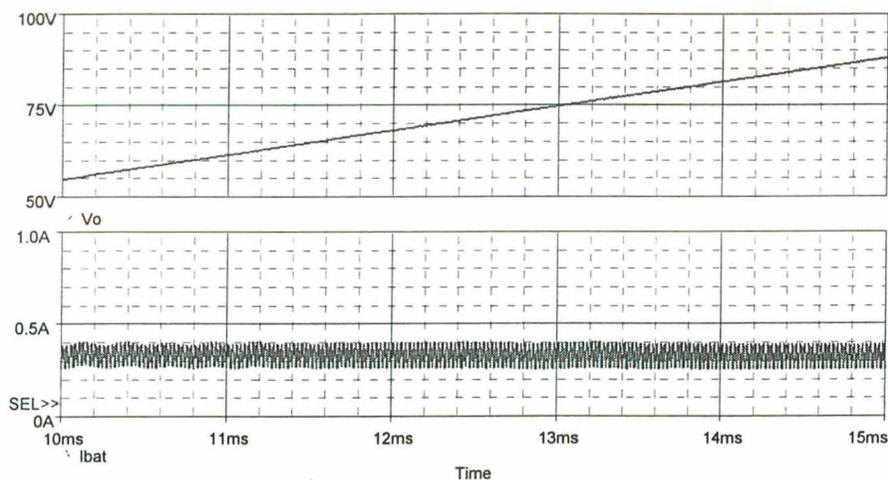


Fig. 3.24 - Corrente máxima no banco de baterias e tensão nos terminais do mesmo.

### 3.18 Diagrama esquemático.

A montagem do circuito é feita então a partir do diagrama mostrado na Fig. 3.25 com todos os componentes.

### 3.19 Lista de componentes.

A Tabela 3-1 apresenta todos os componentes eletrônicos utilizados na montagem em bancada do protótipo. Componentes mecânicos como solda, parafusos, placas de baquelite não foram listados.

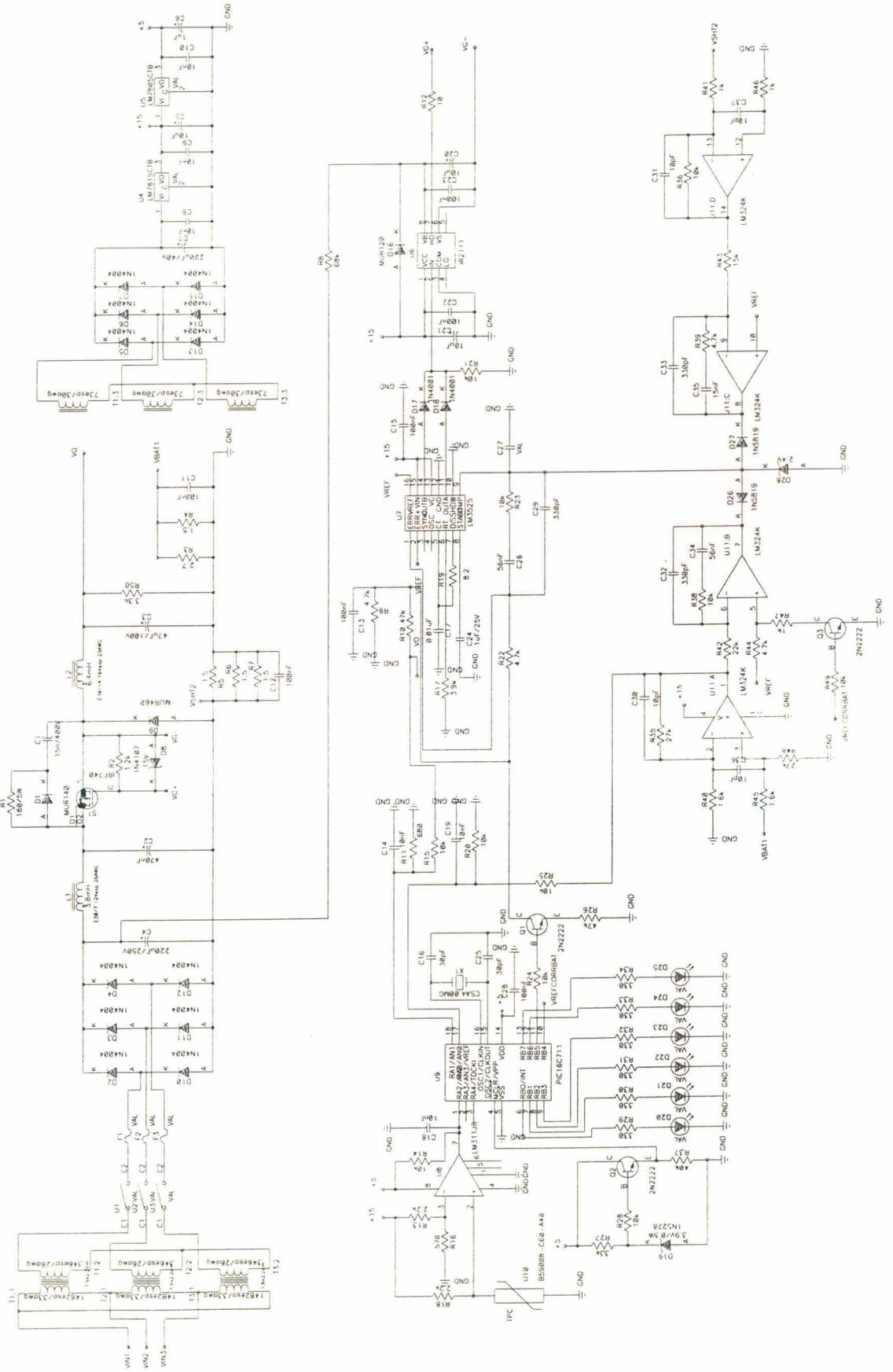


Fig. 3.25 – Diagrama esquemático completo do circuito implementado.

Tabela 3-1 – Listagem dos componentes utilizados na montagem.

Parte do circuito	Quantidade	Referência	Descrição	Tipo	Valor
Transformadores para a adaptação da tensão de entrada	3	T1, T2, T3	Transformador de Entrada	Ferro-Silício Chapa 1,9x2,2cm	$n_1 = 1482\text{esp}$ $F_{io} = 33\text{AWG}$ $n_2 = 346\text{esp}$ $F_{io} = 26\text{AWG}$ $n_3 = 73\text{esp}$ $F_{io} = 30\text{AWG}$
Estágio de Potência	3	U1, U2, U3	Interruptor	Simplex	1000V/5A
	3	F1, F2, F3	Fusível		3A
	1	D1	Diodo	MUR140	
	1	D8	Diodo Zener		15V / 1/8W
	1	D9	Diodo Rápido	MUR460	
	6	D2, D3, D4, D10, D11, D12	Diodo	1N4004	
	1	L1	Indutor	EE30/7, IP6	$n = 124\text{esp}$ $L = 3,8\text{mH}$ $F_{io} = 26\text{AWG}$
	1	L2	Indutor	EE30/14, IP12	$n = 194\text{esp}$ $L = 6,4\text{mH}$ $F_{io} = 23\text{AWG}$
	1	C1	Capacitor	Cerâmico	15nF / 400V
	1	C3	Capacitor	Eletrolítico	47 $\mu$ F / 100V
	1	C2	Capacitor	Polipropileno	470nF
	1	C4	Capacitor	Eletrolítico	220 $\mu$ F / 250V
	2	C5, C12	Capacitor	Cerâmico	100nF
	1	R1	Resistor	5W	180 $\Omega$
	1	R2	Resistor	1/8W	1,2k $\Omega$
	1	R3	Resistor	1W	2,7 $\Omega$
	4	R4, R5, R6, R7	Resistor	1W	1,5 $\Omega$
1	S1	MOSFET	IRF740		
Fontes Auxiliares	6	D5, D6, D7, D13, D14, D15	Diodo	1N4004	
	1	C5	Capacitor	Eletrolítico	10 $\mu$ F
	1	C6	Capacitor	Eletrolítico	1 $\mu$ F
	1	C7	Capacitor	Eletrolítico	220 $\mu$ F/40V
	3	C8, C9, C10	Capacitor	Cerâmico	10nF
	1	U4	Regulador de Tensão	LM7815	+15V

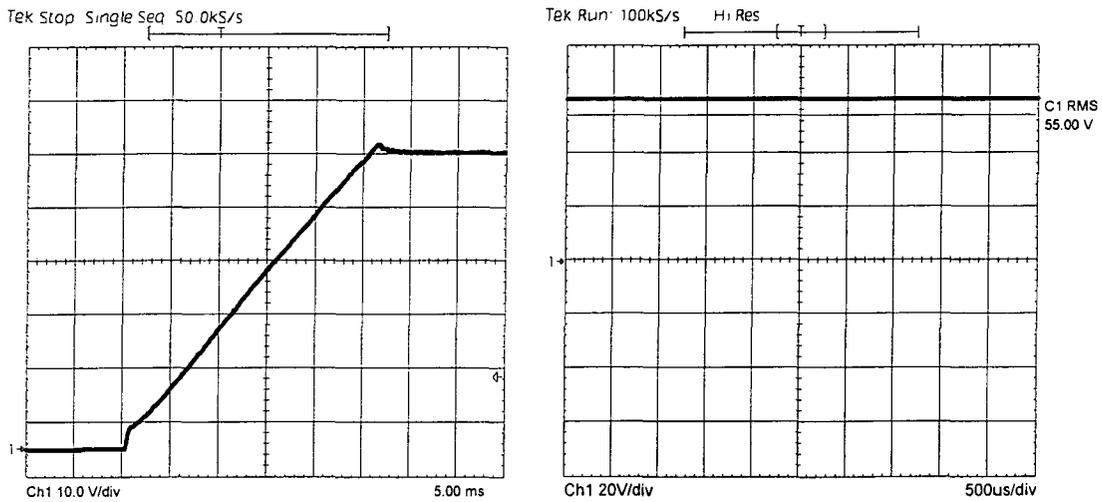
	1	U5	Regulador de Tensão	LM7805	+5V
Polarização do UC3525 e compensador de tensão	1	R9	Resistor	1/8W	4,7k $\Omega$
	1	R10	Resistor	1/8W	47k $\Omega$
	1	R17	Resistor	1/8W	3,9k $\Omega$
	1	R19	Resistor	1/8W	8,2 $\Omega$
	1	R21	Resistor	1/8W	10k $\Omega$
	2	C13, C15	Capacitor	Cerâmico	100nF
	1	C17	Capacitor	Cerâmico	0,01 $\mu$ F
	1	C24	Capacitor	Cerâmico	1 $\mu$ F
	1	C27	Capacitor	Cerâmico	22pF
	2	D17, D18	Diodo	1N4001	
	1	R22	Resistor	1/8W	22k $\Omega$
	1	C26	Capacitor	Cerâmico	15nF
	1	C29	Capacitor	Cerâmico	330pF
	1	U7	Circuito Int. PWM	UC3525	
Polarização do IR2111	1	R8	Resistor	1/8W	82k $\Omega$
	1	R12	Resistor	1/8W	10 $\Omega$
	1	D16	Diodo Rápido	MUR120	1A 200V
	2	C20, C21	Capacitor	Eletrolítico	10 $\mu$ F
	2	C22, C23	Capacitor	Cerâmico	100nF
	1	U6	Circuito Int. Bootstrap	IR2111	
Circuito de polarização do LM324 e compensadores de corrente do conversor e do banco de baterias	1	R34, R47	Resistor	1/8W	27k $\Omega$
	2	R39, R44	Resistor	1/8W	1,6k $\Omega$
	1	R35	Resistor	1/8W	10k $\Omega$
	1	R40, R45	Resistor	1/8W	1k $\Omega$
	1	R43	Resistor	1/8W	47k $\Omega$
	2	C30, C31, C36, C37	Capacitor	Cerâmico	10pF
	2	D26, D27	Diodo Shotky	1N5819	
	1	D28	Diodo Zener		2,4V / 1/8W
	1	R37	Resistor	1/8W	22k $\Omega$
	1	R41	Resistor	1/8W	22k $\Omega$
	1	C32	Capacitor	Cerâmico	330pF
	1	C34	Capacitor	Cerâmico	15nF
	1	R38	Resistor	1/8W	15k $\Omega$

	1	R42	Resistor	1/8W	10k $\Omega$
	1	C33	Capacitor	Cerâmico	330pF
	1	C35	Capacitor	Cerâmico	33nF
	1	U11	Circuito Int. Amp Op	LM324	
Circuito de polarização do PIC16C711	1	R11	Resistor	1/8W	680 $\Omega$
	2	R13, R18	Resistor	1/8W	2,2k $\Omega$
	7	R14, R15, R20, R23, R24, R27, R48	Resistor	1/8W	10k $\Omega$
	1	R16	Resistor	1/8W	570 $\Omega$
	1	R25	Resistor	1/8W	47k $\Omega$
	1	R26	Resistor	1/8W	33k $\Omega$
	6	R28, R29, R30, R31, R32, R33	Resistor	1/8W	330 $\Omega$
	1	R46	Resistor	1/8W	1k $\Omega$
	2	C16, C25	Capacitor	Cerâmico	30pF
	3	C14, C19, C18	Capacitor	Cerâmico	10nF
	1	C28	Capacitor	Cerâmico	100nF
	1	D19	Diodo Zener		3,9V / 1/8W
	6	D20, D21, D22, D23, D24, D25	LED		
	1	X1	Cristal		6MHz
	1	U8	Circuito Int Comparador	LM311	
	1	U10	Resistor	PTC	
	2	Q1, Q2, Q3	Trans Bipolar	2N2222	
	1	U9	Microprocess.	PIC16C711	

### 3.20 Resultados práticos.

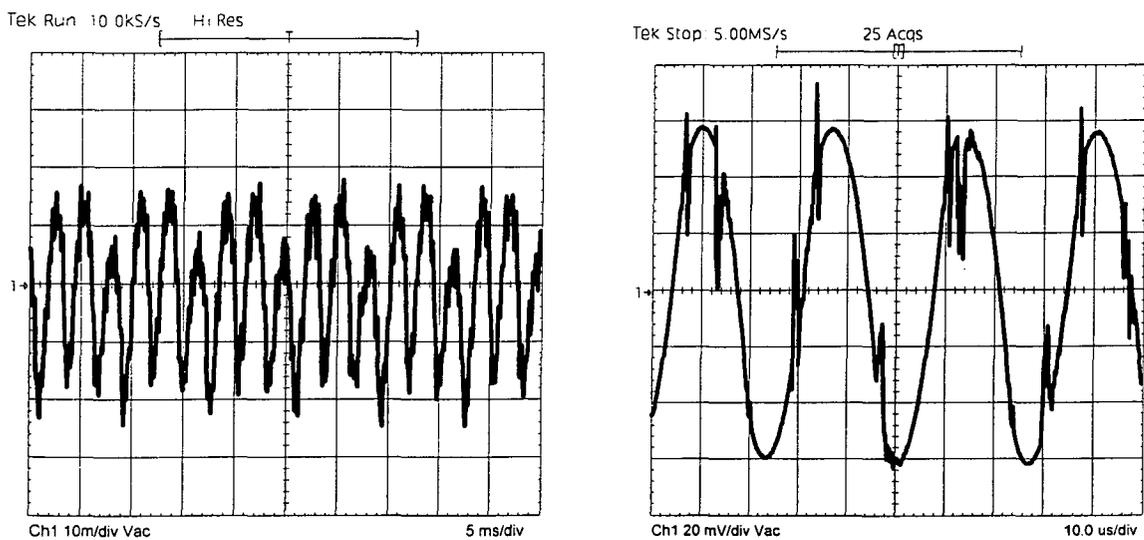
Como comprovação do circuito implementado efetuou-se em bancada a aquisição das principais formas de onda. A Fig. 3.26 mostra a tensão de saída em duas situações: no transitório quando a fonte é ligada, e em regime, com a medida da tensão.

Pode-se observar no transitório que a sobre-tensão na saída é pequena. Também pode-se verificar que não há ondulações visíveis em regime permanente, mesmo porque a escala de 20V por divisão não permite visualizar estas ondulações.



**Fig. 3.26 – (a) Transitório da tensão de saída do conversor quando o mesmo é ligado e (b) em regime.**

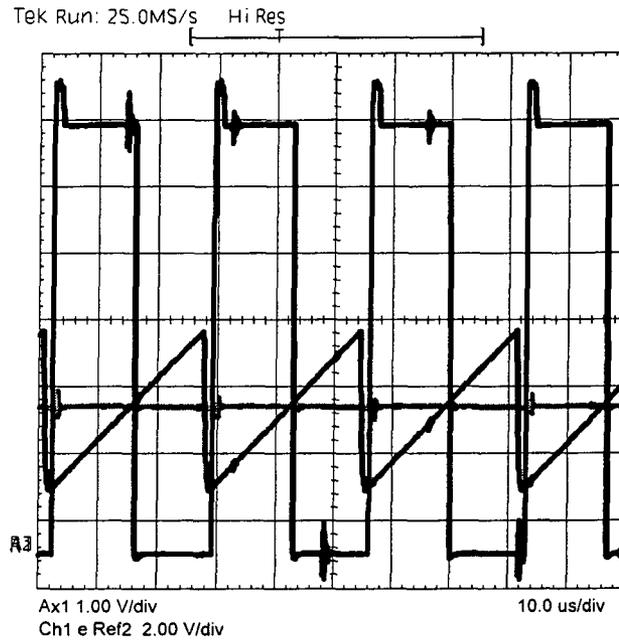
A Fig. 3.27 mostra a ondulação em baixa e alta frequência da tensão de saída.



**Fig. 3.27 – Ondulação de baixa e de alta frequência na tensão de saída.**

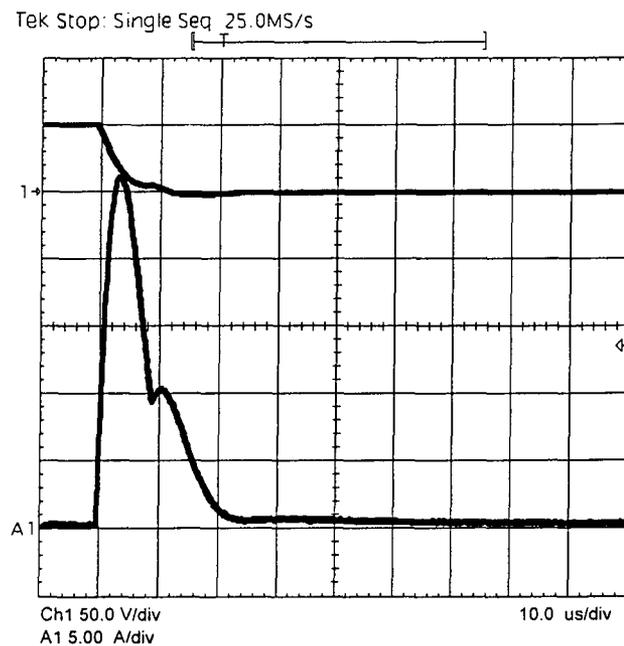
Pode-se observar que a ondulação de baixa frequência está em 360Hz com um valor de pico a pico de cerca de 40mV. Esta ondulação é variável com a carga, e diminui muito com a colocação do banco de baterias na saída. A ondulação de alta frequência de 37kHz possui um valor de pico a pico de aproximadamente 20mV.

A frequência de comutação pode ser verificada através da Fig. 3.28. Nela tem-se a forma de onda da tensão da dente de serra, a tensão de controle e a formação dos pulsos para a comutação do interruptor de potência.



**Fig. 3.28 – Comparação para a geração dos pulsos de gatilho.**

O controle de corrente pode ser verificado através da atuação do mesmo num curto circuito na saída do conversor. A Fig. 3.29 mostra essa situação. Pode-se ver a tensão de saída cair a zero, e um pico de corrente seguido da limitação da mesma pela atuação do controlador.



**Fig. 3.29 – Atuação do controlador de corrente na ocorrência de um curto-circuito.**

O controle na corrente de carga da bateria ocorre no momento em que a mesma está muito descarregada e é acoplada ao circuito. Também quando há a falta da energia da rede,

em que o banco de bateria supre a corrente necessária para a carga, e na volta da rede há uma corrente elevada para o carregamento do mesmo. O controlador então atua limitando essa corrente em 300mA. A Fig. 3.30 ilustra essas duas situações no protótipo implementado.

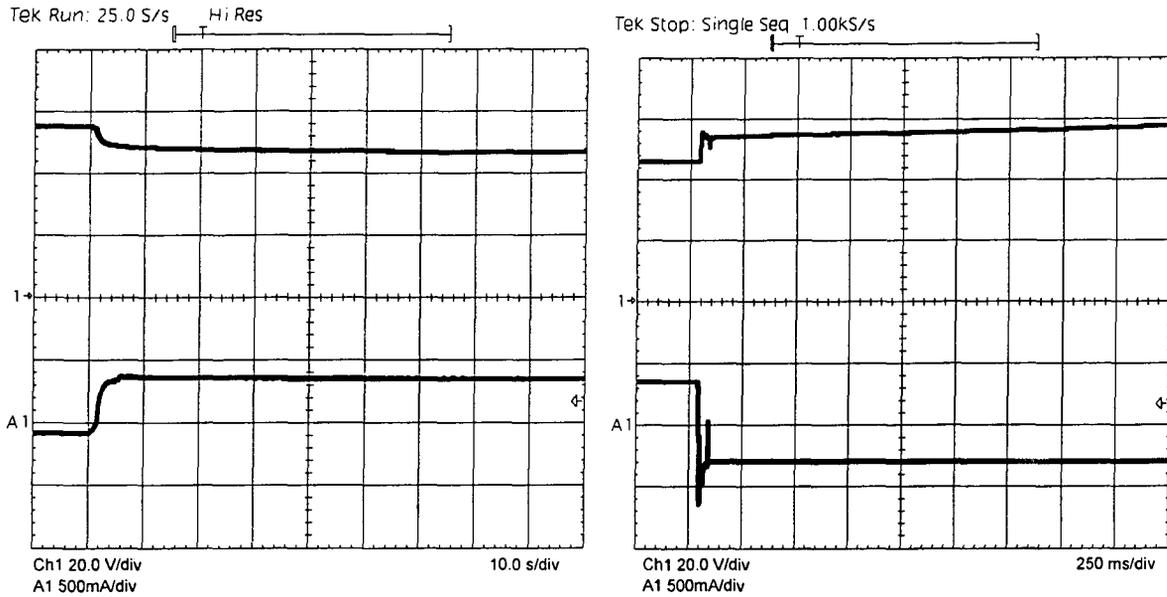


Fig. 3.30 – Comportamento da tensão de saída e da corrente no banco de baterias quando há (a) a falta da rede e (b) o retorno da mesma.

