



**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CAMPUS DE GUARATINGUETÁ**

EVALDO CHAGAS GOUVÊA

**INCORPORAÇÃO DE UM SISTEMA *NOBREAK* COM
ULTRACAPACITOR EM UM MICROCOMPUTADOR**

Guaratinguetá
2011

EVALDO CHAGAS GOUVÊA

INCORPORAÇÃO DE UM SISTEMA *NOBREAK* COM
ULTRACAPACITOR EM UM MICROCOMPUTADOR

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino

Guaratinguetá
2011

G719i Gouvêa, Evaldo Chagas
Incorporação de um sistema nobreak com ultracapacitor em um
microcomputador / Evaldo Chagas Gouvêa – Guaratinguetá : [s.n], 2011.
100 f : il.

Bibliografia: f. 93-95

Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica – Universidade
Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, 2011.

Orientador: Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino

1. Sistemas ininterruptos de energia I. Título

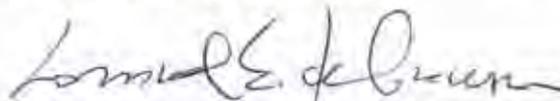
CDU 621.319.4

**INCORPORAÇÃO DE UM SISTEMA *NOBREAK* COM ULTRACAPACITOR
EM UM MICROCOMPUTADOR**

EVALDO CHAGAS GOUVÊA

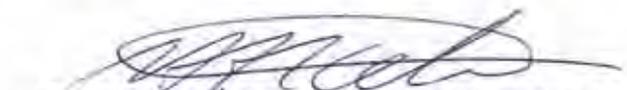
ESTE TRABALHO DE GRADUAÇÃO FOI JULGADO ADEQUADO
COMO PARTE DO REQUISITO PARA A OBTENÇÃO DO DIPLOMA DE
GRADUADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

APROVADO EM SUA FORMA FINAL PELO CONSELHO DE CURSO
DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Prof. Dr. Samuel Euzédice de Lucena
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Dr. MÁRCIO ABUD MARCELINO
Orientador/UNESP-FEG



Prof. Dr. SAMUEL EUZÉDICE DE LUCENA
UNESP-FEG



Prof. Msc. FERNANDO RIBEIRO FILADELFO
UNESP/FEG

Dezembro de 2011

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus por me conceder o dom da vida e da inteligência, aos meus pais José Irineu e Elza, por todo o incentivo, orientação e dedicação ao longo dos anos,

aos professores da Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, por sua dedicação ao ensinar e incentivo aos estudos,

aos amigos, pelos bons momentos vividos durante o curso.

Gouvêa, E. C. **Incorporação de um sistema *nobreak* com ultracapacitor em um microcomputador**. 2011. 100 f. Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2011.

RESUMO

O objetivo deste trabalho é analisar a viabilidade para incorporação ao gabinete de um microcomputador de um *nobreak* que utiliza o ultracapacitor como elemento armazenador de energia, substituindo a bateria química convencional. Uma vantagem desta inclusão é a redução de custo, já que não será necessária uma carcaça plástica ou metálica específica para abrigar os componentes do *nobreak*; a carcaça metálica do microcomputador oferece a proteção necessária para ambos os equipamentos. Além disso, grande parte do espaço interno dos microcomputadores não é utilizada, podendo ser aproveitado para acondicionamento do *nobreak*. O trabalho usa dados de consumo médio de energia de microcomputadores; de funcionamento de fontes de alimentação chaveadas de microcomputadores; de características elétricas e mecânicas dos ultracapacitores e de funcionamento dos circuitos de potência que compõem um *nobreak* com o objetivo de apresentar um estudo sobre a capacidade de armazenamento de energia que um ultracapacitor deve ter para permitir um desligamento protegido de um microcomputador em caso de falha da rede elétrica. Verificou-se que o uso de ultracapacitores é viável para alimentar uma carga de 180 W durante 75 s, utilizando-se um banco capacitivo composto de dezesseis ultracapacitores, com capacitância equivalente de 350 F e tensão de 10,8 V. O uso do *nobreak* proposto aumenta a confiabilidade do microcomputador ao reduzir a probabilidade de perda de dados do usuário em caso de falha da rede elétrica, oferecendo um produto com alta relação custo/benefício. A substituição da bateria pelo ultracapacitor permite que o *nobreak* seja recarregado rapidamente com custos reduzidos de manutenção, uma vez que os ultracapacitores têm vida útil superior às baterias; além de minimizar o impacto ambiental, pois não são utilizados compostos químicos potencialmente tóxicos.