Para ilustrar os resultados práticos, levantou-se as medidas de rendimento, utilizando-se os aparelhos digitais da *Iokogawa*. A Tabela 3-1 mostra os valores obtidos.

Tabela 3-1 - Medidas de rendimento obtidas na bancada.

	carga	entrada		saída		rendimento
BUCK	30W	tensão (V)	$V_1 = 221,5$	tensão (V)	$V = 55,33$	$\eta = 71,15\%$
			$V_2 = 218,6$			
			$V_3 = 219,6$			
		corrente (mA)	$I_1 = 139,5$	corrente (mA)	$I = 548$	
			$I_2 = 134,8$			
			$I_3 = 125,4$			
	potência (W)	$W = 42,6$	potência (W)	$W = 30,31$		
	50W	tensão (V)	$V_1 = 221,4$	tensão (V)	$V = 54,91$	$\eta = 72,93\%$
			$V_2 = 218,4$			
			$V_3 = 219,9$			
		corrente (mA)	$I_1 = 185,2$	corrente (mA)	$I = 819$	
			$I_2 = 182,3$			
$I_3 = 171,2$						
potência (W)	$W = 61,7$	potência (W)	$W = 45,0$			

### 3.21 Conclusão.

Escolhida como solução principal, este projeto se mostra muito confiável, pois funciona de forma totalmente independente do sistema principal ao qual fornecerá energia. Isto implica que nenhum outro defeito influenciará no seu mau funcionamento, a não ser um problema no próprio carregador.

O banco de baterias sempre conectado na saída evita também qualquer circuito de detecção de falta da rede, aumentando assim também a confiabilidade.

A colocação de um transformador trifásico na entrada traz um aumento grande no volume e peso total do conversor *Buck*, porém garante um perfeito balanceamento no sistema de cargas da planta no caso da colocação de muitas unidades em uma mesma planta.

O circuito de isolamento do comando (circuito de *bootstrap*) foi a escolha que se mostrou mais barata dentre outras formas de isolar o comando do interruptor. Alguns pequenos problemas inerentes a este tipo de circuito foram resolvidos e conseguiu-se ao final um perfeito comando do MOSFET, mesmo a vazio.

A limitação do ganho dos controladores se mostrou evidente na montagem em bancada, onde um ganho um pouco acima dessa limitação levava os controladores à instabilidade. Vários testes tentando-se otimizar os controladores foram feitos, chegando-se ao final a uma boa controlabilidade, tanto da tensão como da corrente do conversor e do banco de baterias.

Todos os testes de controle foram feitos utilizando-se carga resistiva, considerado o caso crítico (era necessário que o conversor funcionasse também sem o banco de baterias). Quando da colocação do banco, os problemas de controle eram minimizados em muito, uma vez que o mesmo impunha a tensão de saída tornando o conversor muito mais estável.

Para a simulação utilizou-se como modelo do banco de baterias um capacitor com uma capacitância muito elevada, uma resistência em paralelo e uma resistência série. Este modelo segue informações obtidas em artigos que tratam de carregadores de baterias.

A implementação foi verificada ser maiores problemas. Uma pequena tendência à oscilação da tensão de saída quando do funcionamento do conversor a vazio se verificou, mas foi resolvida com a colocação de uma carga mínima.

## CAPÍTULO 4

### CONVERSOR FORWARD.

#### 4.2 Introdução.

De forma a apresentar uma outra alternativa ao fornecimento ininterrupto de energia a um motor de alta velocidade, descreve-se neste capítulo o conversor *forward*. O conversor *forward* caracteriza-se por possuir tensão de entrada de 311V, retificada diretamente da alimentação trifásica.

Será importante notar agora então que esta tensão de entrada será aplicada em dobro no interruptor, devido à desmagnetização do transformador. Todo o circuito de controle segue a mesma filosofia apresentada do capítulo anterior, bem como a monitoração do banco de baterias.

Um cálculo térmico do transformador é feito para a verificação do bom funcionamento do mesmo. Também são mostrados os cálculos dos controladores e do circuito de comando.

As simulações contendo as principais formas de onda e o esquema completo do circuito implementado são mostradas a seguir. No final do capítulo tem-se as formas de onda colhidas em laboratório e uma conclusão do capítulo.

#### 4.3 Especificações de Projeto.

Apresenta-se a seguir a descrição dos procedimentos de cálculo do projeto do conversor CC-CC tipo forward isolado a partir das seguintes especificações:

<b>Potência de saída máxima:</b>	$P_{o\_max} = 50 \text{ W}$
<b>Tensão de saída:</b>	$V_o = 48 \pm 5\% \text{ V}$
<b>Potência de saída nominal:</b>	$P_o = 30 \text{ W}$
<b>Tensão de entrada:</b>	$V_i = 367 \pm 10\% \text{ V}$
<b>Freqüência de comutação:</b>	$f_s = 40 \text{ kHz}$
<b>Rendimento:</b>	$\eta = 0,92$

#### 4.4 Cálculo do transformador.

O conversor *forward* funciona da mesma maneira que o conversor *buck*, com a diferença de ser isolado pelo transformador de alta frequência. Para o cálculo deste transformador deve-se então levar em conta a tensão de entrada, fornecida diretamente da retificação trifásica. Também deve-se adicionar ao mesmo, além dos enrolamentos primários e secundários, um enrolamento de desmagnetização.

Considerando-se as seguintes variáveis:

$$J_{\max} = 450 \text{ A/cm}^2$$

$$B_{\max} = 0,25 \text{ T}$$

$$K_w = 0,4$$

$$K_p = 0,41$$

$$Ae.Aw = \frac{2 \cdot P_{o\_max}}{\eta \cdot K_w \cdot K_p \cdot J_{\max} \cdot B_{\max} \cdot fs} \cdot 10^4 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (4-1)$$

$$Ae.Aw = \frac{2 \cdot 50}{0,92 \cdot 0,4 \cdot 0,41 \cdot 450 \cdot 0,25 \cdot 40 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 1,473 \text{ cm}^4 \quad (4-2)$$

Para a escolha do núcleo verificou-se que o próximo valor maior do que o  $AeAw$  calculado era muito grande, e era possível utilizar um núcleo menor. Então escolheu-se o núcleo EE-30/14 – IP12, da Thornton. Este núcleo possui as seguintes especificações:

$$Ae = 1,20 \text{ cm}^2$$

$$Aw = 0,85 \text{ cm}^2$$

$$Ae.Aw = 1,02 \text{ cm}^4$$

O número de espiras do enrolamento primário é calculado pela expressão:

$$N_p = \frac{Vi}{2 \cdot Ae \cdot B_{\max} \cdot fs} \cdot 10^4 = \frac{311}{2 \cdot 1,20 \cdot 0,25 \cdot 40 \cdot 10^3} \cong 129,5 \text{ espiras} \quad (4-3)$$

Adota-se  $N_p = 130$  espiras. Para o enrolamento secundário tem-se então:

$$N_s = N_p \cdot \frac{10}{9} \cdot \frac{V_{o\_max} + V_f \cdot D_{max}}{V_{i\_min} \cdot D_{max}} = 130 \cdot \frac{10}{9} \cdot \frac{60 + 1 \cdot 0,45}{279,9 \cdot 0,45} \cong 69,1 \text{ espiras} \quad (4-4)$$

Adota-se  $N_s = 70$  espiras.

Para a escolha da bitola adequada dos fios, verifica-se o cálculo da seção transversal dos condutores:

$$I_{p\_ef} = I_{o\_max} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 1,042 \cdot \frac{70}{130} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,397 A \quad (4-5)$$

$$S_p = \frac{I_{p\_ef}}{J_{max}} = \frac{0,397}{450} \cong 0,0008814 \text{ cm}^2 \quad (4-6)$$

Devido à operação em alta frequência calcula-se a profundidade de penetração  $\delta$ , verificando-se a possibilidade de se utilizar fios em paralelo:

$$\delta = \frac{\kappa}{\sqrt{fs}} = \frac{7,5}{\sqrt{40 \cdot 10^3}} = 0,037 \text{ cm} \quad (4-7)$$

O diâmetro máximo do condutor deve então ficar em torno de 0,075cm. Escolhe-se o fio 28AWG, cujo diâmetro é de 0,032cm, com seção transversal  $S_{cu} = 0,00081 \text{ cm}^2$ . Não é necessário calcular condutores em paralelo para o condutor do enrolamento primário.

$$I_{s\_ef} = \frac{I_{o\_max}}{\sqrt{2}} = \frac{1,04}{\sqrt{2}} \cong 0,736 A \quad (4-8)$$

$$S_s = \frac{I_{s\_ef}}{J_{max}} = \frac{0,736}{450} = 0,001637 \text{ cm}^2 \quad (4-9)$$

Utilizando-se o fio 25AWG, cujo diâmetro é de 0,045cm, com seção transversal  $S_{cu} = 0,001624 \text{ cm}^2$ . Não é necessário calcular-se condutores em paralelo, pois o diâmetro do fio é menor que o diâmetro máximo para a frequência utilizada.

Para o número de espiras do enrolamento de desmagnetização, escolhe-se o mesmo número de espiras do enrolamento primário, porém com uma corrente de 20% do valor da corrente do primário.

$$N_d = N_p = 130 \text{ espiras} \quad (4-10)$$

Cálculo da seção transversal dos condutores:

$$S_d = \frac{0,2 \cdot I_{p-ef}}{J_{\max}} = \frac{0,2 \cdot 0,397}{450} = 0,0001763 \text{ cm}^2 \quad (4-11)$$

Através da área do cobre escolhe-se o fio 35AWG, com diâmetro de 0,014 cm e área 0,00016 cm<sup>2</sup>.

#### 4.5 Cálculo térmico do transformador.

Para que se verifique o adequado dimensionamento do transformador, é necessário que o mesmo não ultrapasse um valor máximo de temperatura. Para isso calculam-se as perdas térmicas sobre o mesmo.

Primeiramente é calculado a perda no núcleo:

$$\frac{P_{\text{núcleo}}}{\text{cm}^3} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_H \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2) \quad (4-12)$$

$$\frac{P_{\text{núcleo}}}{\text{cm}^3} = 0,25^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (37 \cdot 10^3)^2) = 0,08 \cdot \frac{W}{\text{cm}^3}$$

$$P_{\text{núcleo}} = \frac{P_{\text{núcleo}}}{\text{cm}^3} \cdot V_e = 0,08 \cdot 17,6 = 1,415 W \quad (4-13)$$

Em seguida calcula-se a perda no cobre:

$$P_{cobre} = \left( I_{p\_ef}^2 \cdot N_p \cdot l_t \cdot \frac{\Omega_p}{cm_p} \right) + \left( I_{s\_ef}^2 \cdot N_s \cdot l_t \cdot \frac{\Omega_s}{cm_s} \right) \quad (4-14)$$

$$P_{cobre} = (0,397^2 \cdot 130 \cdot 8,7 \cdot 0,002256) + (0,737^2 \cdot 70 \cdot 8,7 \cdot 0,001419) = 0,87W$$

As perdas totais são a soma das perdas no núcleo e das perdas no cobre:

$$P_{totais} = P_{cobre} + P_{nucleo} = 0,87 + 1,415 = 2,285W \quad (4-15)$$

Seja  $R_T$  a resistência térmica do núcleo:

$$R_T = 23 \cdot (AeAw)^{-0,37} = 23 \cdot 1,02^{-0,37} = 22,832 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (4-16)$$

Calcula-se finalmente a elevação de temperatura no núcleo:

$$\Delta T = P_{totais} \cdot R_T = 2,285 \cdot 22,832 = 52,18^{\circ}C \quad (4-17)$$

Como a elevação de temperatura encontra-se dentro dos parâmetros aceitáveis, o núcleo é considerado bem dimensionado, ou seja, dentro dos limites máximos.

#### 4.6 Dimensionamento do interruptor de potência.

O cálculo das correntes de dreno eficaz e de pico, e da tensão dreno-fonte do MOSFET, darão a indicação necessária para a escolha adequada do interruptor:

$$I_{S\_ef} = I_{p\_ef} = 0,397A \quad (4-18)$$

$$I_{S\_pico} = \frac{1,2 \cdot P_{o\_max}}{\eta \cdot V_{i\_min} \cdot D_{max}} = \frac{1,2 \cdot 50}{0,92 \cdot 279,9 \cdot 0,45} = 0,518A \quad (4-19)$$

$$V_{S\_max} = 2 \cdot V_{i\_max} = 2 \cdot 342,1 = 684,2V \quad (4-20)$$

Com base nas grandezas acima e na frequência de comutação escolhida optou-se pelo MOSFET IRFBG20 da International Rectifier.

Os dados de catálogo do MOSFET indicam quais os limites do mesmo:

$$V_{ds\_max} = 1000V$$

$$I_D = 1,4 A @ T_c = 25 ^\circ C$$

$$t_f = 31 ns$$

$$t_r = 17 ns$$

$$R_{thJC} = 2,3 ^\circ C/W$$

$$R_{thCD} = 0,5 ^\circ C/W$$

$$R_{thJA} = 62 ^\circ C/W$$

$$C_{oss} = 52 pF$$

$$R_{ds-on} = 11 \Omega$$

#### 4.7 Dissipador para o MOSFET.

Sejam os valores de temperatura assim definidos:

$$T_{amb} = 40 ^\circ C$$

$$T_{j\_max} = 150 ^\circ C$$

Cálculo das perdas em condução:

$$P_{cond} = D_{max} \cdot R_{dson} \cdot I_{S\_ef}^2 \cdot 2 = 0,45 \cdot 11 \cdot 0,397^2 \cdot 2 = 1,557W \quad (4-21)$$

As perdas por comutação são reduzidas em 40% com o uso de circuitos auxiliares.

Então:

$$P_{com} = 0,6 \cdot \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{S\_ef} \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \cdot V_i \quad (4-22)$$

$$P_{com} = 0,6 \cdot \frac{40 \cdot 10^3}{2} \cdot (17 \cdot 10^{-9} + 31 \cdot 10^{-9}) \cdot 0,397 \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \cdot 311 \cong 0,335 W \quad (4-23)$$

Então o total e de perdas é dado por:

$$P_{total} = P_{cond} + P_{com} = 1,557 + 0,335 = 1,758W \quad (4-24)$$

A resistência térmica dissipador – ambiente é dada por:

$$R_{thDA} = \frac{T_{j\_max} - T_{amb}}{P_{total}} - R_{thJC} - R_{thCD} = \frac{150 - 40}{1,758} - 2,3 - 0,5 = 46,09^\circ C/W \quad (4-25)$$

A resistência térmica junção-ambiente é de  $62^\circ C/W$ , o que indica que está bem próxima do valor necessário. Escolheu-se então um pequeno dissipador da Fischer Electronic, modelo SK104, com resistência térmica de  $10,5^\circ C/W$ .

#### 4.8 Cálculo do circuito snubber para o MOSFET.

Seja a indutância magnetizante estipulada em aproximadamente 15% da indutância de dispersão:

$$L_d = 60\mu H$$

Seja a tensão máxima admitida sobre o interruptor  $V_g$  e a variação máxima da tensão de grampeamento:

$$V_g = 800 V$$

$$\Delta V_g = 50 V$$

A energia aproximada armazenada na indutância de dispersão é então calculada:

$$E_d = \frac{1}{2} \cdot L_d \cdot I_{p\_pico}^2 = \frac{1}{2} \cdot 60 \cdot 10^{-6} \cdot 0,561^2 \cong 9,44 \cdot 10^{-6} J \quad (4-26)$$

A potência dissipada será de:

$$P_g = E_d \cdot f_s = 9,44 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3 = 0,378 W \quad (4-27)$$

A partir da potência calcula-se a capacitância e a resistência necessária:

$$R_g = \frac{(V_g - V_{i\_min})^2}{P_g} = \frac{(800 - 279,9)^2}{0,378} = 7,16 \cdot 10^5 \Omega \quad ( ) \quad 28$$

$$C_g = \frac{L_d \cdot I_{p\_pico}^2}{\Delta V_g^2} = \frac{60 \cdot 10^{-6} \cdot 0,561^2}{50^2} = 7,55 nF \quad (- 29)$$

Escolheu-se  $R_g = 8,2 k\Omega$  e  $C_g = 6,8 nF/1,6 kV$ .

#### 4.9 Dimensionamento do indutor de saída.

Primeiramente calcula-se o valor da indutância:

$$D_{min} = \frac{N_p \cdot (V_{o\_min} - V_F)}{N_s \cdot V_{i\_max}} = \frac{130 \cdot (48 - 1)}{70 \cdot 342,1} = 0,255 \quad (- 30)$$

$$\Delta I_{Lo\_max} = 0,1 \cdot I_{o\_max} = 0,1 \cdot 1,04 = 0,104 A \quad (- 31)$$

$$I_{Lo\_p} = I_{o\_max} + \frac{\Delta I_{Lo\_max}}{2} = 1,04 + \frac{0,104}{2} = 1,094 A \quad (- 32)$$

$$I_{Lo\_ef} = I_{o\_max} = 1,04 A \quad (- 33)$$

$$L_o = \frac{(V_{o\_max} - V_f) \cdot (1 - D_{min})}{2 \cdot fs \cdot \Delta I_{Lo\_max}} = \frac{(60 - 1) \cdot (1 - 0,255)}{2 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 0,104} \cong 5,27 mH \quad (- 3-)$$

A escolha do núcleo parte de um cálculo preliminar de  $AeAw$ :

$$Ae \cdot Aw = \frac{L_o \cdot I_{Lo\_pico} \cdot I_{Lo\_ef}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = \frac{5,27 \cdot 10^{-3} \cdot 1,09 \cdot 1,04}{0,4 \cdot 0,3 \cdot 450} \cdot 10^4 = 0,89 cm^4 \quad (- 35)$$

Escolheu-se o núcleo EE-30/14 – IP12 da Thornton, com as seguintes especificações:

$$Ae = 1,20 cm^2$$

$$Aw = 0,85 cm^2$$

$$Ae \cdot Aw = 1,02 \text{ cm}^4$$

A determinação do número de espiras é feita da seguinte maneira:

$$N = \frac{L_o \cdot I_{L_o\_pico}}{B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{5,27 \cdot 10^{-3} \cdot 1,09}{0,3 \cdot 1,20} \cdot 10^4 \cong 160,22 \text{ espiras} \quad (4-36)$$

Adotou-se  $N = 160$  espiras.

É necessário verificar o tamanho do entreferro do indutor de saída:

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_o} \cdot 10^{-2} = \frac{160^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,20}{5,27 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2} \cong 0,087 \text{ cm} \quad (4-37)$$

Seção dos condutores:

$$S_{L_o} = \frac{I_{L_o\_ef}}{J_{max}} = \frac{1,04}{450} \cong 0,0023 \text{ cm}^2 \quad (4-38)$$

O condutor adotado é o fio 23AWG, que possui diâmetro de 0,057cm e área transversal de 0,00258cm<sup>2</sup>:

#### 4.10 Dimensionamento do capacitor de saída.

No cálculo do capacitor de saída, parte-se inicialmente da ondulação máxima definida de projeto:

$$\Delta V_o = 500 \text{ mV} \quad (4-39)$$

$$\Delta I_{C_o} = 2 \cdot \Delta I_{L_o\_max} = 2 \cdot 0,104 = 0,208 \text{ A} \quad (4-40)$$

$$C_o = \frac{\Delta I_{C_o}}{8 \cdot fs \cdot \Delta V_o} = \frac{0,208}{8 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 0,5} \cong 1,3 \mu\text{F} \quad (4-41)$$

Resistência série equivalente máxima:

$$R_{se\_max} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Co}} = \frac{0,5}{0,208} = 2,40\Omega \quad (4-42)$$

Escolheu-se o modelo 41821-A9475M/100VBc, com capacitância de 4,7µF. A sua resistência série equivalente é de 35Ω para a frequência de 120Hz e fica em torno de 8Ω para a frequência de comutação de 10kHz, como já foi comentado no capítulo anterior.

#### 4.11 Dimensionamento do diodo em série com o enrolamento de desmagnetização.

Cálculo da corrente média no diodo:

$$I_{Dmd} = 0,2 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot I_{o\_max} = 0,2 \cdot \frac{60}{130} \cdot 1,04 = 0,112A \quad (4-43)$$

Tensão reversa máxima:

$$V_{D\_max} = 2 \cdot V_{i\_max} = 2 \cdot 342,1 = 684,2V \quad (4-44)$$

Com base nos valores acima e na frequência de comutação escolhida, optou-se pelo diodo ultra-rápido MUR180 da MOTOROLA, com as seguintes características:

$$V_{Dr\_max} = 300V$$

$$I_{Dmd} = 15A$$

$$R_{th-JC} = 1,5^\circ C/W$$

$$R_{th-CD} = 0,2^\circ C/W$$

$$C_D = 200pF$$

$$V_f = 1,12V$$

#### 4.12 Dimensionamento dos diodos da ponte retificadora de saída.

Cálculo da corrente média nos diodos.

$$I_{Dmd} = \frac{I_{o\_max}}{2} = \frac{1,04}{2} = 0,52A \quad (4-45)$$

Tensão reversa máxima:

$$V_{D\_max} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{i\_max} = 2 \cdot \frac{60}{130} \cdot 342,1 = 368,4V \quad (4-46)$$

Com base nos valores acima e na frequência de comutação escolhida, optou-se pelo diodo ultra-rápido MUI400 da MOTOROLA, com as seguintes características:

$$\begin{aligned} V_{Dr\_max} &= 400 \text{ V} & I_{Dmd} &= 1 \text{ A} \\ R_{th-JA} &= 65^\circ \text{ C/W} & V_f &= 1,25 \text{ V} \end{aligned}$$

### 4.13 Cálculo do dissipador para o retificador de saída.

Aqui adotam-se os mesmos parâmetros de temperatura utilizados no cálculo térmico do interruptor:

$$T_{amb} = 40^\circ \text{C}$$

$$T_{j\_max} = 150^\circ \text{C}$$

Cálculo das perdas por condução:

$$P_{cond} = V_f \cdot I_{D\_md}^2 = 1,25 \cdot 0,521^2 = 1,302W \quad (4-47)$$

Somente será necessário o uso de dissipador caso a resistência térmica junção ambiente seja superior a resistência máxima para a potência dissipada.

$$R_{th/A\_max} = \frac{T_j - T_a}{P_{cond}} = \frac{150 - 40}{1,302} = 46,08^\circ \text{C/W} \quad (4-48)$$

Segundo o catálogo do fabricante, conforme a maneira como é colocado o diodo na placa, pode-se ter uma resistência térmica  $R_{thJA}$  com valores desde  $28^\circ\text{C/W}$  até  $63^\circ\text{C/W}$ . Então, pela proximidade dos valores, verifica-se que não é necessário o uso de dissipador.

### 4.14 Considerações sobre a eletrônica de controle.

O circuito de eletrônica de controle e comando utilizado no conversor *forward* foi baseado no mesmo circuito utilizado para o conversor *buck*. Para a geração do controle por largura de pulsos utilizou-se o integrado UC3525 pelas razões já apresentadas no capítulo

anterior. Por esta razão omite-se então os cálculos dos componentes do circuito de polarização do integrado utilizado, por serem os mesmos.

Uma pequena modificação foi feita na utilização das saídas do modulador. No outro circuito as duas saídas eram conectadas em paralelo através de dois diodos para que se pudesse ter a variação da razão cíclica de zero a um. Aqui esta variação não é mais possível, uma vez que o uso do transformador de pulso limita a razão cíclica em 0,5. Portanto utilizou-se apenas uma das saídas do integrado, e dobrou-se a frequência de oscilação do mesmo, para que se mantivesse a mesma frequência de comutação.

O capacitor conectado ao pino *CT* do integrado então foi modificado de  $C = 0,01\mu F$  para  $C = 4,7nF$ .

Nesse conversor há porém a necessidade de isolamento do comando, uma vez que a entrada não é mais isolada (no caso anterior a entrada era isolada pelos transformadores de baixa frequência).

Para essa isolamento optou-se então por utilizar um transformador de pulso na saída do integrado UC3525. O cálculo dos componentes do transformador de pulso será mostrado mais adiante.

#### 4.15 Cálculo dos compensadores.

A forma de atuar dos controladores não foi modificada. A mesma lógica "ou" foi utilizada. Cada compensador foi então projetado separadamente.

A equação (4-49) que define o modelo do conversor *forward* foi utilizada. Poderá se observar que é a mesma equação do modelo buck, com a adaptação do transformador de isolamento. Esta equação é multiplicada pelo ganho dos elementos de medida, e varia para os diferentes controladores.

$$G(s) = \frac{V_o}{V_c} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right) \cdot s^2 + \left(C_o \cdot R_{se} + \frac{L_o}{R_o}\right) \cdot s + 1} \quad (4-49)$$

A resistência de saída equivalente foi considerada a mesma.

$$R_o = 76,8\Omega \quad (4-50)$$

As frequências dos pólos e zeros foram recalculadas.

$$\omega_z = \frac{1}{C_o \cdot R_{se}} = \frac{1}{4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 8} = 26600 \frac{rad}{s} \quad (4-51)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right)}} = \sqrt{\frac{1}{4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 5,27 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 + \frac{8}{76,8}\right)}} = 6047 \frac{rad}{s} \quad (4-52)$$

#### 4.15.1 Compensador de tensão.

A adaptação da tensão de saída para o controlador é dado pelo divisor resistivo da mesma forma que no conversor *buck*. Como o divisor resistivo é o mesmo, os valores das resistências são então definidos:

$$R47 = 47k\Omega$$

$$R48 = 4,7k\Omega$$

A função de transferência usada para o cálculo do compensador de tensão fica da seguinte forma:

$$G = \frac{V_o}{V_c} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right) \cdot s^2 + \left(C_o \cdot R_{se} + \frac{L_o}{R_o}\right) \cdot s + 1} \cdot \frac{R9}{R10 + R9} \quad (4-53)$$

O circuito usado para a implementação é mostrado na Fig. 4.1.

A equação de transferência dada do circuito acima é assim definida:

$$G_{cv}(s) = \frac{1}{R46} \cdot \frac{R49 \cdot C32 \cdot s + 1}{C30 \cdot C32 \cdot R49 \cdot s^2 + (C30 + C32) \cdot s} \quad (4-54)$$

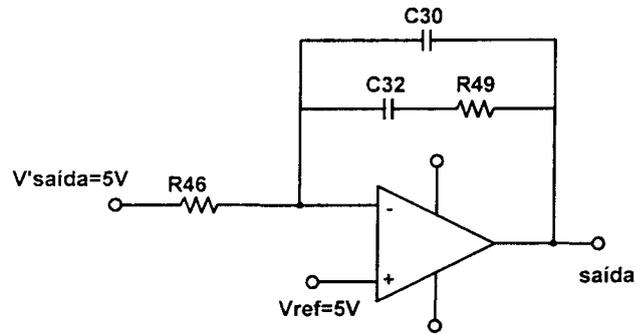


Fig. 4.1 - Compensador de tensão.

Para a definição da frequência de cruzamento do compensador de tensão deve-se levar em conta que o ganho máximo do controlador não deve fazer com que a derivada da tensão na saída do mesmo ultrapasse a inclinação da dente de serra [5].

A inclinação da dente de serra é dada por:

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{V_{s\_max} - V_{s\_min}}{T_s} = \frac{3,6V - 0,7V}{25\mu s} = 0,116 \frac{V}{\mu s} \quad (4-55)$$

A derivada de descida de corrente no indutor de saída é dada por:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_o}{L_o} = \frac{48V}{5,27mH} = 9,10 \frac{A}{ms} \quad (4-56)$$

Para se chegar a derivada da tensão de saída, multiplica-se pela RSE do capacitor de saída:

$$\frac{dv_v}{dt} = \frac{di}{dt} \cdot RSE = 9,10 \frac{A}{ms} \cdot 8\Omega = 0,073 \frac{V}{\mu s} \quad (4-57)$$

Chega-se então ao ganho máximo recomendado para o compensador como sendo a razão da derivada de tensão da dente de serra pela derivada de tensão de saída.

$$G_{cv} = \frac{0,116}{0,073} = 1,59 \quad (4-58)$$

Da mesma forma como no conversor *buck*, aqui também não há necessidade de velocidade muito elevada para o controle de tensão, uma vez que a tensão na carga é imposta pelo banco de baterias. Define-se então a frequência de cruzamento para o compensador de tensão 18 vezes menor do que a frequência de comutação:

$$f_c = \frac{1}{16} \cdot f_s = \frac{37 \cdot 10^3}{16} = 2313 \text{ Hz} \quad (4-59)$$

O valor do ganho a ser compensado é então:

$$H_{db} = 20 \cdot \log(G(2056 \text{ Hz})) = 1,689 \quad (4-60)$$

ou

$$H = G_{cv} = 10^{\frac{H_{db}}{20}} = 1,21 \quad (4-61)$$

Para a frequência de cruzamento, o capacitor C30 comporta-se como um circuito aberto, e C32 como um curto circuito. Então, nesta frequência é que é definida o valor do ganho do compensador. Com o valor de R46 arbitrado em  $R46 = 4,7 \text{ k}\Omega$ , chega-se ao valor de R49 através da expressão:

$$R49 = R46 \cdot H = 4,7 \cdot 10^3 \cdot 1,21 = 5,71 \text{ k}\Omega \quad (4-62)$$

A frequência do zero do compensador de tensão é colocada sobre o pólo duplo do conversor. Define-se assim:

$$\omega_{zcv} = \omega_n = 6047 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (4-63)$$

E o capacitor C32 é então calculado:

$$C32 = \frac{1}{R49 \cdot \omega_{zcv}} = \frac{1}{5,7 \cdot 10^3 \cdot 6047} = 28,9 \text{ nF} \quad (4-64)$$

O segundo pólo é colocado para a filtragem do ruído de alta frequência. Define-se então a frequência do segundo pólo como sendo  $\omega_{2pcv} = 10.2 \cdot \pi \cdot f_c = 145300 \text{ rad/s}$ . O capacitor C30 pode então ser definido:

$$C30 = \frac{C32}{\omega_{2pci} \cdot C32 \cdot R49 - 1} = \frac{28,9 \cdot 10^{-9}}{145300 \cdot 28,9 \cdot 10^{-9} \cdot 5,7 \cdot 10^3 - 1} = 1,2 \text{ nF} \quad (4-65)$$

Com os valores calculados escolhe-se os componentes do compensador de tensão:

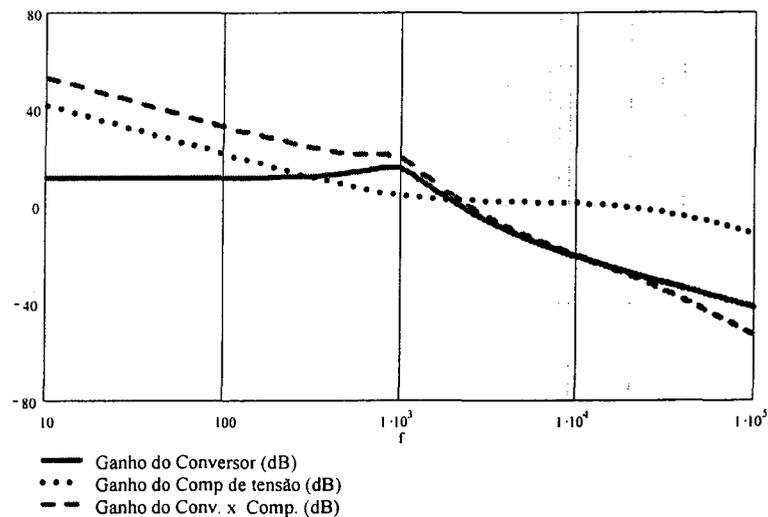
$$R46 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R49 = 5,6 \text{ k}\Omega$$

$$C30 = 1 \text{ nF}$$

$$C32 = 27 \text{ nF}$$

A Fig. 4.2 mostra os ganhos da função de transferência do conversor, do compensador de tensão e a função de transferência de laço aberto. Na Fig. 4.3 tem-se as fases para as curvas de ganho.



**Fig. 4.2 - Ganho do subsistema compensação de tensão.**

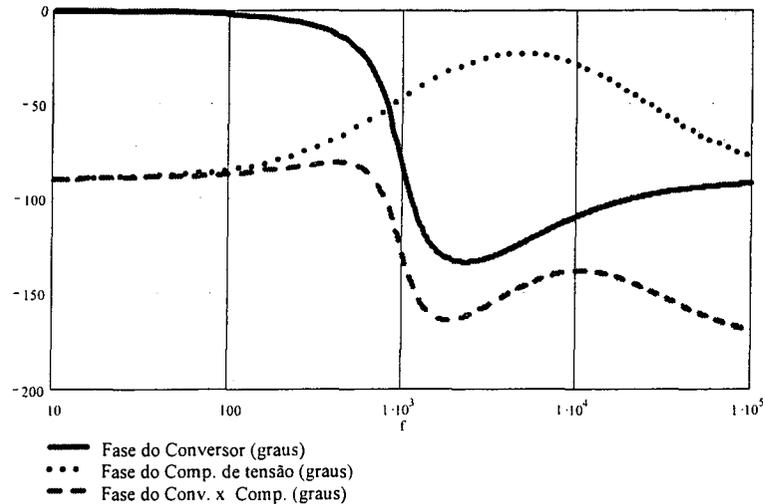


Fig. 4.3 - Fase do subsistema de compensação de tensão.

#### 4.15.2 Compensador de corrente.

Para o cálculo do compensador de corrente, considera-se a função de transferência do conversor no modo corrente, ou seja, utiliza-se uma função de transferência da corrente de saída em função da tensão de controle a ser comparada com a forma de onda "dente de serra" para a geração dos pulsos de comando.

$$G = \frac{I_o}{V_c} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{1}{R_o} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right) \cdot s^2 + \left(C_o \cdot R_{se} + \frac{L_o}{R_o}\right) \cdot s + 1} \cdot R_{sh} \cdot K_{sh} \quad (4-66)$$

Onde  $R_{sh}$  é o valor da resistência *shunt* utilizada,  $R_{sh} = 0,5\Omega$ , e  $K_{sh}$  é o valor do ganho sobre a tensão *shunt* lida nos resistores,  $K_{sh} = 10$ .

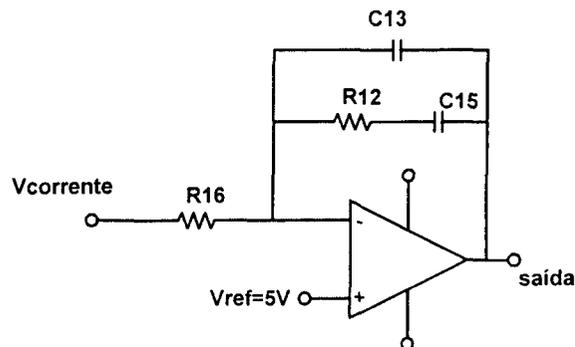


Fig. 4.4 - Compensador de corrente.

O cálculo do compensador de corrente é feito a partir da função de transferência do mesmo, segundo o diagrama esquemático mostrado na Fig. 4.4.

A equação que define a função de transferência desse compensador é:

$$G_{ci}(s) = \frac{1}{R16} \cdot \frac{R12 \cdot C35 \cdot s + 1}{C13 \cdot C15 \cdot R12 \cdot s^2 + (C13 + C15) \cdot s} \quad (4-67)$$

Para os cálculos dos componentes do compensador de corrente, parte da definição de um valor arbitrário. Então seja o resistor R16 definido como  $R16 = 15k\Omega$ .

Ainda define-se o valor da constante  $K_{sh}$ , que é o ganho do amplificador da tensão lida sobre o resistor *shunt*. Também o valor do resistor *shunt* é definido para a leitura da corrente do conversor.

Para a definição da frequência de cruzamento do compensador de corrente também é necessário verificar que o ganho a ser dado no mesmo é limitado.

Da mesma forma que no compensador de tensão, chega-se ao ganho máximo do compensador, dividindo-se a derivada de tensão a ser comparada com a dente de serra, pela inclinação da própria dente de serra.

A derivada de descida de corrente no indutor é então multiplicada pelo resistor *shunt* e pelo ganho  $K_{sh}$ :

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{di}{dt} \cdot R_{sh} \cdot K_{sh} = 9,10 \frac{A}{ms} \cdot 0,5\Omega \cdot 10 = 0,0455 \frac{V}{\mu s} \quad (4-68)$$

Chega-se então ao ganho máximo recomendado para o compensador como sendo a razão da derivada de tensão da dente de serra pela derivada de tensão de saída.

$$G_{cv} = \frac{0,116}{0,0455} = 2,54 \quad (4-69)$$

Na prática, recomenda-se utilizar-se 75% deste ganho, para evitar a instabilidade. Aqui deve-se levar em conta que a rapidez do controlador é que vai possibilitar ao mesmo a proteção de sobrecarga. Define-se então a frequência de cruzamento para o compensador de tensão 15 vezes menor do que a frequência de comutação:

$$f_c = \frac{1}{15} \cdot f_s = \frac{37 \cdot 10^3}{15} = 2467 \text{ Hz} \quad (4-70)$$

O valor do ganho a ser compensado é então:

$$H_{db} = G(2467 \text{ Hz}) = 5,72 \quad (4-71)$$

ou

$$H = 10^{\frac{H_{db}}{20}} = 1,93 \quad (4-72)$$

Para a frequência de cruzamento, o capacitor C13 comporta-se como um circuito aberto, e C15 como um curto circuito. Então, nesta frequência é que é definida o valor do ganho do compensador, utilizando-se na função de transferência do mesmo apenas os resistores R16 e R12. Como o valor de R16 já foi arbitrado, chega-se ao valor de R12 através da expressão:

$$R12 = R16 \cdot H = 15 \cdot 10^3 \cdot 1,93 = 29,0 \text{ k}\Omega \quad (4-73)$$

Para este tipo de compensador, coloca-se o zero na frequência do pólo duplo do conversor, então:

$$\omega_{zci} = \omega_n = 6047 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (4-74)$$

E o capacitor C15 é então calculado:

$$C15 = \frac{1}{R12 \cdot \omega_{zci}} = \frac{1}{29,0 \cdot 10^3 \cdot 6047} = 5,7 \text{ nF} \quad (4-75)$$

O segundo pólo é colocado para a filtragem do ruído de alta frequência. Define-se então a frequência do segundo pólo como sendo  $\omega_{2pci} = 10 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c = 155000 \text{ rad/s}$ . O capacitor C13 pode então ser definido:

$$C13 = \frac{C15}{\omega_{2pci} \cdot C15 \cdot R12 - 1} = \frac{5,7 \cdot 10^{-9}}{155000 \cdot 5,7 \cdot 10^{-9} \cdot 29,0 \cdot 10^3 - 1} = 231,6 pF \quad (4-76)$$

A partir dos valores calculados é que define-se o compensador de corrente.

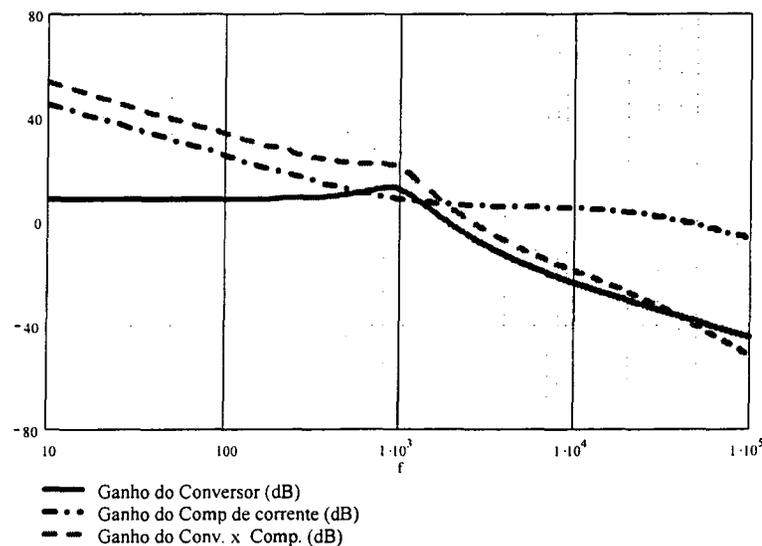
$$R16 = 15 k\Omega$$

$$R12 = 27 k\Omega$$

$$C13 = 270 pF$$

$$C15 = 8,2 nF$$

A Fig. 4.5 define a função de transferência de ganho de malha aberta do conversor modelado segundo os valores definidos acima. Também na mesma figura tem-se as curvas de ganho do compensador de corrente e do subsistema conversor-compensador de corrente.



**Fig. 4.5 – Ganho de malha aberta – Subsistema de compensação de corrente.**

Na Fig. 4.6 está o gráfico de fase, na mesma seqüência das curvas do gráfico dos ganhos.

O ganho sobre o resistor *shunt*, que indica a medida da corrente do conversor, foi utilizado da mesma forma que no conversor *buck*. O esquema é mostrado na Fig. 4.7.

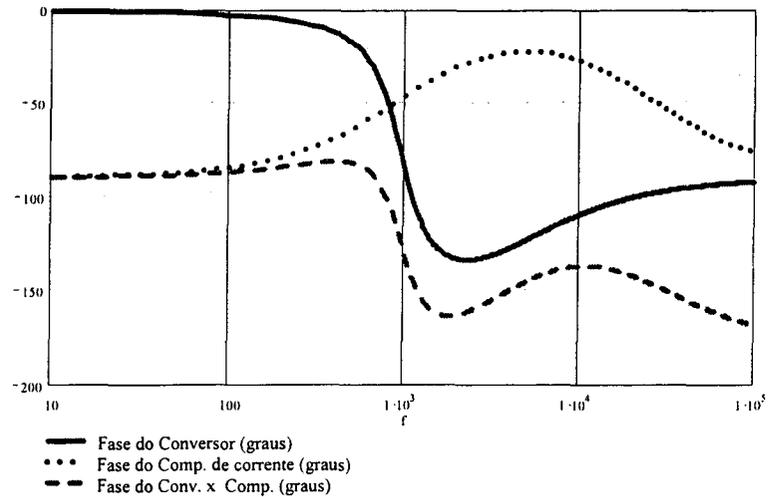


Fig. 4.6 – Fase do subsistema de compensação de corrente.

Para um valor  $V_{shunt} = 0,5V$ , sendo a corrente de saída  $I_{o\_Max} \cong 1A$ , tem-se um valor de  $R_{shunt} = R5 = 500m\Omega$ .

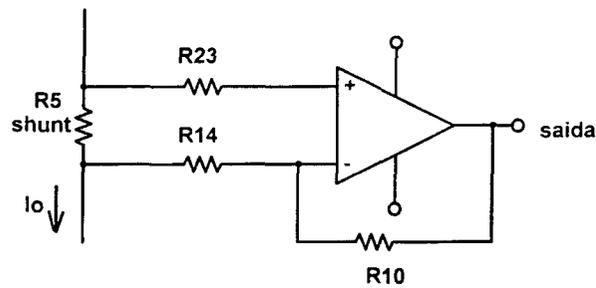


Fig. 4.7 – Amplificador diferencial para controle da corrente.

Os resistores R10 e R14 definem o ganho do *shunt*, e, juntamente com R23 formam o amplificador diferencial.

$$R_{sh} = 0,5\Omega$$

$$R14 = 1k\Omega$$

$$R10 = 10k\Omega$$

$$R23 = 1k\Omega$$

#### 4.15.3 Controle de corrente da bateria.

A malha de controle tem a função de limitar a corrente do banco de baterias em 300mA. O resistor  $R_{shunt}$  é o mesmo utilizado no conversor *buck*,  $R_{shunt} = 1\Omega$ .

O circuito do amplificador diferencial e os valores das resistências é mostrado na Fig. 4.8.

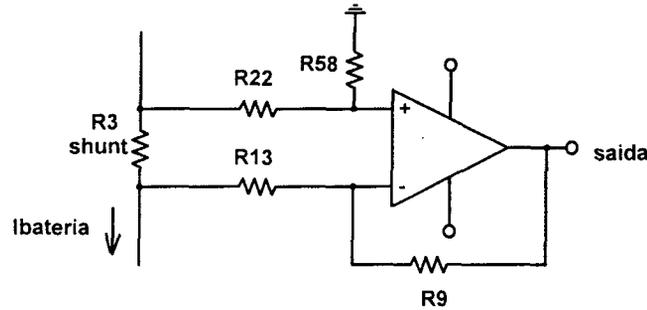


Fig. 4.8 – Amplificador diferencial para controle da corrente do banco de baterias.