PALAVRAS-CHAVE: *Nobreak*. Ultracapacitor. Microcomputador.

Gouvêa, E. C. **Incorporation of a nobreak system with ultracapacitor in a microcomputer**. 2011. 100 f. Monograph (Graduation in Electrical Engineering) – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2011.

ABSTRACT

The objective of this work is to analyze the viability of incorporation in a microcomputer box of a nobreak with an ultracapacitor as energy storage device, substituting the conventional chemical battery. An advantage of this inclusion is cost reduction because a specific metallic or plastic frame won't be necessary to protect the components of the nobreak; the microcomputer metallic frame offers the necessary protection for both equipments. Moreover, a large quantity of internal space of microcomputers box isn't used, and is possible to use it to wrap up the nobreak. This work uses data about average power consumption of microcomputers; operation of switching mode power supplies for microcomputers; electrical and mechanical characteristics of ultracapacitors and operation of power circuits of nobreaks, with the purpose of present a study of energy storage capacity that an ultracapacitor should have to allow a safe switching off of a microcomputer in case of electrical network fail. It was noticed that the use of ultracapacitors is feasible to feed an 180 W load for 75 s, using a capacitive bank with sixteen ultracapacitors, with a total capacitance of 350 F and voltage of 10,8 V. The use of the proposed nobreak increases the reliability of the microcomputer by reducing the probability of user data losses in case of an electrical network fail, offering a high cost/benefit product. The substitution of the battery by an ultracapacitor allows a quick nobreak recharge, with low maintenance costs, since ultracapacitors have a lifetime bigger than batteries; beyond reducing the environmental impact, because they don't use potentially toxic chemical compounds.

KEYWORDS: Nobreak. Ultracapacitor. Microcomputer.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 –	Reprodução da figura sete da patente PI 0604185-0 A	15
Figura 2.1 –	Tipos de distúrbios que afetam a qualidade da energia	19
Figura 2.2 –	Diagrama em blocos básico de um <i>nobreak</i>	20
Figura 2.3 –	Diagrama em blocos do nobreak <i>Stand-by</i>	21
Figura 2.4 –	Diagrama em blocos do nobreak Linha Interativa	23
Figura 2.5 –	Diagrama em blocos do nobreak Linha Interativa Ferroressonante	24
Figura 2.6 –	Diagrama em blocos do nobreak Linha Interativa Bidirecional	24
Figura 2.7 –	Diagrama em blocos do nobreak <i>On-line</i>	25
Figura 2.8 –	Diagrama em blocos do nobreak <i>On-line</i> sem circuito carregador	26
Figura 2.9 –	Diagrama em blocos do nobreak Conversão Delta	27
Figura 3.1 –	Retificador de meia onda não controlado	29
Figura 3.2 –	Retificador de onda completa com derivação central não controlado	29
Figura 3.3 –	Retificador de onda completa em ponte não controlado	30
Figura 3.4 –	Retificador de meia onda totalmente controlado	31
Figura 3.5 –	Retificador de onda completa com derivação central totalmente controlado	31
Figura 3.6 –	Retificador de onda completa em ponte totalmente controlado	32
Figura 3.7 –	Modos de operação de retificadores de onda completa com cargas reativas	32
Figura 3.8 –	Retificador de onda completa em ponte semicontrolado	33
Figura 3.9 –	Retificador de onda completa em ponte semicontrolado (configuração alternativa)	33
Figura 3.10 –	Uso do diodo volante em um retificador de onda completa em ponte totalmente controlado	34
Figura 3.11 –	<i>Chopper</i> básico	35
Figura 3.12 –	Operação de chaveamento do <i>chopper</i> básico	35
Figura 3.13 –	Conversor <i>Buck</i>	37
Figura 3.14 –	Conversor <i>Boost</i>	38
Figura 3.15 –	Gráfico da relação de tensões <i>versus</i> ciclo de trabalho do conversor <i>Boost</i>	39
Figura 3.16 –	Conversor <i>Buck-Boost</i>	39
Figura 3.17 –	Conversor <i>Flyback</i>	41