Os resistores R9 e R13 definem o ganho do *shunt*, e, juntamente com R22 e R58 formam o amplificador diferencial.

$$R_{sh} = 1\Omega$$

$$R13 = 1,5k\Omega$$

$$R9 = 27k\Omega$$

$$R58 = 27k\Omega$$

$$R22 = 1,5k\Omega$$

A função de transferência usada para o projeto deste compensador foi adaptada também de forma a incluir agora o ganho do amplificador utilizado. A função fica então:

$$G = \frac{I_o}{V_c} = \frac{1}{R_o} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right) \cdot s^2 + \left(C_o \cdot R_{se} + \frac{L_o}{R_o}\right) \cdot s + 1} \cdot R_{sh} \cdot K_b \quad (4-77)$$

O ganho  $K_b$  é definido pelo ganho do amplificador acima.

$$K_b = 1 + \frac{R9}{R13} = 1 + \frac{27000}{1600} = 17,87 \quad (4-78)$$

O diagrama esquemático do compensador de corrente é apresentado na Fig. 4.9.

A equação que define a função de transferência desse compensador é:

$$G_{cib}(s) = \frac{1}{R15} \cdot \frac{R11 \cdot C14 \cdot s + 1}{C12 \cdot C14 \cdot R11 \cdot s^2 + (C12 + C14) \cdot s} \quad (4-79)$$

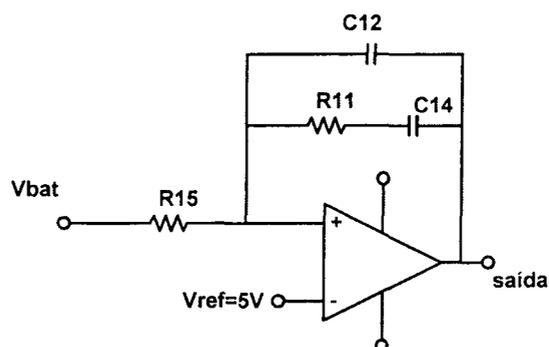


Fig. 4.9 – Compensador de corrente do banco de baterias.

Então, definindo-se arbitrariamente  $R15$  como  $R15 = 22k\Omega$ , e alocando-se a frequência de cruzamento na mesma frequência do controlador de tensão, tem-se:

$$R15 = 22k\Omega$$

$$R11 = 15k\Omega$$

$$C12 = 330pF$$

$$C14 = 27nF$$

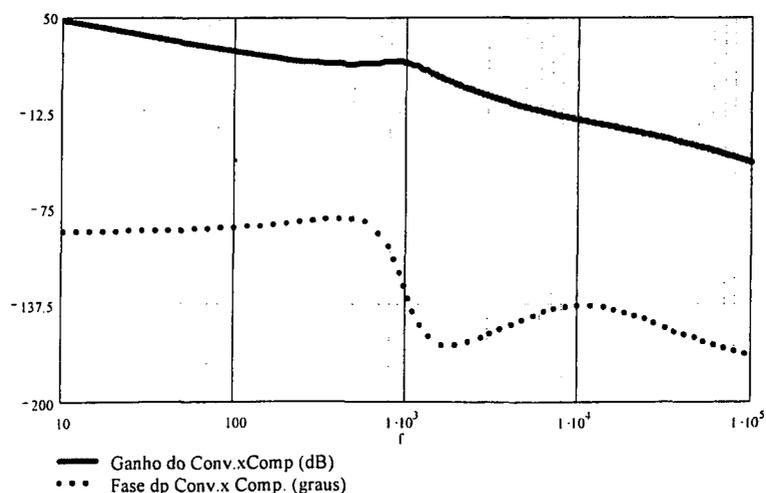


Fig. 4.10 – Ganho e Fase do subsistema do compensador de corrente das baterias.

A Fig. 4.10 mostra ganho e fase da função de transferência do sistema conversor-compensador de corrente das baterias.

#### 4.16 Cálculo do circuito de comando do MOSFET.

Para o circuito de comando do MOSFET utilizou-se o isolamento através de um transformador de pulso. Foi utilizada apenas uma das saídas do circuito integrado UC3525, já que a limitação da razão cíclica se dá em  $D = 0,5$ . Como já foi citado anteriormente, para se manter a frequência de operação em 40kHz, o valor da capacitância de oscilação foi dividido pela metade.

O circuito utilizado para o comando do MOSFET é mostrado na Fig. 4.11.

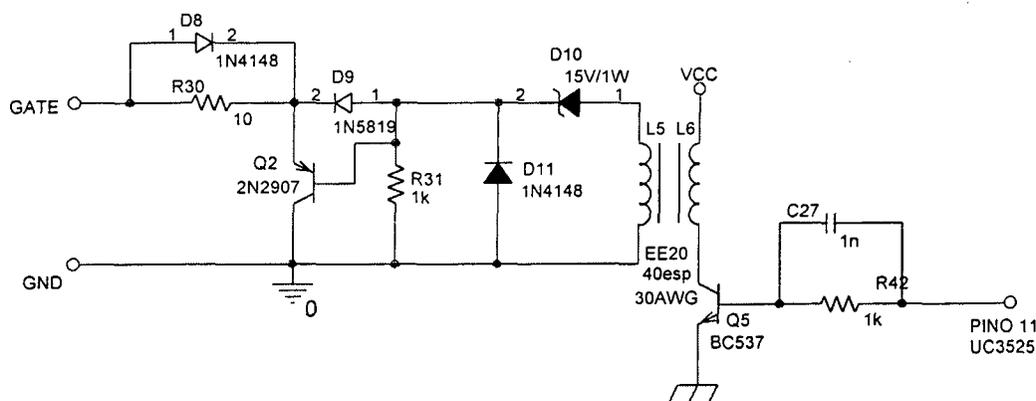


Fig. 4.11 – Circuito de comando do MOSFET.

O resistor R42 é calculado de forma a colocar o transistor Q5 em condução. O capacitor C27 é utilizado para forçar uma entrada em condução e bloqueio mais rápida do transistor Q5. Os componentes são então definidos:

$$R42 = 1k\Omega$$

$$C27 = 1nF$$

$$Q5 = BC537$$

Para o cálculo do transformador de pulso segue-se a metodologia utilizada em [4].

Seja  $R_g = 10\Omega$ .

$$I_{g\_pico} = \frac{V_{g\_on} - V_{g\_off}}{R_g} = \frac{15}{10} = 1,5A \quad (4-80)$$

$$i_{ef} \cong I_{g\_pico} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 1,5 \cdot \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 0,61A \quad (4-81)$$

$$AeAw \cong \frac{V_{cc} \cdot D_{max} \cdot i_{ef} \cdot 10^4}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B \cdot f_s} = \frac{15 \cdot 0,5 \cdot 0,61 \cdot 10^4}{0,5 \cdot 0,4 \cdot 450 \cdot 37 \cdot 10^3} = 0,069cm^4 \quad (4-82)$$

$$N_p = N_s \cong \frac{D_{max} \cdot V_{cc} \cdot 10^4}{Ae \cdot \Delta B \cdot f_s} = \frac{0,5 \cdot 15 \cdot 10^4}{0,312 \cdot 0,2 \cdot 37 \cdot 10^3} = 32,5espiras \quad (4-83)$$

$$S_f \cong \frac{i_{ef}}{J} = \frac{0,61}{450} = 1,361 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad (4-84)$$

O número de espiras adotado foi de 40 espiras, sendo o condutor utilizado de bitola 30 AWG. Foi escolhido para o transformador de pulso o núcleo EE20, da Thornton.

Os demais componentes fazem parte do circuito de comando e seguem as instruções de [4].

#### 4.17 Fontes Auxiliares.

O isolamento também é fator fundamental na colocação das fontes auxiliares. Para tal tornava-se então necessário o projeto de uma fonte auxiliar isolada do tipo *flyback*. Para o estudo em questão observou-se que o sistema ao qual o conversor *forward* seria adaptado já possuía uma fonte regulada do tipo *flyback*.

O que se fez então foi adicionar um enrolamento a esta fonte regulada, garantindo assim uma entrada de  $V_{cc} = 15V_{dc}$ . Com esta entrada alimentavam-se os circuitos integrados que necessitavam deste valor de tensão.

Para a polarização dos circuitos com entrada  $V_{cc} = 5V_{dc}$  colocou-se um regulador do tipo LM7805 alimentado também pela fonte de  $15V_{dc}$ . O esquema da fonte auxiliar de  $5V_{dc}$  é mostrado na Fig. 4.12.

Os valores das capacitância na entrada e saída do circuito integrado regulador seguem as orientações já descritas no capítulo anterior.

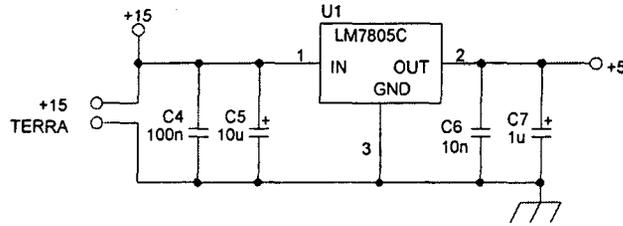


Fig. 4.12 – Fonte auxiliar de  $5V_{dc}$

## 4.18 Resultados de simulação.

A simulação de cada compensador foi executada separadamente, uma vez que os mesmos atuam através de uma lógica do tipo "ou". Os desenhos dos circuitos esquemáticos utilizados na simulação são mostrados na Fig. 4.13, Fig. 4.14, Fig. 4.15, Fig. 4.16 e Fig. 4.17.

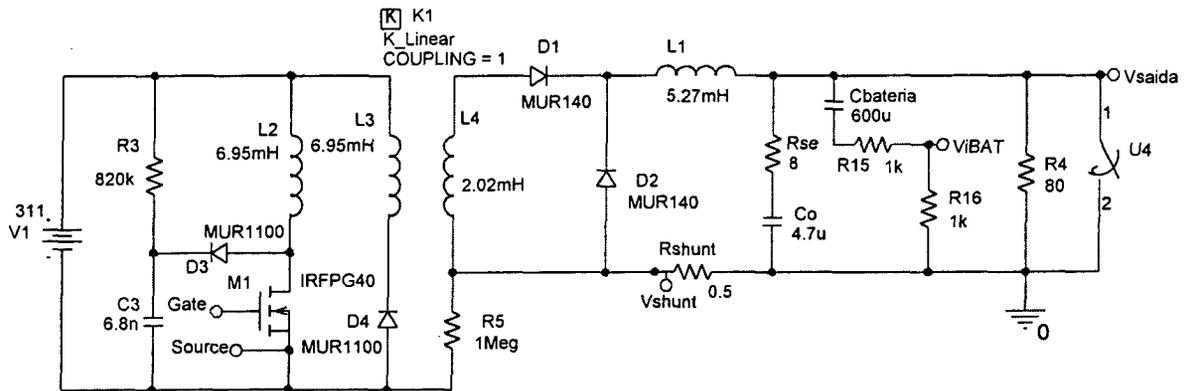


Fig. 4.13 – Circuito de potência utilizado na simulação.

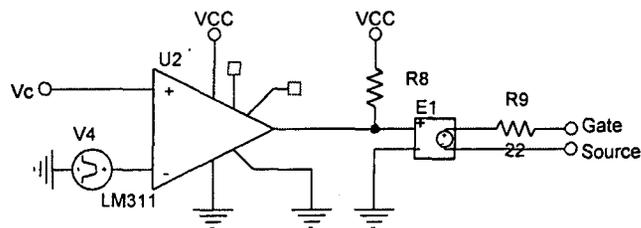
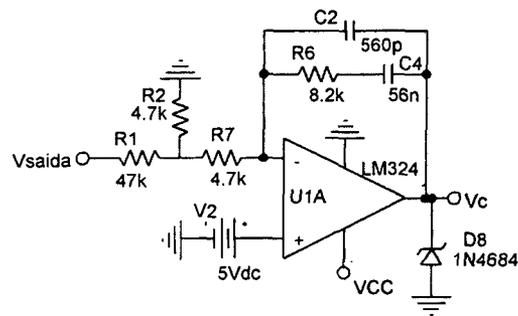
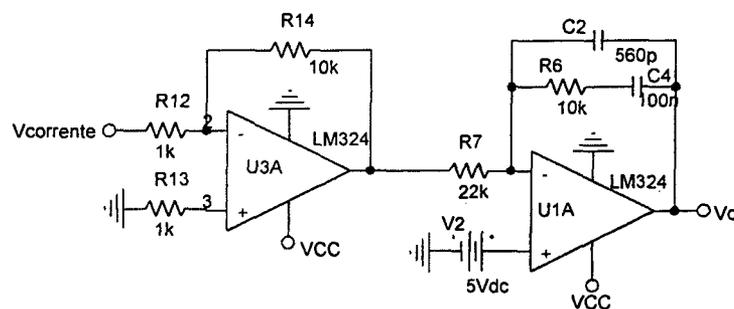


Fig. 4.14 – Circuito utilizado para a implementação da modulação por largura de pulso.

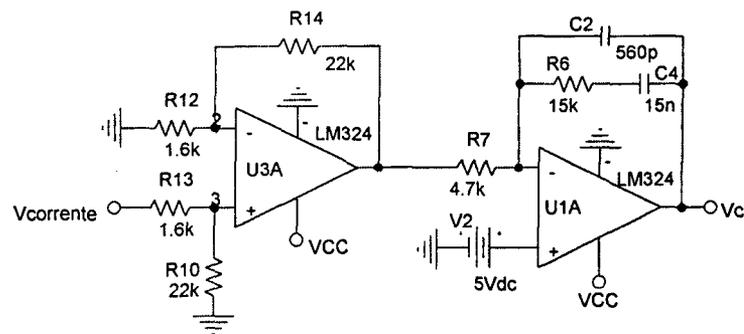
O diodo zener colocado no pino de tensão de controle  $V_c$  foi necessário para limitar a razão cíclica em 0,5. Esta limitação acontece naturalmente no circuito integrado UC3525.



**Fig. 4.15 – Circuito de controle de tensão.**



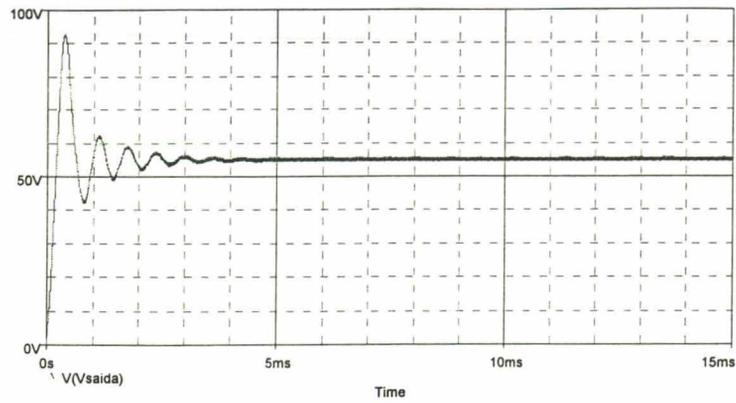
**Fig. 4.16 – Circuito de controle da corrente do conversor.**



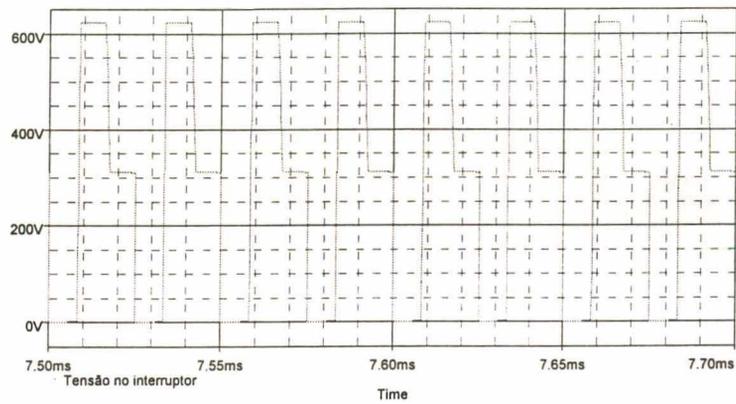
**Fig. 4.17 – Circuito de controle de corrente da bateria.**

Primeiramente foi verificado o comportamento da tensão de saída, com a atuação apenas do controlador de tensão. A Fig. 4.18 mostra a tensão de saída. Pode-se notar também a sobre-tensão causada pelas condições iniciais colocadas no indutor de saída.

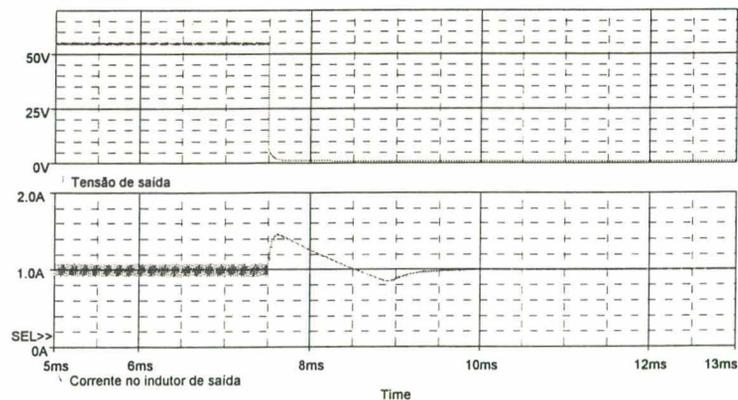
A Fig. 4.19 mostra a tensão sobre o interruptor. Pode-se notar a nível zero de tensão quando da condução do mesmo, o valor de aproximadamente 650V quando o interruptor abre, devido a desmagnetização do transformador, e a tensão aproximadamente igual a tensão de entrada quando a desmagnetização termina.



**Fig. 4.18 – Tensão de saída controlada apenas pelo compensador de tensão.**



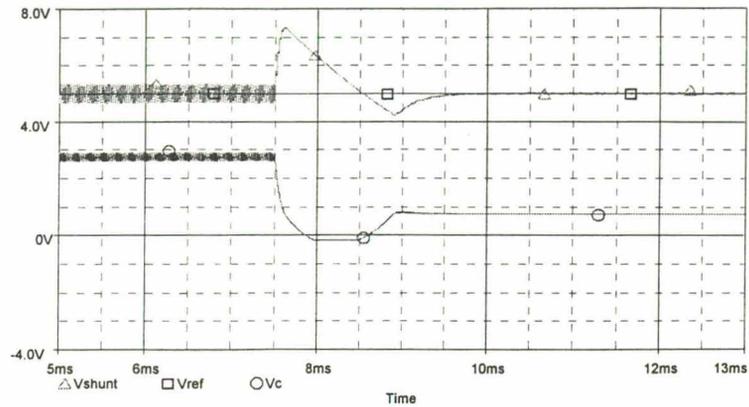
**Fig. 4.19 – Tensão sobre o interruptor.**



**Fig. 4.20 – Tensão de saída e corrente no conversor.**

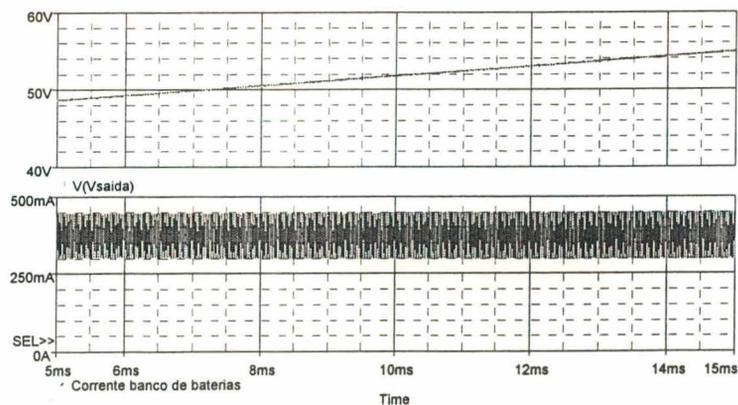
Numa segunda etapa verificou-se a atuação do controlador de corrente. A Fig. 4.20 mostra a tensão de saída inicialmente em seu valor nominal, e em seguida caindo a zero devido a um curto circuito dado na carga. A corrente de saída também é mostrada e verifica-se que mantém o seu valor nominal.

As entradas do controlador de corrente também são mostradas na Fig. 4.21, onde também verifica-se a dinâmica de saída do mesmo.



*Fig. 4.21 – Entradas do compensador de corrente e saída do mesmo.*

A malha de controle da corrente no banco de baterias também foi verificada. A Fig. 4.22 mostra a tensão crescendo nos capacitor que emula o comportamento do banco de baterias ( $C = 600\mu\text{F}$ ) enquanto a corrente no mesmo é limitada em 300mA.



*Fig. 4.22 – Tensão nos terminais do banco de baterias e corrente máxima no mesmo.*

#### 4.19 Diagrama esquemático.

O circuito foi implementado então de acordo com o diagrama esquemático mostrado na Fig. 4.23.

### 4.20 Lista de componentes.

A Tabela 4.1 apresenta todos os componentes eletrônicos utilizados na montagem em bancada do protótipo. Componentes mecânicos como solda, parafusos, placas de baquelite não foram listados.

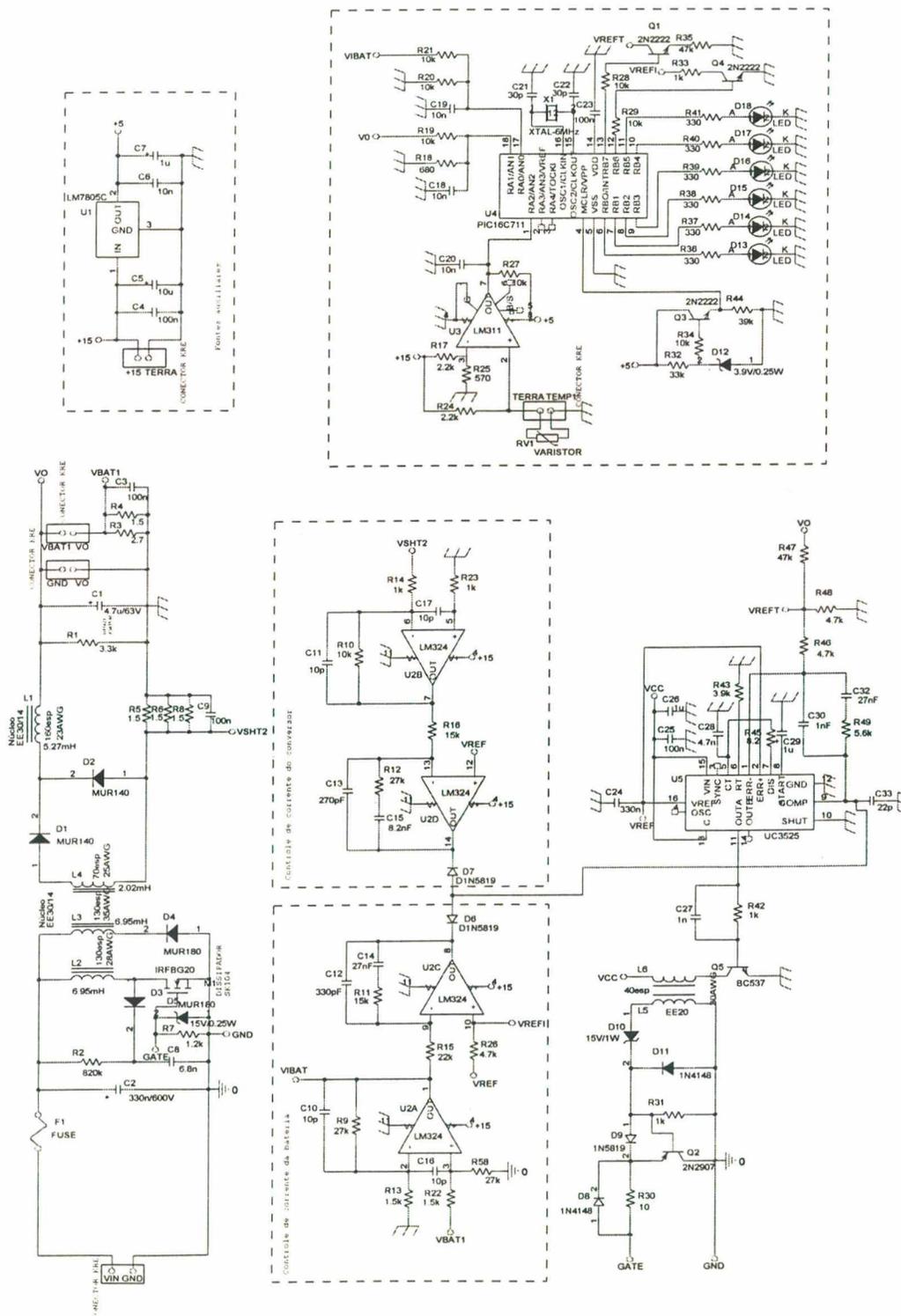


Fig. 4.23 – Diagrama completo do circuito implementado.

Tabela 4.1 – Listagem dos componentes utilizados na montagem.

Parte do circuito	Quantidade	Referência	Descrição	Tipo	Valor
Estágio de potência	1	T1 (L2, L3, L4)	Transformador <i>forward</i>	Núcleo de Ferrite EE30/14 IP6 - Thornton	$n_1 = 130\text{esp}$ $F_{io} = 28\text{AWG}$ $n_2 = 130\text{esp}$ $F_{io} = 35\text{AWG}$ $n_3 = 70\text{esp}$ $F_{io} = 25\text{AWG}$
	1	F1	Fusível		3A
	2	D1, D2	Diodo	MUR140	
	2	D3, D4	Diodo	MUR180	
	1	D5	Diodo Zener		15V / 1/8W
	1	L1	Indutor	EE30/14, IP6	$n = 160\text{esp}$ $L = 5,27\text{mH}$ $F_{io} = 23\text{AWG}$
	1	C1	Capacitor	Eletrolítico	4,7 $\mu\text{F}$ / 63V
	1	C2	Capacitor	Cerâmico	330 nF / 600V
	1	C8	Capacitor	Polipropileno	6,8 nF
	2	C3, C9	Capacitor	Cerâmico	100nF
	1	R1	Resistor	1/8W	3,3k $\Omega$
	1	R2	Resistor	1/8W	822k $\Omega$
	1	R7	Resistor	1/8W	1,2 k $\Omega$
	1	R3	Resistor	1W	2,7 $\Omega$
	4	R4, R5, R6, R8	Resistor	1W	1,5 $\Omega$
	1	S1	MOSFET	IRFBG20	
Fontes Auxiliares	1	C4	Capacitor	Cerâmico	100 nF
	1	C5	Capacitor	Eletrolítico	10 $\mu\text{F}$
	1	C6	Capacitor	Cerâmico	10 nF
	1	C7	Capacitor	Eletrolítico	1 $\mu\text{F}$ /40V
	1	U5	Regulador de Tensão	LM7805	+5V
Polarização do UC3525 e compensador de tensão	1	R48	Resistor	1/8W	4,7k $\Omega$
	1	R47	Resistor	1/8W	47k $\Omega$
	1	R43	Resistor	1/8W	3,9k $\Omega$
	1	R45	Resistor	1/8W	8,2 $\Omega$
	1	C25	Capacitor	Cerâmico	100nF
	1	C28	Capacitor	Cerâmico	4,7nF
	1	C26, C29	Capacitor	Cerâmico	1 $\mu\text{F}$

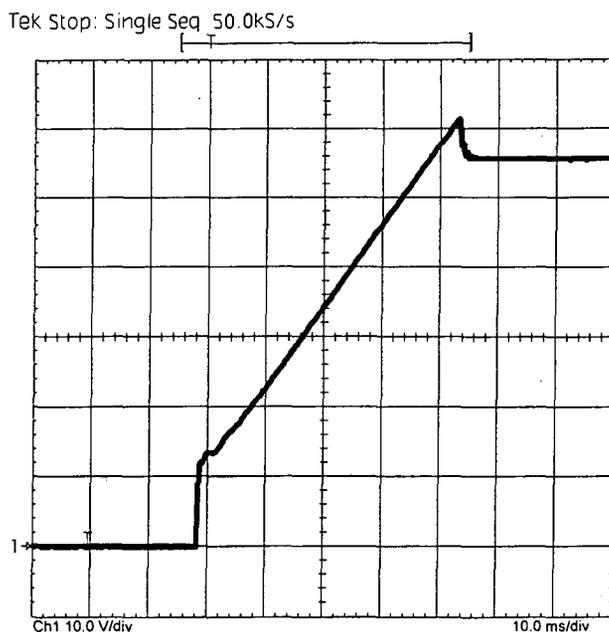
	1	C33	Capacitor	Cerâmico	22pF
	1	C24	Capacitor	Cerâmico	330nF
	1	R46	Resistor	1/8W	???
	1	R49	Resistor	1/8W	???
	1	C30	Capacitor	Cerâmico	???
	1	C32	Capacitor	Cerâmico	???
	1	U5	Circuito Int. PWM	UC3525	
Circuito de comando	1	R30	Resistor	1/8W	10 $\Omega$
	1	R31, R42	Resistor	1/8W	1k $\Omega$
	1	D11, D8	Diodo	1N4148	
	1	D10	Diodo Zener		15V / 1W
	1	D9	Diodo	1N5819	
	1	C27	Capacitor	Cerâmico	10nF
	1	Q2	Transistor Bipolar	2N2907	
	1	Q5	Transistor Bipolar	BC357	
	1	T2 (L5, L6)	Transformador de Pulso	Núcleo de ferrite – IP6	n <sub>1</sub> = 40esp Fio = 30AWG n <sub>2</sub> = 40esp Fio = 30AWG
Circuito de polarização do LM324 e compensadores de corrente do conversor e do banco de baterias	2	R9, R58	Resistor	1/8W	27k $\Omega$
	2	R13, R22	Resistor	1/8W	1,5k $\Omega$
	1	R10	Resistor	1/8W	10k $\Omega$
	1	R14, R23	Resistor	1/8W	1k $\Omega$
	1	R26	Resistor	1/8W	4,7k $\Omega$
	2	C10, C11	Capacitor	Cerâmico	10pF
	2	D6, D7	Diodo Shotky	1N5819	
	1	R11	Resistor	1/8W	???
	1	R15	Resistor	1/8W	???
	1	C12	Capacitor	Cerâmico	???
	1	C14	Capacitor	Cerâmico	???
	1	R12	Resistor	1/8W	???
	1	R16	Resistor	1/8W	???
	1	C13	Capacitor	Cerâmico	???
1	C15	Capacitor	Cerâmico	???	
	1	U2	Circuito Int. Amp Op	LM324	

Circuito de polarização do PIC16C711	1	R18	Resistor	1/8W	680Ω
	2	R17, R24	Resistor	1/8W	2,2kΩ
	7	R19, R20, R21, R27, R28, R29, R34	Resistor	1/8W	10kΩ
	1	R25	Resistor	1/8W	570Ω
	1	R35	Resistor	1/8W	47kΩ
	1	R32	Resistor	1/8W	33kΩ
	6	R36, R37, R38, R39, R40, R41	Resistor	1/8W	330Ω
	1	R33	Resistor	1/8W	1kΩ
	2	C21, C22	Capacitor	Cerâmico	30pF
	3	C18, C19, C20	Capacitor	Cerâmico	10nF
	1	C23	Capacitor	Cerâmico	100nF
	1	D12	Diodo Zener		3,9V / 1/8W
	6	D13, D14, D15, D16, D17, D18	LED		
	1	X1	Cristal		6MHz
	1	U3	Circuito Int Comparador	LM311	
	1	RV1	Resistor	PTC	
	2	Q1, Q3, Q4	Trans Bipolar	2N2222	
1	U4	Microprocess.	PIC16C711		

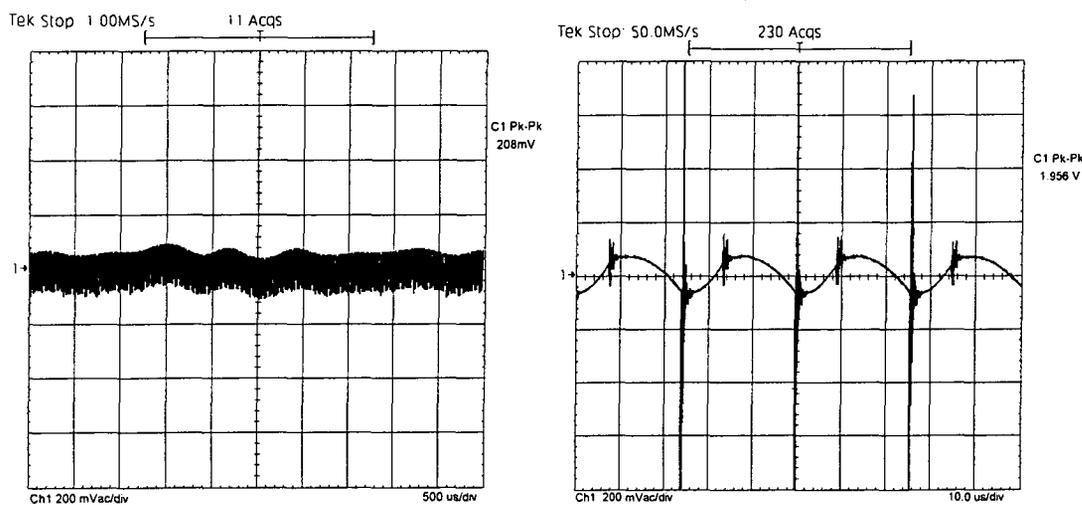
#### 4.21 Resultados práticos.

Da mesma forma que no capítulo anterior, efetuou-se na bancada o levantamento das principais formas de onda e curvas que comprovassem o bom funcionamento do conversor *forward*. A Fig. 4.24 mostra o transitório da tensão de saída no momento em que o conversor é ligado e o capacitor de saída carregado.

As ondulações de tensão de alta e baixa frequência também são bem pequenas. Pode-se observar na Fig. 4.25 que as mesmas são menores do que as ondulações no conversor *buck*. Atenta-se aqui ao fato de que para a tensão de entrada utilizou-se um retificador trifásico com um capacitor elevado. Uma ondulação maior de tensão de entrada resultaria certamente em ondulações maiores na saída.



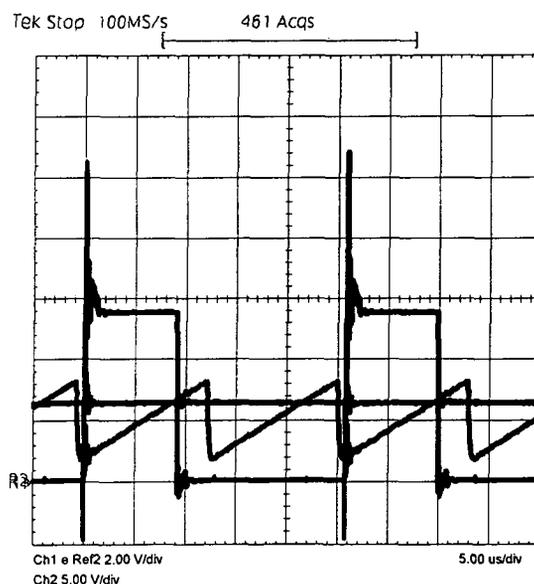
**Fig. 4.24 – Transitório de tensão na saída do conversor.**



**Fig. 4.25 – Ondulação da tensão de saída de (a) baixa e (b) alta frequência.**

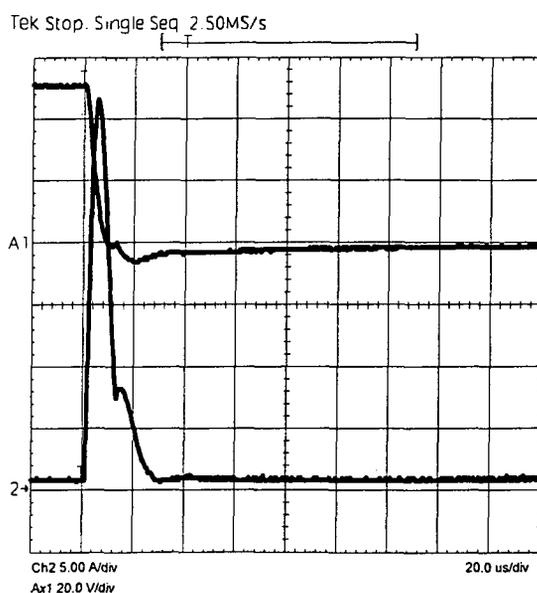
Na comparação da onda "dente de serra" pode-se verificar na Fig. 4.26 a utilização de uma única saída do integrado UC3525, com a frequência dos pulsos na metade da frequência do oscilador. A razão cíclica, desta forma, é limitada em 0,5.

O teste de curto circuito na carga também foi realizado para se verificar a atuação do controlador de corrente. A amostra da tensão de saída caindo a zero na ocasião do curto e a corrente crescendo na descarga do capacitor de saída e mantendo-se no valor máximo de aproximadamente  $1A$ .



**Fig. 4.26 – Comparação para e geração dos pulsos de gatilho.**

A garantia do fornecimento de energia para a carga através do banco de baterias é mostrada na Fig. 4.28. Tem-se nesta forma de onda a tensão de saída caindo de  $55V$  para aproximadamente  $45-48V$ , enquanto a corrente no banco de baterias inverte o sentido e passa a ser fornecida pelo mesmo. Isto ocorre no momento em que o fornecimento de energia pela rede principal é interrompido. No momento em que há o retorno do fornecimento de energia, a tensão nos terminais da carga aumenta e a corrente no banco de baterias deixa de ser fornecida (corrente negativa) e as baterias passam a ser carregadas (corrente positiva).



**Fig. 4.27 – Atuação do controlador de corrente na ocorrência do curto circuito na carga.**

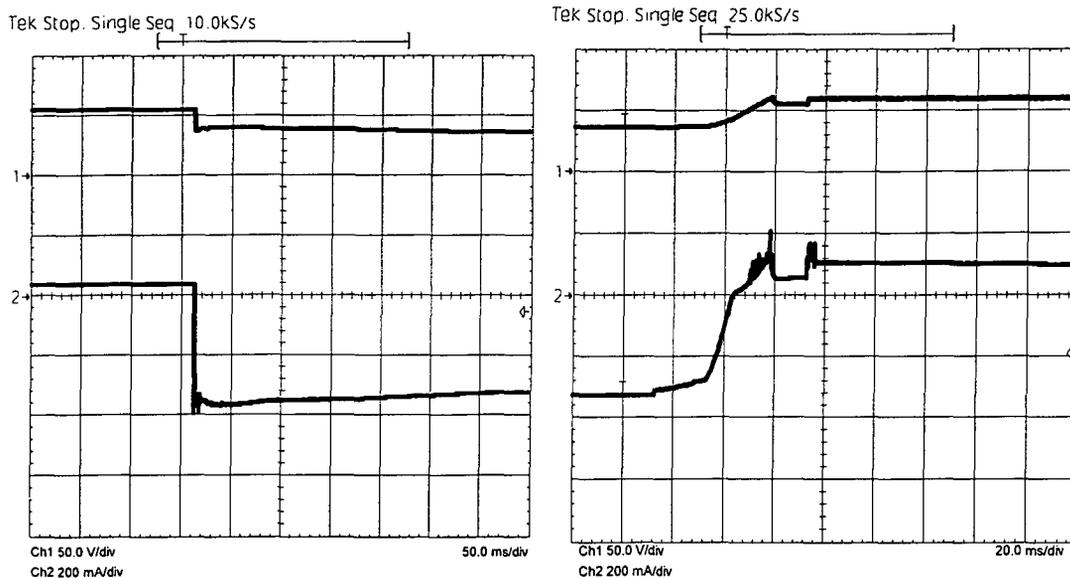


Fig. 4.28 – Comportamento da tensão de saída e da corrente no banco de baterias quando há (a) a falta da rede e (b) o retorno da mesma.

Para ilustrar os resultados práticos, levantou-se as medidas de rendimento, utilizando-se os aparelhos digitais da *Iokogawa*. A Tabela 3-1 mostra os valores obtidos.

Tabela 4-1 – Medidas de rendimento obtidas na bancada.

	carga	entrada		saída		rendimento
FORWARD	30W	conversor (V), (mA) e (W)	V = 315,9	tensão (V)	V = 55,55	$\eta = 85,23\%$
			I = 193,7			
			W = 34,5			
		Comando (V), (mA) e (W)	V = 15,30	corrente (mA)	I = 546,8	
			I = 76,2			
			W = 1,131			
	potência (W)	W = 35,63	potência (W)	W = 30,37		
	50W	Conversor (V), (mA) e (W)	V = 314,8	tensão (V)	V = 55,48	$\eta = 87,03\%$
			I = 317,7			
			W = 57			
comando (V), (mA) e (W)		V = 15,30	corrente (mA)	I = 912		
		I = 77,9				
		W = 1,154				
potência (W)	W = 58,15	potência (W)	W = 50,61			

## 4.22 Conclusão.

O conversor *forward* implementado se mostrou muito eficiente quanto ao desempenho dos controladores de tensão e de corrente.

A sua vantagem em relação ao conversor *buck* sem dúvida é a diminuição no volume, que cai bruscamente com a transformação da tensão em alta frequência.

O uso de interruptores e diodos com tensão reversa elevada pode representar um aumento nos custos dos semicondutores, mas que também é compensado pela eliminação dos transformadores de baixa frequência.

A utilização de uma fonte externa de 15V também ajudou na diminuição do volume.

A alimentação do conversor com uma tensão já retificada elimina agora a independência do mesmo. O conversor *forward* passa a fazer parte do sistema principal ao qual o mesmo será ligado.

Pode-se dizer que a solução *forward* também é muito atrativa, uma vez que o banco de baterias conectado na saída garante a confiabilidade na não interrupção do fornecimento de energia. Ainda, o mesmo conversor pode ser utilizado no caso de regeneração de energia do sistema ao qual será acoplado, podendo neste caso até pensar-se em eliminar o banco de baterias da saída do mesmo.

## CAPÍTULO 5

### ASPECTOS DE CONTROLE E SUPERVISÃO E USO DO MICROCONTROLADOR.

#### 5.2 Introdução.

Neste capítulo é feita uma apresentação do microcontrolador utilizado para o gerenciamento das etapas de controle de carga do banco de baterias. A escolha do tipo do microcontrolador é justificada e é apresentada uma discussão sobre a importância deste tipo de monitoramento.

A seguir é apresentado a forma de como o monitoramento foi implementado, apresentando o algoritmo utilizado. Este algoritmo é mostrado passo a passo, com a descrição de cada etapa de controle e tomada de decisão do programa. Um fluxograma do mesmo também é apresentado para uma melhor visualização dessas etapas e do programa como um todo.

Os circuitos utilizados na adaptação dos sinais de saída do processador para as mudanças de referência de tensão e corrente são calculados e os valores dos componentes definidos.

No final, algumas aquisições feitas na bancada mostrando as situações em que o processador atua e uma conclusão abrangendo todo o capítulo é apresentada.

#### 5.3 O microcontrolador PIC.

O microcontroladores do tipo PIC (*Peripheral Interface Controller*) se destacam dos demais controladores pelas suas características de arquitetura, técnicas de paralelismo, tamanho padrão das palavras de instrução e conjunto de instrução reduzido (tecnologia RISC). Também o baixo custo, a simplicidade e a disponibilidade das ferramentas e informações de apoio de desenvolvimento são outros motivos que fazem a família PIC popular.

O PIC16C711 foi escolhido principalmente por possuir entradas analógicas, que permitem a leitura das variáveis a serem monitoradas. Também possui 8 pinos de entrada ou saída digital, importantes para as sinalizações.

Algumas das principais características do PIC16C711 são listadas a seguir:

- frequência de operação de até 20MHz;

- memória de programa de 2k x 14 e memória de dados de 128 x 8 bytes;
- endereçamento direto, indireto e relativo;
- modo *sleep* de operação em baixo consumo;
- tensão de operação de 2,5 a 6,0V;
- reinicialização no caso de transitórios de tensão (*brown out reset*);
- conversor analógico-digital de 8 bits;
- 13 pinos de entrada ou saída com controle individual;
- baixo consumo (<2mA a 5V, 4MHz);
- corrente de dreno ou fornecimento elevada (25/25mA);
- opções para a escolha do tipo de oscilador.

As entradas analógicas são necessárias para poder monitorar os sinais de tensão e corrente sobre o banco de baterias. Este tipo de monitoramento é de muita importância quando trabalha-se com baterias em geral, e principalmente no caso de baterias de chumbo-ácido.

As baterias de chumbo-ácido apresentam como principal característica o fato de que a tensão sobre seus terminais varia conforme o estado de carga da mesma. Esse comportamento nem sempre é linear, e pode variar muito conforme a temperatura, ainda mais quando várias bateria são colocadas em série, formando um banco de baterias.

**Tabela 5.1 - Tensão nos terminais em função da carga das baterias.**

Porcentagem de Descarga	Tensão sobre os terminais (V)
1%	12,91
10%	12,8
20%	12,66
30%	12,52
40%	12,38
50%	12,22
60%	12,06
70%	11,90
80%	11,70
90%	11,42
100%	10,50

Porém uma aproximação útil é mostrada na Tabela 5.1, onde na primeira coluna tem-se a porcentagem de descarga, e na segunda a tensão sobre os terminais de uma bateria de 12V.

Face a importância da informação da tensão sobre os terminais do banco de baterias, uma das variáveis monitoradas pelo microprocessador será justamente essa tensão.

Pode-se observar pela tabela que quando as baterias estiverem muito descarregadas, sua tensão cai muito. Utilizando-se os valores dados pela tabela, vê-se que num banco de baterias com tensão nominal de 48V, ter-se-á quando sem carga, uma tensão total de cerca de 40V. Testes em bancada mostram que esta tensão pode ser ainda mais baixa.

No caso da carga então, tem-se que controlar a corrente a ser entregue ao banco, uma vez que o fabricante de baterias recomenda uma corrente de carga máxima (no caso das baterias utilizadas essa corrente é de 300mA). Esse controle já é feito por uma malha de corrente funcionando em paralelo com as outras malhas.

A informação dessa corrente será útil também para o algoritmo de carga implementado no microprocessador e será a outra variável monitorada pelo mesmo.

Também a temperatura tem influência no estado de carga das baterias. Temperaturas muito baixas podem fazer com que a carga total disponível diminua um pouco. Temperaturas mais altas, aumentam a disponibilidades de carga. Porém a partir de um certo valor, a elevação da temperatura leva a liberação de gases oriundos das reações químicas que ocorrem no chumbo-ácido, comprometendo a vida útil, podendo levar a vazamentos ou mesmo explosões.

Portanto, o uso do microprocessador se justifica pelas seguintes razões:

- quando colocadas em série, é preciso que a tensão de carga (ou carga rápida) seja um pouco mais elevada do que a tensão de flutuação, para que haja uma equalização das cargas em todas as baterias do banco.
- quando a tensão sobre os terminais das baterias é muito baixa, a corrente entregue às mesmas deve ser limitada a um quinto da corrente de carga, isso aumenta a longevidade das baterias.
- é interessante que a temperatura sobre o banco seja monitorada todo o tempo, informando ao usuário uma eventual sobrelevação da mesma.
- ao final da vida útil de uma bateria, a mesma leva muito tempo para que a tensão sobre os seus terminais atinja o valor de tensão nominal, muitas vezes nem

chegando no mesmo. Esta informação ao usuário, indicando que a banco não é mais confiável ou chegou ao final de sua vida útil também é muito importante.

O microprocessador utilizado possui treze portas que podem ser usadas como entrada ou saída. Este número elevado de portas permite a sinalização de um grande número de informações com relação aos diferentes estados de carga ou falha.

Ainda a presença de um conversor analógico digital permite saber com maior precisão os valores de tensão ou corrente lidos, e possibilitaria caso necessário, até mesmo a implementação de um controle digital sobre estas variáveis.

O programa utilizado por este modelo é também totalmente compatível com qualquer outro modelo da linha PIC, bastando que para isso se façam apenas as adaptações necessárias quanto ao uso de portas ou periféricos existentes. Esta compatibilidade facilita muito a troca deste modelo por outro mais barato, ou com mais ou menos portas.

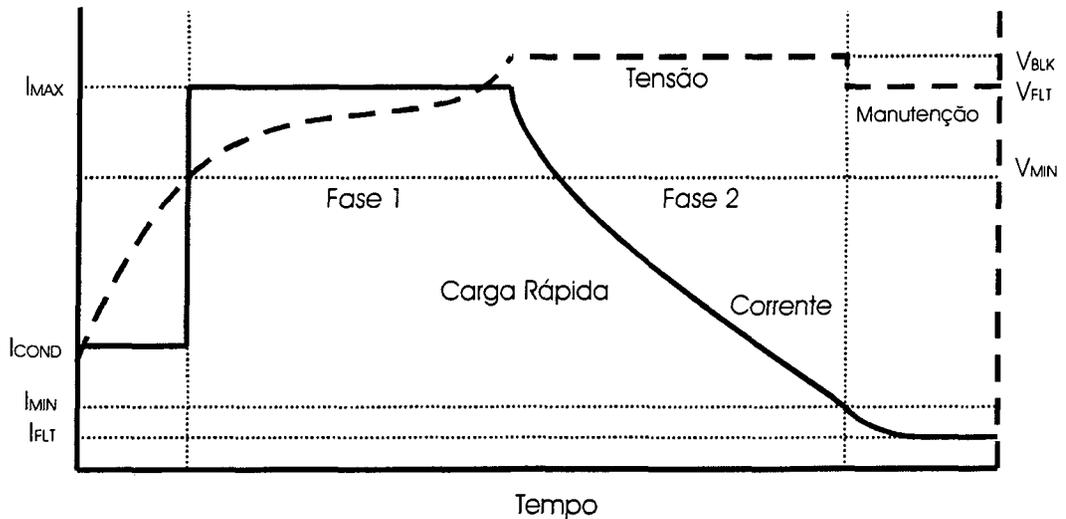
#### 5.4 Algoritmo implementado.

O algoritmo implementado no microcontrolador segue um modelo praticamente padrão dos algoritmos de carregadores de baterias encontrados na literatura.

Basicamente a metodologia utilizada é a seguinte:

- lê-se a tensão sobre os terminais do banco de baterias. Se esta tensão estiver abaixo de um valor chamado  $V_{\min}$ , indicando carga zero, ou muito baixa, a corrente entregue é limitada em um quinto da corrente de carga máxima.
- esta corrente fica limitada até que a tensão atinja então o valor  $V_{\min}$ . A partir deste valor de tensão a corrente passa a ser limitada no valor de corrente de carga máxima, e o valor de referência de tensão é colocado em alto, apontando para uma tensão de sobrecarga, ou tensão de equalização.
- a corrente então será mantida no valor máximo até que a tensão atinja o valor de equalização, onde a corrente começa a cair. Quando a corrente atingir o valor de  $I_{\min}$ , a referência de tensão é colocada em nível baixo, apontando agora para um controle da tensão de saída igual a uma tensão de flutuação.
- uma vez no estado de flutuação, as variáveis de saída do microcontrolador (referência de tensão e de corrente) só serão modificadas caso a tensão sobre as baterias caia abaixo de um valor determinado.

A Fig. 5.1 mostra um gráfico descrevendo o comportamento da tensão e da corrente no banco de baterias durante o processo de carga.



*Fig. 5.1 – Tensão e corrente de carga das baterias no tempo.*

A Fig. 5.2 mostra o fluxograma do algoritmo implementado.

Se a temperatura estiver normal o programa passa para o teste seguinte: Bateria Presente.

Como ilustrado na figura, o programa implementado no microcontrolador consta de várias etapas, ou blocos que serão descritos individualmente a seguir.

#### **5.4.1 Início.**

O bloco que chamamos aqui de início consta, na realidade de vários sub-blocos. Estes blocos menores fazem toda a parte de inicialização do programa. Esta inicialização consta primeiramente dos arquivos de definições que serão utilizados pelo compilador. Tem-se logo em seguida as diretivas que serão usadas para alteração de página de memória, necessária sempre que se deseja escrever em endereços com páginas de memórias diferente.

Ainda segue o bloco de definição das variáveis a serem utilizadas no programa. Essas variáveis constam na listagem do programa, bem como a descrição de cada uma.

Neste bloco de início tem-se também a definição das saídas do programa, o vetor de *reset* e o vetor de início da interrupção.

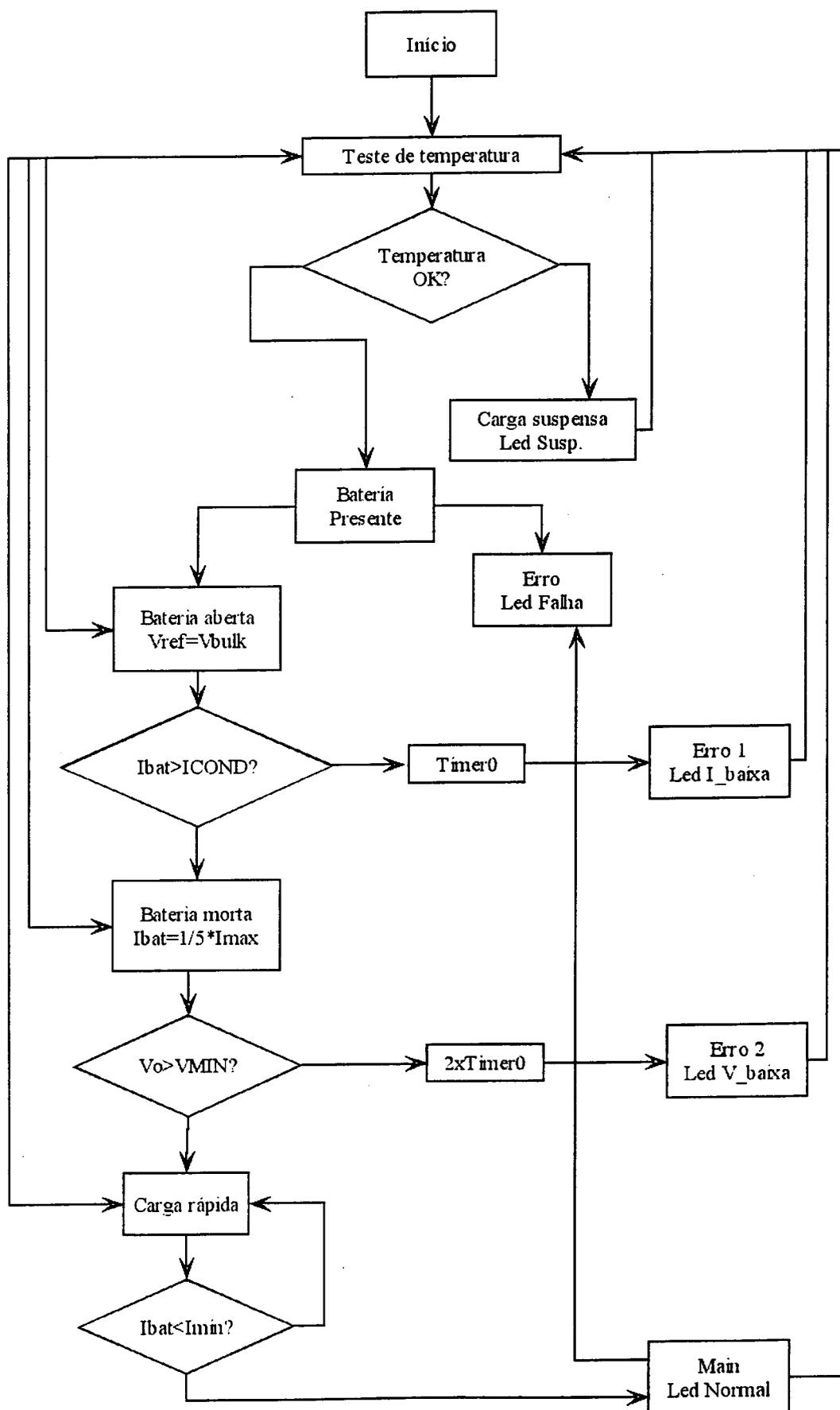


Fig. 5.2 – Diagrama de blocos do programa implementado no PIC.

Três rotinas são definidas a seguir no programa, que são as rotinas de leitura dos valores das variáveis de entrada utilizados pelo programa. Nessas rotinas constam as instruções de leitura, aquisição e conversão analógico-digital dessas variáveis. São elas: rotina *LE\_VCELL* (lê a tensão nos terminais do banco de baterias), rotina *LE\_ISNS* (lê a corrente no banco de baterias) e a rotina *LE\_TEMPERATURA* (lê o valor do pino de entrada da temperatura).

A rotina que testa a temperatura também é definida no bloco inicial. Esta rotina será usada em todas as etapas do programa. Também é definida a rotina que liga o contador *timer0* do PIC. Este é um contador interno que gera uma interrupção quando termina a contagem.

A seguir tem-se o início do programa propriamente dito. As entradas e saída das porta A e B são definidas, os registradores são zerados, as constantes são inicializadas e a rotina de teste de temperatura é chamada.

#### **5.4.2 Teste de Temperatura.**

No teste de temperatura o programa lê o valor de tensão na porta de entrada da variável de temperatura. Este valor é comparado com duas variáveis internas, *VTEMPMAX* e *VTEMPMIN*. Essas variáveis definem um valor mínimo e máximo dentro dos quais a temperatura é considerada normal.

Se o teste falhar, ou seja, se a temperatura estiver acima do valor máximo, ou abaixo do valor mínimo, o programa vai para o estado de Carga Suspensa.

#### **5.4.3 Bateria Presente.**

Neste teste o programa verifica se o banco de baterias se encontra conectado na saída do conversor. O teste lê a corrente do banco de baterias, se esta corrente for zero, ele acusa erro, indo para o bloco de Erro.

Se a corrente não for zero o programa vai ao próximo teste: Bateria Aberta.

#### **5.4.4 Bateria Aberta.**

Quando algum defeito interno, ou dano é causado nos terminais da bateria, não adianta aplicar tensão sobre ela que a corrente nunca chegará a um valor mínimo. Neste caso pode-se dizer que a bateria está danificada, ou aberta.

Então para que essa condição seja verificada, o valor de corrente é lido e comparado com um valor de corrente condicional mínimo, chamado no programa de *ICOND*. O bit que

coloca a referência de tensão em valor alto é acionado. Um tempo é aguardado para que a corrente entregue à bateria atinja o valor de ICOND. Caso este tempo chegue ao fim, o programa irá para o bloco de Erro\_1.

Se a corrente estiver acima do valor de ICOND, é porque o circuito interno das baterias não está aberto, e o próximo teste pode ser efetuado: Bateria Morta.

#### **5.4.5 Bateria Morta.**

No teste de bateria morta, o bit que muda a referência de corrente para um quinto da corrente máxima de carga é colocado em alto. Isto quer dizer que, no caso da bateria sofrer uma descarga muito profunda, a corrente de carga deve ser limitada em um valor abaixo da corrente de carga máxima.

Um tempo é esperado para que esta tensão atinja o valor mínimo (VMIN). Se este valor de tensão não for alcançado, é porque as baterias estão danificadas e não conseguem mais armazenar carga. Então o programa passará ao bloco de Erro\_2.

Se a tensão VMIN for alcançada, a programa passa à próxima etapa: carga rápida.

#### **5.4.6 Carga Rápida.**

Na rotina de carga rápida o pino que limita a corrente, I\_TESTE é colocado em nível baixo, liberando a corrente de carga para o valor máximo.

Esta corrente, do banco de baterias, é então monitorada a todo o instante até que atinja um valor onde considera-se as baterias carregadas. Este valor foi chamado no programa de IMIN. Quando a corrente atingiu este valor, as baterias estão carregadas e o programa passa a etapa de carga de flutuação.

Um pequeno tempo foi colocado nesta rotina para "atrasar" a leitura desta corrente. Isto deve-se ao fato de que, estando todas as outras condições normais, o programa chegava neste estado muito rápido, antes que o transitório de subida de corrente terminasse, e então esta etapa era "pulada" pelo programa. Com este tempo, a corrente será lida somente depois que o seu transitório termine.

#### **5.4.7 Flutuação.**

No estado de flutuação, o pino que coloca a referência de tensão em tensão alta é colocado em nível baixo. O valor de referência de tensão é agora o valor de tensão de flutuação. Aqui o programa fica verificando a temperatura e a corrente de carga. Se esta

corrente chegar a zero, o mesmo irá novamente para o estado de falha, indicando que o circuito de bateria foi aberto.

#### **5.4.8 Carga Suspensa.**

No estado chamado de carga suspensa, o programa fica apenas testando os valores de temperatura. O programa só sai deste estado caso a temperatura volte a estar dentro dos parâmetros máximos e mínimos. Um led indicando temperatura fora dos limites é acionado dentro desta rotina, e só apaga quando o programa sai da mesma.

#### **5.4.9 Estado de Erro.**

Neste estado o led indicando que a bateria foi removida será acionado. O programa ficará olhando a corrente no banco de baterias, e só sairá para o teste de temperatura caso a corrente no banco volte a ser maior do que zero.

#### **5.4.10 Estado de Erro\_1.**

Aqui o programa acusa "bateria morta" através de um led também, e só deixa este estado caso a corrente no banco ultrapasse o valor da corrente de condição de bom estado das baterias.

#### **5.4.11 Estado de Erro\_2.**

O led acusando "bateria morta" é aceso, e a tensão nos terminais fica sendo monitorada. Caso a tensão ultrapasse o valor de VMIN, o programa sai fora deste estado.

### **5.5 Circuito de polarização do microcontrolador PIC.**

O circuito de polarização do microcontrolador PIC é mostrado na Fig. 5.3.

A alimentação do PIC é feita através do pino 14 com uma tensão de 5 volts. Neste pino é colocado um capacitor de desacoplamento de ruído, bem como em todas as entradas analógicas. Os capacitores escolhidos para esse fim são listados a seguir:

$$C1 = C4 = C5 = C6 = 10nF$$

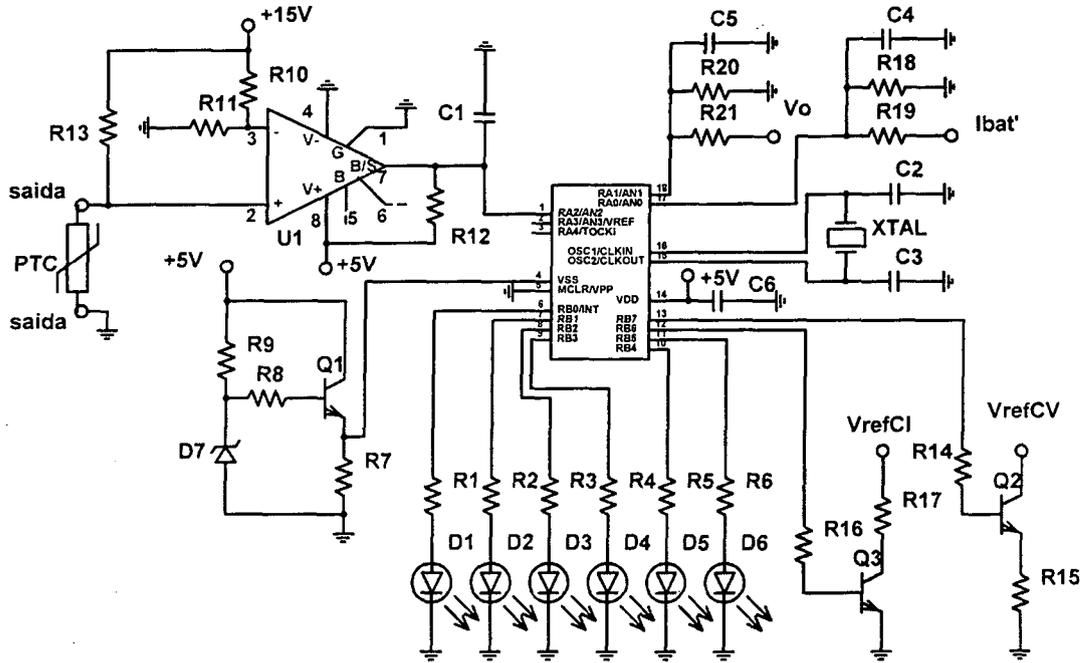


Fig. 5.3 – Esquema de polarização do PIC16C711.

O pino 4 possui uma entrada de *Brown out*, cuja finalidade é reinicializar o programa do microcontrolador quando a alimentação cai abaixo de um certo nível. Esse circuito é recomendado no manual do PIC, e os valores dos componente são tirados de lá.

$$R7 = 39k\Omega$$

$$R8 = 10k\Omega$$

$$R9 = 33k\Omega$$

$$Q1 = 2N2907$$

$$D7 = \text{Zener com } V_z = 3,9V$$

Nos pinos 15 e 16 é ligado o circuito oscilador. Este circuito pode ser construído com um oscilador RC, um oscilador do tipo cristal de baixas frequências ou altas frequências.

Para o circuito implementado utilizou-se um oscilador do tipo cristal, com frequência de 6MHz. A escolha desse tipo de oscilador deve-se unicamente a disponibilidade do mesmo no laboratório. Para um projeto a ser industrializado, a escolha do tipo de oscilador recairá certamente na questão do custo, uma vez que a precisão aqui não é necessária. Os capacitores ligados ao cristal também foram colocados seguindo orientações da folha de especificações do PIC.

$$XTAL = 6MHz$$

$$C2 = C3 = 30pF$$

O microcontrolador PIC possui duas portas de entrada/saída: uma denominada porta A, com cinco pinos (esta porta pode ser configurada internamente como analógica ou digital), e outra porta denominada porta B, com 8 pinos.

Para a entrada da temperatura, utilizou-se no pino 1 um comparador detectando o valor de tensão sobre um resistor do tipo PTC (*positive temperature coefficient*). Esta entrada detectava apenas se o valor de temperatura ultrapassava 60°C. O PTC escolhido apresenta uma resistência de 570Ω para uma tensão menor ou igual a 2,5V a 60°C. Portanto o resistor R13 foi escolhido da seguinte maneira:

$$R13 = \frac{V_{CC}}{2,5V} \cdot R_{PTC} - R_{PTC} = \frac{15}{2,5} \cdot 570 - 570 = 2850\Omega \quad (5-1)$$

Para que a tensão sobre o PTC não fosse maior que 2,5V, escolheu-se então um resistor um pouco abaixo do que o calculado. O resistores R10 e R11 foram escolhidos iguais aos valores de  $R_{PTC}$  e R13 para que a comparação de tensão pudesse ser feita de forma adequada.

Ainda o amplificador escolhido foi um amplificador do tipo comparador, com o resistor R12 fazendo parte do circuito de comparação. Então:

$$R10 = 2,7k\Omega$$

$$R11 = 560\Omega$$

$$R13 = 2,7k\Omega$$

$$R_{PTC} = MI35B59135 - Siemens$$

$$R12 = 10k\Omega$$

$$U1 = LM311$$

A entrada do pino 16 será usada como a entrada do valor da tensão. Para tal utiliza-se um divisor resistivo de forma que a tensão de saída não ultrapasse o valor máximo de 5V. O valor do resistor R21 foi então encolhido de forma que a corrente de entrada no microcontrolador fosse limitada. Também o valor dessa resistência vai ser usado para o

cálculo do tempo de aquisição do conversor analógico digital, como será mostrado posteriormente. O divisor resistivo utilizado foi feito com os seguintes valores:

$$R20 = 680\Omega$$

$$R21 = 10k\Omega$$

Também o mesmo tipo de divisor resistivo foi feito para a leitura da corrente do banco de baterias, agora através do pino 17. Porém neste caso a leitura da tensão era tomada na saída do estágio de amplificação dos resistores *shunt* do banco de baterias. A tensão nesse ponto é de aproximadamente 5V. Foi necessário então um divisor que abaixasse somente um pouco esta tensão, garantindo assim que a mesma não passasse de 5V na entrada no PIC. Então:

$$R18 = 10k\Omega$$

$$R19 = 10k\Omega$$

Das 8 portas de saída, duas portas foram utilizadas para mudanças das referências da tensão e da corrente. O pino 13, quando colocado em nível alto, fazia o transistor Q3 conduzir, colocando o resistor R15 em paralelo com o resistor que divide a tensão na entrada de referência do compensador de tensão. Com uma resistência em paralelo, a resistência total cai, a tensão total sobre esses resistores também cai. Como esses resistores estão na entrada inversora do comparador que faz a compensação, o compensador faz com que a tensão de saída aumente para equilibrar esta queda. A Fig. 5.4 ilustra este mecanismo.

Para uma tensão de saída  $V_o = 55,2V$  (para uma tensão de flutuação de 13,8V por bateria) tem-se um divisor resistivo de  $47k\Omega / 4,7k\Omega$ . Então para que se tenha uma tensão de sobre-carga igual a 60V (15V por bateria), a resistência que divide a tensão de ser calculada:

$$R_{cq} = \frac{V_{ref}}{V_o - V_{ref}} \cdot 47k\Omega = \frac{5}{60 - 5} \cdot 47 \cdot 10^3 = 4272\Omega \quad (5-2)$$

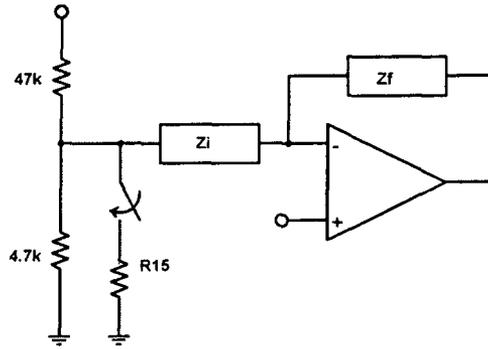


Fig. 5.4 – Circuito de mudança da referência de tensão.

E o cálculo do valor de R15 fica então:

$$R15 = \frac{4,7k\Omega \cdot R_{eq}}{4,7k\Omega - R_{eq}} = \frac{4700 \cdot 4272}{4700 - 4272} = 47k\Omega \quad (5-3)$$

O conjunto de componentes que define então a mudança na referência de tensão fica assim definido:

$$R14 = 10k\Omega$$

$$R15 = 47k\Omega$$

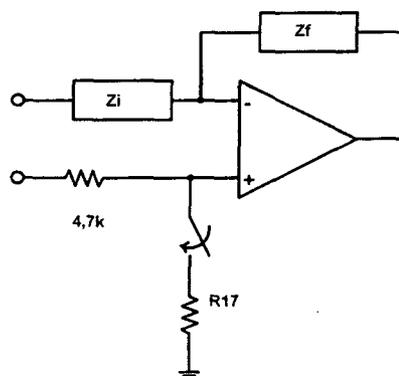
$$Q2 = 2N2222$$

Para a mudança da referência de corrente adotou-se a mesma filosofia, porém agora fazia-se a alteração na tensão de referência. Esta tensão é colocada na entrada não inversora do compensador de corrente, e uma diminuição no seu valor fazia com que o compensador diminuísse o sinal de comando, limitando a corrente a um quinto do valor máximo de carga.

Portanto, para que a corrente fosse limitada em um quinto, era necessário que a tensão de referência caísse a um quinto do seu valor de 5V. Então:

$$R17 = \frac{1}{5} \cdot 4,7k\Omega = 940\Omega \quad (5-4)$$

Na Fig. 5.5 pode-se ver como a mudança no valor de referência de corrente foi feita.



*Fig. 5.5 – Circuito de mudança da referência de corrente.*

O conjunto de componentes que define então a mudança na referência de corrente fica assim definido:

$$R16 = 10k\Omega$$

$$R17 = 1k\Omega$$

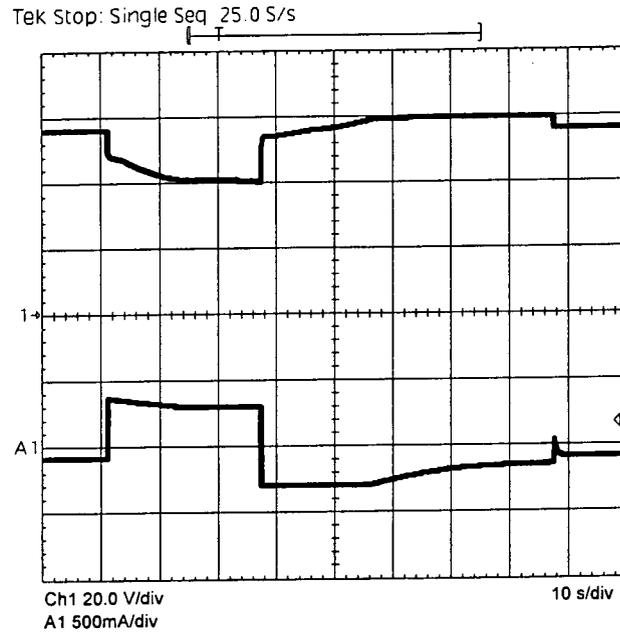
$$Q3 = 2N2222$$

## 5.6 Resultados práticos.

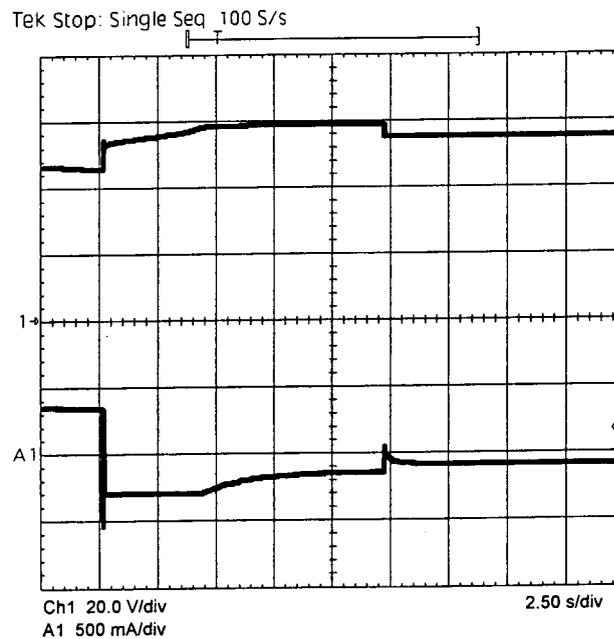
A fim de verificar a atuação do PIC na mudança das referências fez-se algumas aquisições que mostrassem pelo menos algumas dessas mudanças.

A Fig. 5.6 mostra a queda da alimentação da rede caracterizada pela queda de tensão nos terminais de saída do banco de baterias de 55V para 48 a 40V. A corrente muda de sentido no banco de baterias. Quando há o retorno da rede, a corrente no banco inverte novamente o sentido e é limitada pelo controle de corrente. A tensão sobe então no banco, quase que linearmente até atingir 60V e é mantida. Nota-se que agora a referência do controlador é feita de modo a se obter uma sobrecarga nas baterias. Essa referência é mantida até que a corrente caia a 120mA. Quando a corrente passa a ser menor do que 120mA a bateria é considerada carregada, e a referência de tensão passa a ser a tensão de flutuação de 55V.

A Fig. 5.7 também mostra a mesma seqüência, agora porém somente a partir do retorno da rede.



*Fig. 5.6 – Queda e retorno da rede, e atuação do PIC na mudança da referência.*



*Fig. 5.7 – Retorno da rede e atuação do PIC na mudança de referência.*

## 5.7 Conclusão.

A implementação e o funcionamento do gerenciamento através do PIC16C711 se mostrou eficiente e sem problemas. Toda a parte de eletrônica analógica que cerca a

polarização do mesmo é simples de implementar e possui uma elevada confiabilidade sempre que respeitados os limites de corrente do componente.

A verificação do programa é uma tarefa mais delicada e exige atenção e pleno conhecimento do programa que se está executando. A colocação de *leds* facilita bastante a identificação dos passos e das tomadas de decisão do mesmo. Mesmo assim, uma vez corrigido o programa roda sem problemas e as referências são alteradas conforme especificado.

O custo de implementação pode ser elevado se for levado em conta o projeto do software e caso necessário, a manutenção do mesmo.

O monitoramento microcontrolado pode ser uma grande vantagem quando agregado a sistemas maiores onde o gerenciamento das etapas de carga do banco de baterias é apenas uma parte do processo. Ainda neste caso, pode-se pensar em um controle PWM totalmente digital, se for possível trabalhar-se com uma frequência de comutação mais baixa e se a dinâmica das variáveis puderem ser lentas.

Também este tipo de monitoramento tem a vantagem de possibilitar a alteração dos valores das tensões, correntes e de temperatura a serem gerenciados sem dificuldades, alterando apenas as variáveis internas do programa.

## CONCLUSÃO GERAL

O trabalho apresentado consistiu na escolha e construção de um sistema de alimentação que garantisse energia de forma ininterrupta a uma carga baseado principalmente na confiabilidade.

Partindo-se então da premissa de que a confiabilidade de sistemas ininterruptos de energia aumenta consideravelmente com a colocação de banco de baterias em paralelo com a carga, apresentou-se primeiramente um estudo sobre os principais tipos de baterias existentes. Este estudo compreendeu a descrição dos tipos de baterias existentes procurando-se enumerar vantagens e desvantagens. Mostrou-se que a escolha de banco de baterias está ligada diretamente com a aplicação a que as mesmas se destinam.

A escolha também passa pelo opção de custo. Baterias de chumbo-ácido se mostram bem eficientes na tarefa de garantir energia para o sistema em questão. Ainda possuem a característica de ter tensão nos terminais aproximadamente proporcionais com o estado de carga, podendo-se dessa forma utilizar-se métodos de carga de acordo com a leitura da tensão nos terminais da mesma.

As baterias de níquel-cádmio substituem as baterias de chumbo-ácido com vantagem, segundo a literatura técnica e mesmo os manuais dados pelos fabricantes informam. A princípio são mais confiáveis e possuem durabilidade maior. Apresentam porém um custo mais elevado, sendo a amortização inicial do investimento vantajosa somente a longo prazo, quando comparado com o investimento em bateria de chumbo-ácido.

Também um estudo sobre os diferentes tipos de processos de carga foi apresentado, escolhendo-se assim o método de carga com duplo nível de tensão como o método mais adequado para a carga do banco de baterias.

Uma vez definidos o tipo de baterias a ser utilizado e o método de carga descreve-se o sistema no qual o conversor a ser projetado deve-se adequar. Na descrição do sistema apresenta-se de que forma deve-se atuar sobre a planta principal. As questões de isolação e metodologia de controle são abordadas. Opta-se pelo projeto de um conversor do tipo *buck* isolado em baixa freqüência, e por um conversor do tipo *forward*, ambos para serem montados e verificadas as vantagens e desvantagens.

Também é feita a opção pelo controle de tensão de saída como controle principal, e da colocação de mais duas malhas de corrente, uma para atuação na proteção de sobre-corrente do conversor, e outra na atuação da proteção de sobre-corrente do banco de baterias.

Da comparação dos dois tipos de conversores chega-se a descrição de vantagens e desvantagens para ambos. Sem dúvida o conversor *forward* apresenta um custo reduzido em relação ao conversor *buck*. A eletrônica de potência e controle praticamente são equivalentes. Nenhum custo detalhado, unidade por unidade foi estudado, mas o fato do conversor *buck* ser isolado em baixa frequência e apresentar três transformadores monofásicos, ou mesmo um transformador trifásico na entrada, eleva o seu custo em relação ao conversor *forward*.

O conversor *forward* é apresentado de forma a ser adicionado ao sistema principal, fazendo parte do mesmo, e permitindo dessa forma a regeneração de energia.

O conversor *buck* deve ser tratado como um sistema completamente independente ao sistema principal, funcionando mesmo como uma fonte ininterrupta com suas especificações de carga para o sistema ao qual será acoplado. Esta forma um pouco diferente de tratar as duas opções faz com que ambas tenham grande importância.

Ainda a opção *buck* se torna mais confiável por possuir correntes e tensão reversa menores no interruptor principal, e por ser um sistema totalmente independente.

Pode-se observar um rendimento maior na estrutura *forward*. O rendimento menor no conversor *buck* pode ser explicado em parte pelo uso dos transformadores de baixa frequência. Uma vez que para o *forward* a tensão de entrada já é considerada retificada, o rendimento do retificador não entrou no cálculo.

O *snubber* dissipativo utilizado no conversor *buck* também faz com que o rendimento caia bastante, ou seja, uma perda de aproximadamente  $3W$ , como calculado no capítulo 3, é significativa para o conversor que opera com carga de  $30W$  ou mesmo  $50W$ .

O último capítulo apresentou a metodologia utilizada para o controle de carga da bateria e gerenciamento das referências de tensão e corrente para este controle. Pôde-se verificar na bancada a eficiência da implementação deste tipo de controle. Os passos de carga foram efetivados sem problemas. Todos os limites de tensão e corrente eram respeitados e as mudanças de referência executadas com eficiência.

Ainda o fato de ter-se a possibilidade de se mudar os valores de tensão e corrente para serem comparados, bem como o valor de temperatura, significa um aumento na eficiência deste tipo de monitoração, que pode ser adotado com outros tipos de baterias que possuam diferentes limites de tensão e corrente de carga ou flutuação, ou diferente comportamento com a temperatura.

Também a precisão deste tipo de monitoração aumenta a durabilidade do banco de baterias e a confiabilidade, pode permitir um controle totalmente digital e possibilita o uso de sinais de comunicação com usuário do tipo sinais luminosos ou sinais sonoros.

Pode-se então dizer que o aumento no custo da implementação deste tipo de monitoração compensa quando se quer sistemas em que a confiabilidade e a informação ao usuário sejam de importância relevante.

# ANEXO ÚNICO

## Listagem do programa do microcontrolador PIC16C711.

```
*****
;*
;*          GERENCIADOR DE BANCO DE BATERIAS
;*          INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA
;*          AUTOR: Eng. KEFAS DAMAZIO COELHO
;*          VERSÃO: 1.11                DATA: 12/09/2000
*****

*****
;*
;*          ARQUIVOS DE DEFINIÇÕES
*****
list      p=16C711
include <p16c711.inc> ;ARQUIVO PADRÃO MICROCHIP PARA 16C711

*****
;*
;*          PAGINAÇÃO DE MEMÓRIA
*****
;DEFINIÇÃO DE COMANDO DE USUÁRIO PARA ALTERAÇÃO DA PÁGINA DE MEMÓRIA
#DEFINE   BANK0 BCF STATUS,RP0 ;SETA BANK 0 DE MEMÓRIA
#DEFINE   BANK1 BSF STATUS,RP0 ;SETA BANK 1 DE MEMÓRIA

*****
;*
;*          VARIÁVEIS
*****
;DEFINIÇÃO DOS NOMES E ENDEREÇOS DE TODAS AS VARIÁVEIS UTILIZADAS PELO SISTEMA
CBLOCK 0x0C      ;ENDEREÇO INICIAL DE MEMÓRIA DE USUÁRIO
W_TEMP          ;REGISTRADOR TEMPORÁRIO DE W
STATUS_TEMP     ;REGISTRADOR TEMPORÁRIO DO STATUS
TQT2            ;CONTADOR AQUISIÇÃO
ICOND           ;CORRENTE DE CONDICIONAMENTO
IMIN            ;CORRENTE MÍNIMA PARA QUE O CONVERSOR PASSE DO ESTADO DE
                ;CARGA RÁPIDA PARA CARGA DE FLUTUAÇÃO
IPRESENTE       ;CORRENTE DE CONDICIONAMENTO
VLCO           ;TENSÃO MÍNIMA DE SAÍDA PARA TESTE DE BATERIA PRESENTE
VHCO           ;TENSÃO MÁXIMA DE SAÍDA PARA TESTE DE BATERIA PRESENTE
VMIN           ;TENSÃO MÁXIMA DE SAÍDA PARA TESTE DE BATERIA MORTA
VTEMPMAX       ;INDICADOR DE TEMPERATURA MÁXIMA
VTEMPMIN       ;INDICADOR DE TEMPERATURA MÍNIMA
VOC            ;TENSÃO DE SOBRECARGA
FIM_INT        ;REGISTRADOR DE FIM DE INTERRUPÇÃO
CONT1          ;CONTADOR AUXILIAR PARA O TIMER0
CONT2          ;CONTADOR AUXILIAR PARA O TIMER0
```

```

C1_3S          ;CONTADOR AUXILIAR PARA TEMPO DE 3S
C2_3S          ;CONTADOR AUXILIAR PARA TEMPO DE 3S
C3_3S          ;CONTADOR AUXILIAR PARA TEMPO DE 3S
ENDC

```

```

;*****
;*              FLAGS INTERNOS
;*****
;DEFINIÇÃO DE TODOS OS FLAGS UTILIZADOS PELO SISTEMA

```

```

;*****
;*              SAÍDAS
;*****
;DEFINIÇÃO DE TODAS OS PINOS QUE SERÃO UTILIZADOS COM SAÍDA
#DEFINE V_TESTE PORTB,5 ;TENSÃO DE REFERÊNCIA
        ;0 -> VFLT
        ;1 -> VFLT+0,25V
#DEFINE I_TESTE PORTB,4 ;CORRENTE DE REFERÊNCIA
        ;0 -> CORRENTE DE REFERÊNCIA NORMAL
        ;1 -> ICOND
#DEFINE FALHA  PORTB,2 ;LED DE FALHA
        ;0 -> NORMAL
        ;1 -> FALHA
#DEFINE SUSP   PORTB,3 ;LED DE CARGA SUSPENSA
        ;0 -> NORMAL
        ;1 -> CARGA SUSPENSA
#DEFINE V_BAIXA PORTB,1 ;LED DE TENSÃO BAIXA
        ;0 -> NORMAL
        ;1 -> TENSÃO BAIXA
#DEFINE I_BAIXA PORTB,7 ;LED DE CORRENTE BAIXA
        ;0 -> NORMAL
        ;1 -> CORRENTE BAIXA
#DEFINE NORMAL PORTB,0 ;LED DE BATERIA NORMAL
        ;0 -> BATERIA EM TESTES
        ;1 -> BATERIA NORMAL
#DEFINE CARGA  PORTB,6 ;LED DE CARGA RÁPIDA
        ;0 -> NORMAL
        ;1 -> CARGA RÁPIDA

```

```

;*****
;*              VETOR DE RESET
;*****
ORG 0x00 ;ENDEREÇO INICIAL DE PROCESSAMENTO
GOTO INICIO

```

```

;*****
;*           INÍCIO DA INTERRUPÇÃO
;*****
;ENDEREÇO DE DESVIO DAS INTERRUPÇÕES. A PRIMEIRA TAREFA É SALVAR OS
;VALORES DE "W" E "STATUS" PARA RECUPERAÇÃO FUTURA
  ORG  0x04   ;ENDEREÇO INICIAL DA INTERRUPÇÃO
  GOTO  INTERRUPT

;*****
;*           ROTINAS E SUBROTINA
;*****
;CADA ROTINA E SUBROTINA DEVE POSSUIR A DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO
;E UM NOME COERENTE ÀS SUAS FUNÇÕES

;*****
;*           ROTINA LE_TENSÃO (VCELL)
;*****
LE_VCELL
  MOVLW  B'10001001'   ;FOSC=6MHz/32, CANAL RAO É SELECIONADO, PINO18
  MOVWF  ADCON0        ;A/D É LIGADO E INICIA-SE A AQUISIÇÃO
  MOVLW  0x14          ;PARA UM TEMPO DE AQUISIÇÃO DE 20us
  MOVWF  TQT2         ;INICIALIZA O CONTADOR COM UM VALOR INICIAL
  DECFSZ TQT2,F       ;AGUARDA O TEMPO DE AQUISIÇÃO
  GOTO   $-1          ;ACABOU? NÃO: CONTINUA CONTANDO
  BSF   ADCON0,GO     ;COMEÇA A CONVERSÃO
  BTFSS ADCON0,ADIF   ;VERIFICA O FINAL DA CONVERSÃO
  GOTO   $-1          ;AINDA NÃO ACABOU, CONTINUA VERIFICANDO
  BCF   ADCON0,ADIF   ;LIMPA O BIT DE FIM DE CONVERSÃO
  RETURN              ;RETORNA

;*****
;*           ROTINA LE_CORRENTE (ISNS)
;*****
LE_ISNS
  MOVLW  B'10000001'   ;FOSC=6MHz/32, CANAL RA1 É SELECIONADO,
  MOVWF  ADCON0        ;A/D É LIGADO E INICIA-SE A AQUISIÇÃO
  MOVLW  0x14          ;PARA UM TEMPO DE AQUISIÇÃO DE 20us
  MOVWF  TQT2         ;INICIALIZA O CONTADOR COM UM VALOR INICIAL
  DECFSZ TQT2,F       ;AGUARDA O TEMPO DE AQUISIÇÃO
  GOTO   $-1          ;ACABOU? NÃO: CONTINUA CONTANDO
  BSF   ADCON0,GO     ;COMEÇA A CONVERSÃO
  BTFSS ADCON0,ADIF   ;VERIFICA O FINAL DA CONVERSÃO
  GOTO   $-1          ;AINDA NÃO ACABOU, CONTINUA VERIFICANDO
  BCF   ADCON0,ADIF   ;LIMPA O BIT DE FIM DE CONVERSÃO
  RETURN              ;RETORNA

```

```

*****
;*          ROTINA LE_TEMPERATURA          *
*****

```

```
LE_TEMPERATURA
```

```

MOVLW B'10010001';   FOSC=6MHz/32, CANAL RA2 É SELECIONADO,
MOVWF ADCON0         ;A/D É LIGADO E INICIA-SE A AQUISIÇÃO
MOVLW 0x14           ;PARA UM TEMPO DE AQUISIÇÃO DE 20us
MOVWF TQT2          ;INICIALIZA O CONTADOR COM UM VALOR INICIAL
DECFSZ TQT2,F       ;AGUARDA O TEMPO DE AQUISIÇÃO
GOTO $-1            ;ACABOU? NÃO: CONTINUA CONTANDO
BSF ADCON0,GO       ;COMEÇA A CONVERSÃO
BTFSS ADCON0,ADIF   ;VERIFICA O FINAL DA CONVERSÃO
GOTO $-1            ;AINDA NÃO ACABOU, CONTINUA VERIFICANDO
BCF ADCON0,ADIF     ;LIMPA O BIT DE FIM DE CONVERSÃO
RETURN              ;RETORNA

```

```

*****
;*          ROTINA DE TESTE DE TEMPERATURA          *
*****

```

```
TEMPERATURA
```

```

CALL LE_TEMPERATURA;   CHAMA ROTINA QUE LE TEMPERATURA
MOVF ADRES,W          ;MOVE O VALOR DE ADRES PARA W
SUBWF VTEMPMAX,W      ;SUBTRAI O VALOR DE W(VTEMP) DE VTEMPMAX, GUARDANDO O
                      ;RESULT EM W.
BTFSS STATUS,C        ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
CALL CARGA_SUSP       ;SIM, CHAMA ROTINA CARGA_SUSP
MOVF VTEMPMIN,W       ;NÃO, TESTA TEMPMIN - MOVE O VALOR DE VTEMPMIN PARA W
SUBWF ADRES,W          ;SUBTRAI O VALOR DE W(VTEMPMIN) DE VTEMP GUARDANDO O
                      ;RESULT EM W.
BTFSS STATUS,C        ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
CALL CARGA_SUSP       ;SIM, CHAMA ROTINA CARGA_SUSP
RETURN                ;NÃO,RETORNA E VAI PARA TESTEDE PRESENÇA DA BATERIA

```

```

*****
;*          ROTINA PARA LIGAR TIMER0          *
*****

```

```

LIGA_TIMER            ;ROTINA PARA LIGAR TIMER0 CONFIGURADO COM 60S
BTFSC INTCON,T0IE    ;TESTA SE TIMER0 JÁ ESTA OPERANDO. OPERANDO?
RETURN                ;SIM, RETORNA
BCF INTCON,T0IF      ;NÃO, LIMPA BIT DE INDICAÇÃO DE FIM DE TIMR0
MOVLW 0X00
MOVWF TMR0           ;ZERA O REGISTRADOR TMR0
MOVLW D'230'
MOVWF CONTI          ;MOVE VALOR 210 DECIMAL PARA REG. AUXILIARI

```

```

MOVLW D'06'
MOVWF CONT2           ;MOVE VALOR 06 DECIMAL PARA REG. AUXILIAR1
BSF INTCON,T0IE      ;INICIA CONTAGEM DO TIMER0
RETURN

```

```

;*****
;*           ROTINA DE ESTADO DE CARGA SUSPENSÃO           *
;*****
CARGA_SUSP           ;CHAMADA QUANDO OCORRE FALHA NA TEMPERATURA
CALL LE_TEMPERATURA
BSF SUSP             ;ACENDE LED DE CARGA SUSPENSÃO
MOVF ADRES,W         ;MOVE O VALOR DE ADRES PARA W
SUBWF VTEMPMAX,W     ;SUBTRAI O VALOR DE W(VTEMP) DE VTEMPMAX GUARDANDO O
                    ;RESULT EM W.
BTSS STATUS,C        ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
GOTO CARGA_SUSP      ;SIM, VAI PARA ESTADO DE CARGA SUSPENSÃO
MOVF VTEMPMIN,W      ;NÃO, TESTA TEMPMIN - MOVE O VALOR DE VTEMPMIN PARA W
SUBWF ADRES,W        ;SUBTRAI O VALOR DE W(VTEMPMIN) DE VTEMP GUARDANDO O
                    ;RESULT EM W.
BTSS STATUS,C        ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
GOTO CARGA_SUSP      ;SIM, VAI PARA ESTADO DE CARGA SUSPENSÃO
BCF SUSP             ;NÃO, APAGA LED DE CARGA SUSPENSÃO
RETURN               ;RETORNA

```

```

;*****
;*           INÍCIO DO PROGRAMA                           *
;*****
INICIO
BANK1                ;ALTERA PARA O BANCO 1
MOVLW B'0000111'
MOVWF TRISA          ;CONFIGURA RA0, RA1 E RA2 COMO ENTRADA
MOVLW B'0000000'
MOVWF TRISB          ;CONFIGURA PORTB COMO SAÍDA
MOVLW B'1000111'
MOVWF OPTION_REG     ;CONFIGURA PRESCALER COM 256:1 (TIMER0)
MOVLW B'1000000'
MOVWF INTCON         ;DEFINE AS OPÇÕES DE INTERRUPÇÕES
CLRF ADCON1          ;CONFIGURA AS ENTRADAS ANALÓGICAS
BANK0                ;RETORNA PARA O BANCO

```

```

;*****
;*           INICIALIZAÇÃO DAS VARIÁVEIS                 *
;*****
CLRF PORTB           ;LIMPA A PORTA B, CONDIÇÕES INICIAIS (SAÍDAS)
CLRF FIM_INT

```

```

*****
,*
          CONSTANTES
*****

MOVLW .25
MOVWF ICOND          ;CORRENTE DE CONDICIONAMENTO
MOVLW .51
MOVWF IMIN           ;CORRENTE DE CONDICIONAMENTO
MOVLW .3
MOVWF IPRESENTE      ;CORRENTE DE CONDICIONAMENTO
MOVLW .131
MOVWF VLCO           ;TENSÃO MÍNIMA DE SAÍDA PARA TESTE DE BATERIA PRESENTE
MOVLW .211
MOVWF VHCO           ;TENSÃO MÁXIMA DE SAÍDA PARA TESTE DE BATERIA PRESENTE
MOVLW .137
MOVWF VMIN           ;TENSÃO MÍNIMA DE SAÍDA PARA TESTE DE BATERIA MORTA
MOVLW .200
MOVWF VTEMPMAX       ;TENSÃO MÁXIMA SOBRE O RESISTOR INDICADOR DA
                      ;TEMPERATURA

MOVLW .50
MOVWF VTEMPMIN       ;TENSÃO MÍNIMA SOBRE O RESISTOR INDICADOR DA TEMPERATURA
MOVLW .196
MOVWF VOC            ;TENSÃO DE SOBRECARGA

*****
,*
          TESTE DE TEMPERATURA
*****

TEST_TEMPE
CALL TEMPERATURA ;CHAMA ROTINA DE TESTE DE TEMPERATURA

*****
,*
          TESTE DE BATERIA PRESENTE
*****

BAT_PRES             ;TESTE DE BATERIA PRESENTE
CALL LE_ISNS         ;LE A CORRENTE DA BATERIA
MOVF ADRES,W         ;MOVE O VALOR DA ENTRADA (CORRENTE) PARA W
SUBWF IPRESENTE,W    ;SUBTRAI O VALOR DE W(CORRENTE) DE IMIN GUARDANDO O
                      ;RESULT EM W.

BTFSK STATUS,C       ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
GOTO ERRO            ;SIM, VAI PARA ESTADO DE FALHA (ERRO)
                     ;NÃO, VAI PARA TESTE DE BATERIA ABERTA

*****
,*
          TESTE DE BATERIA ABERTA
*****

```

```

BAT_ABERTA
  BSF  V_TESTE          ;FAZ V_REFERÊNCIA = VFLT + 0,25V
LACO_ABERTA
  CALL LIGA_TIMER      ;LIGA TIMER DE 1 MINUTO
  CALL TEMPERATURA     ;CHAMA ROTINA DE TESTE DE TEMPERATURA
  CALL LE_ISNS         ;LE ENTRADA DE CORRENTE
  MOVF  ADRES,W        ;MOVE O VALOR DA ENTRADA ISNS PARA W
  SUBWF ICOND,W        ;SUBTRAI O VALOR DE W(ISNS) DE ICOND GUARDANDO O RESULT
                        ;EM W.
  BTFSS STATUS,C      ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
  GOTO  BAT_MORTA     ;SIM, VAI PARA TESTE DE BATERIA MORTA
  BTFSS FIM_INT.0     ;NÃO. FIM DO TIMER?
  GOTO  LACO_ABERTA   ;NÃO, RETORNA PARA LACO_ABERTA
  GOTO  ERROI        ;SIM, VAI PARA ERROI

```

```

;*****
;*          TESTE DE BATERIA MORTA          *
;*****

```

```

BAT_MORTA
  CLRf  FIM_INT        ;LIMPA REGISTRADOR QUE INDICA FIM DE TIMER0
  BCF   INTCON,T0IE    ;DESLIGA TIMER0
  BSF   I_TESTE        ;FAZ I_REFERÊNCIA = ICOND
LACO_MORTA
  CALL  LIGA_TIMER     ;CHAMA ROTINA QUE LIGA TIMER0
  CALL  TEMPERATURA    ;CHAMA ROTINA DE TESTE DE TEMPERATURA
  CALL  LE_VCELL       ;LE ENTRADA DE TENSÃO
  MOVF  ADRES,W        ;MOVE O VALOR DA ENTRADA VCELL PARA W
  SUBWF VMIN,W        ;SUBTRAI O VALOR DE W(VCELL) DE VMIN GUARDANDO O RESULT
                        ;EM W.
  BTFSS STATUS,C      ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
  GOTO  CARGA_RAPIDA  ;SIM, VAI PARA CARGA RAPIDA
  BTFSS FIM_INT.1     ;FIM DE 2XTIMER0?
  GOTO  $+2           ;NÃO, RETORNA E CONTINUA TESTE DE VCELL
  GOTO  ERRO2        ;SIM, SALTA PARA ERRO2
  GOTO  LACO_MORTA

```

```

;*****
;*          ROTINA CARGA RÁPIDA          *
;*****

```

```

CARGA_RAPIDA
  BCF   I_TESTE        ;FAZ CORRENTE DE REFERÊNCIA CORRENTE NORMAL
                        ;TENSÃO DE REFERÊNCIA CONTINUA VFLT+0,25/CELL
  BCF   INTCON,T0IE    ;DESLIGA TIMER0
  CLRf  FIM_INT        ;LIMPA REGISTRADOR DE FIM DE INTERRUPÇÃO
  BSF   CARGA          ;ACENDE LED DE CARGA RÁPIDA

```

```

TEMPO                ;ROTINA COM DELAY DE 3S PARA AJUSTE DO TRANSITÓRIO
MOVLW                D'200'      ;AJUSTA REGISTRADORES AUXILIARES COM
MOVWF                C1_3S      ;SEUS VALORES INICIAIS
MOVLW                D'250'
MOVWF                C2_3S
MOVLW                D'22'
MOVWF                C3_3S
TEMPO3S
NOP
DECFSZ               C1_3S,1     ;DECREMENTA C1_3S. CHEGOU A ZERO?
GOTO                 TEMPO3S    ;NÃO, RETORNA AO LOOP (TEMPO3S)
MOVLW                D'200'     ;SIM, REAJUSTA VALOR DE C1_3S
MOVWF                C1_3S
DECFSZ               C2_3S,1     ;DECREMENTA C2_3S. CHEGOU A ZERO?
GOTO                 TEMPO3S    ;NÃO, RETORNA AO LOOP (TEMPO3S)
MOVLW                D'200'     ;SIM, REAJUSTA VALORES DE C1_3S E C2_3S
MOVWF                C1_3S
MOVLW                D'250'
MOVWF                C2_3S
DECFSZ               C3_3S     ;DECREMENTA C3_3S. CHEGOU A ZERO?
GOTO                 TEMPO3S    ;NÃO, RETORNA AO LOOP (TEMPO3S)
LACO_CARGA          ;SIM, (OBTEVE 2,95SEG) COMEÇA CARGA RÁPIDA
CALL                 TEMPERATURA ;CHAMA ROTINA DE TESTE DE TEMPERATURA
CALL                 LE_ISNS    ;LE A CORRENTE DA BATERIA
MOVF                 ADRES,W    ;MOVE O VALOR DA ENTRADA (CORRENTE) PARA W
SUBWF                IMIN,W    ;SUBTRAI O VALOR DE W(CORRENTE) DE IMIN GUARDANDO O
                          ;RESULT EM W.
BTFSS                STATUS,C   ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
GOTO                 LACO_CARGA ;SIM, CONTINUA OLHANDO A CORRENTE NO ESTADO DE CARGA
                          ;RÁPIDA
BCF                  CARGA      ;NÃO, APAGA LED DE CARGA RÁPIDA
GOTO                 MAIN      ;NÃO, VAI PARA MAIN (FLUTUAÇÃO)

```

```

;*****
;

```

```

;*                ROTINA ESTADO DE FALHA                *

```

```

;*****
;

```

```

ERRO                ;CHAMADO QUANDO OCORRE FALHA EM BAT_PRES
CLRF                FIM_INT     ;LIMPA REGISTRADOR DE FIM DE INTERRUPÇÃO
BCF                  NORMAL     ;APAGA LED DE BATERIA NORMAL
BSF                  FALHA      ;ACENDE LED DE FALHA
CALL                 LE_ISNS    ;LE ENTRADA DE CORRENTE
MOVF                 ADRES.W    ;MOVE O VALOR DA ENTRADA ISNS PARA W
SUBWF                IPRESENTE,W ;SUBTRAI O VALOR DE W(ISNS) DE IPRESENTE GUARDANDO O
                          ;RESULT EM W.
BTFSC                STATUS.C   ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?

```

```

GOTO ERRO          ;NÃO, RETORNA PARA LOOP(ERRO)
BCF  FALHA         ;SIM, APAGA LED FALHA
GOTO TEST_TEMPE    ;VAI PARA TESTE DE TEMPERATURA

```

```

;*****

```

```

;*          ROTINA ESTADO DE FALHA1          *

```

```

;*****

```

```

ERRO1          ;CHAMADO QUANDO OCORRE FALHA EM BAT_ABERTA
CLRF  FIM_INT  ;LIMPA REGISTRADOR DE FIM DE INTERRUPÇÃO
CALL  LE_ISNS  ;CHAMA ROTINA DE LE CORRENTE
BSF   I_BAIXA  ;ACENDE LED DE CORRENTE BAIXA
MOVF  ADRES,W  ;MOVE O VALOR DA ENTRADA ISNS PARA W
SUBWF ICOND,W  ;SUBTRAI O VALOR DE W(ISNS) DE ICOND GUARDANDO O RESULT
                ;EM W.
BTFS  STATUS,C ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
GOTO  ERRO1    ;NÃO, RETORNA LOOP (ERRO1)
BCF   I_BAIXA  ;SIM, APAGA LED DE CORRENTE BAIXA
GOTO  TEST_TEMPE ;PULA PARA TESTE DE TEMPERATURA

```

```

;*****

```

```

;*          ROTINA ESTADO DE FALHA2

```

```

;*****

```

```

ERRO2          ;CHAMADO QUANDO OCORRE FALHA EM BAT_MORTA
CLRF  FIM_INT  ;LIMPA REGISTRADOR DE FIM DE INTERRUPÇÃO
CALL  LE_VCELL ;CHAMA ROTINA DE LE TENSÃO
BSF   V_BAIXA  ;ACENDE LED DE TENSÃO BAIXA
MOVF  ADRES,W  ;MOVE O VALOR DE VCELL PARA W
SUBWF VHCO,W   ;SUBTRAI O VALOR DE W(VCELL) DE VHCO GUARDANDO O RESULT EM W.
BTFS  STATUS,C ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
GOTO  ERRO2    ;SIM, VAI PARA ESTADO DE FALHA (ERRO2)
MOVF  VLCO,W   ;NÃO, TESTA VLCO - MOVE O VALOR DE VLCO PARA W
SUBWF ADRES,W  ;SUBTRAI O VALOR DE W(VLCO) DE VCELL GUARDANDO O RESULT EM W.
BTFS  STATUS,C ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
GOTO  ERRO2    ;SIM, VAI PARA ESTADO DE FALHA (ERRO2)
BCF   V_BAIXA  ;NÃO, APAGA O LED DE TENSÃO BAIXA
GOTO  TEST_TEMPE ;VAI PARA TESTE DE TEMPERATURA

```

```

;*****

```

```

;*          ROTINA PRINCIPAL          *

```

```

;*****

```

```

MAIN
BCF  V_TESTE      ;VOLTA PARA VFLT
BSF  NORMAL       ;ACENDE LED DE BATERIA NORMAL
LACO_MAIN

```

```

CALL TEMPERATURA ;CHAMA ROTINA DE TESTE DE TEMPERATURA
CALL LE_VCELL
MOVF ADRES,W      ;MOVE O VALOR DE VCELL PARA W
SUBWF VHCO,W      ;SUBTRAI O VALOR DE W(VCELL) DE VHCO GUARDANDO O RESULT EM W.
BTFSS STATUS,C    ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
GOTO ERRO         ;SIM, VAI PARA ESTADO DE FALHA (ERRO)
MOVF VLCO,W       ;NÃO, TESTA VLCO - MOVE O VALOR DE VLCO PARA W
SUBWF ADRES,W     ;SUBTRAI O VALOR DE W(VLCO) DE VCELL GUARDANDO O RESULT EM W.
BTFSS STATUS,C    ;TESTA CARRY. RESULTADO NEGATIVO?
GOTO ERRO         ;SIM, VAI PARA ESTADO DE FALHA (ERRO)
GOTO LACO_MAIN    ;NÃO, RETORNA LOOP LACO_MAIN

```

```

;*****
;*                               *
;                               *
;*****

```

```

INTERRUPT

```

```

MOVWF W_TEMP      ;COPIA W PARA W_TEMP
SWAPF STATUS,W
MOVWF STATUS_TEMP ;COPIA STATUS PARA STATUS_TEMP
BTFSS INTCON,T0IF ;TESTA BIT DE FIM DE TIMER0. FIM DE TIMER?
GOTO END_INT      ;NÃO, RETORNA
BCF INTCON,T0IF   ;SIM, LIMPA BIT DE INDICAÇÃO DE FIM DE TIMER
MOVLW 0X00        ;CARREGA REGISTRADOR TMR0 COM VALOR INICIAL
MOVWF TMR0
DECFSZ CONT1,F    ;DECREMENTA CONT1.CHEGOU A ZERO?
GOTO END_INT      ;NÃO, RETORNA
MOVLW D'230'      ;SIM, CARREGA CONT1 COM VALOR INICIAL
MOVWF CONT1
DECFSZ CONT2,F    ;DECREMENTA CONT2. CHEGOU A ZERO?
GOTO END_INT      ;NÃO, RETORNA
BCF INTCON,T0IE   ;SIM; DESLIGA TIMER0 (FIM DE 60S)
MOVLW D'01'
ADDWF FIM_INT,F   ;SOMA 01 DECIMAL COM FIM_INT
END_INT
SWAPF STATUS_TEMP,W
MOVWF STATUS      ;MOVE STATUS_TEMP PARA STATUS
SWAPF W_TEMP,F
SWAPF W_TEMP,W    ;MOVE W_TEMP PARA W
RETFIE

```

```

;*****
;*                               *
;                               *
;*****

```

```

END

```

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

- [1] ADAMS, Jonatham. *Bootstrap Component Selection For Control IC's*. International Rectifier Application Note. Kansas, Estados Unidos.
- [2] BARBI, Ivo. *Projeto de Fontes Chaveadas*. Instituto de Eletrônica de Potência – UFSC. Florianópolis – SC. 1990.
- [3] BARBI, Ivo. “Eletrônica de Potência”. Florianópolis, SC. Edição Especial, 1997.
- [4] BASCOPE, René P. T. e PERIN, Arnaldo J. *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. Porto Alegre: Sagra Luzzato Editores, 1997.
- [5] BWS Group – Battery & Wireless Solutions Inc. *Batteries – all you ever wanted to know*. Disponível em: [http://www.cadvision.com/elmindus/mchg\\_all.htm](http://www.cadvision.com/elmindus/mchg_all.htm). Canadá.
- [6] DIXON, Lloyd. *Switching Power Supply Control Loop Design*. In: Unitrode Power Supply Design Seminar, SEM-900. Butler, Pennsylvania. 1993.
- [7] GROSSE, Alexandre de S. *Controle de um Pré-regulador com Alto Fator de Potência Utilizando o Microcontrolador PIC*. Florianópolis – SC, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [8] HELDWEIN, Marcelo L. *Unidade Retificador Trifásica de Alta Potência e Alto Desempenho para Aplicação em Centrais de Telecomunicações*. Florianópolis - SC, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [9] HELDWEIN, Marcelo L. *Conversor Forward*. Relatório Interno, INEP/UFSC. Março de 2000.
- [10] HUNT, Gary L. *The great battery search*. IEEE Spectrum, Volume 35, Número 11, pp. 21-28, novembro de 1998.
- [11] KIEHNE, H. A, et alii. *Batteries, fundamentals and theory, running techniques outlook*. Hannover – Alemanha. Expert Verlag. 1989.
- [12] LOURENÇO, Maria E. *Análise e Projeto de Compensadores para Conversores Full-Bridge-ZVS-PWM-PS*. Florianópolis – SC, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [13] MARTIGNONI, Alfonso. *Transformadores*. 8<sup>A</sup> Edição. São Paulo: Editora Globo, 1991.
- [14] MATHCAD, 1997. Versão 7. Programa para Cálculos Técnicos.
- [15] NOLL, V. *Sistema de controle e monitoração de um banco de baterias por meio de microcontrolador*. Florianópolis – SC. 1993. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [16] O'CONNOR, J. A. *Simple switchmode lead-acid battery charger*. Unitrode Incorporation, Application Note. Arquivo SLUA055.PDF. Power conversion proceedings. Setembro de 1991.
- [17] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. Segunda edição. Rio de Janeiro - RJ: Editora Prentice Hall do Brasil, 1993.
- [18] ORCAD CAPTURE, 1998. Versão 9.0. Programa para Simulação de Circuitos Eletrônicos Analógicos e Digitais.
- [19] SAFT INDUSTRIAL BATTERY GROUP. *Nickel-cadmium batteries for telecom networks*. Romainville – França, 2000.
- [20] SOUZA, David J. de. *Desbravando o PIC*. São Paulo: Érica, 2000.
- [21] SOUZA, Fabiana P. *Correção de fator de Potência de Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos*. Florianópolis, 2000. Tese de Doutorado, Instituto de Eletrônica de Potência, UFSC.
- [22] THORTON INPEC ELETRÔNICA. Catálogo de ferrite, 1994.
- [23] UNITRODE INC., *Using the bq2031 to Charge Lead-Acid Batteries*. Application Note. Arquivo SLUA017.PDF. 1999.
- [24] YAMANAKA, M., IKUTA, K., MATSUI, T. *et alii*. *A Life indicator of Stationary Type Sealed Lead-Acid Battery*. In: IEEE INTELEC'91. Novembro: 1991. pp. 202-208, INTELEC'91 Proceedings.
- [25] YUASA INC. Catálogo de baterias, 1999.