Figura 3.18 –	Conversor em Ponte Completa	43
Figura 3.19 –	Retificador <i>Boost</i>	43
Figura 3.20 –	Inversor <i>Push-Pull</i>	45
Figura 3.21 –	Inversor meia-ponte	46
Figura 3.22 –	Inversor em ponte completa	46
Figura 3.23 –	Modulação PWM senoidal	48
Figura 3.24 –	Modulação PWM senoidal alternativa	48
Figura 4.1 –	Gráfico de Ragone generalizado relacionando vários componentes de armazenamento de energia	50
Figura 4.2 –	Circuito equivalente de um capacitor	51
Figura 4.3 –	Construção de um ultracapacitor	52
Figura 4.4 –	Ultracapacitor híbrido	55
Figura 4.5 –	Curvas de carga e descarga de um ultracapacitor híbrido	55
Figura 4.6 –	Curvas de carga e descarga de um ultracapacitor de dupla camada	56
Figura 4.7 –	Resposta em frequência de ultracapacitor com eletrodos de espessuras diferentes	60
Figura 4.8 –	Resposta em frequência de ultracapacitor com diâmetro dos microporos do eletrodo diferentes	60
Figura 4.9 –	Gráfico de Ragone para dois ultracapacitores	61
Figura 4.10 –	Esquema simplificado de um ônibus híbrido com banco de ultracapacitores	63
Figura 5.1 –	Esquema de um <i>nobreak</i> externo à fonte chaveada	65
Figura 5.2 –	Esquema de um <i>nobreak</i> integrado à fonte chaveada	68
Figura 5.3 –	Diagrama em blocos simplificado de um <i>nobreak</i> integrado à fonte chaveada tradicional	69
Figura 5.4 –	Diagrama em blocos simplificado de um <i>nobreak</i> integrado à fonte chaveada <i>bivolt</i>	69
Figura 5.5 –	Diagrama em blocos completo do <i>nobreak</i> integrado à fonte chaveada tradicional	72
Figura 5.6 –	Diagrama em blocos completo do <i>nobreak</i> integrado à fonte chaveada <i>bivolt</i>	73
Figura 5.7 –	Diagrama em blocos do circuito Carregador	75
Figura 5.8 –	Gráfico da energia armazenada <i>versus</i> tensão aplicada em um capacitor	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 – Constante b para diferentes intervalos de tempo	83
Tabela 5.2 – Características de alguns modelos comerciais de ultracapacitores	83
Tabela 5.3 – Arranjos de bancos de ultracapacitores	84
Tabela 5.4 – Características dos bancos ultracapacitivos	85
Tabela 5.5 – Características elétricas dos ultracapacitores	86

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	- Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	- <i>Alternate Current</i> – Corrente alternada
DC	- <i>Direct Current</i> – Corrente direta
DVR	- <i>Digital Video Recorder</i> – Gravador de Vídeo Digital
GSM	- <i>Global System for Mobile Communications</i> – Sistema Global para Comunicação Móvel
IGBT	- <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transistor Bipolar de Porta Isolada
INPI	- Instituto Nacional da Propriedade Industrial
LED	- <i>Light Emitting Diode</i> – Diodo Emissor de Luz
MOSFET	- <i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> – Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido Semicondutor
PG	- <i>Power Good</i> – Alimentação Estabilizada
PFC	- <i>Power Factor Correction</i> – Correção do Fator de Potência
PWM	- <i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Pulso
RAM	- <i>Random Access Memory</i> – Memória de Acesso Aleatório
REDOX	- Redução-oxidação
RFI	- <i>Radio Frequency Interference</i> – Interferência por Radiofrequência
SCR	- <i>Silicon Controlled Rectifier</i> – Retificador Controlado de Silício
SI	- Sistema Internacional de unidades
TBJ	- Transistor Bipolar de Junção
UPS	- <i>Uninterruptible Power Supply</i> – Sistema de Alimentação Ininterrupta
USB	- <i>Universal Serial Bus</i> – Barramento Serial Universal
ZENN	- <i>Zero Emission, No Noise</i> – Zero Emissão, Sem Ruído

LISTA DE SÍMBOLOS

T_{ON}	Tempo ativo	[s]
T_{OFF}	Tempo inativo	[s]
T	Período	[s]
V_O	Tensão de saída	[V]
V_i	Tensão de entrada	[V]
f	Frequência	[Hz]
n	Relação de espiras do transformador	
N_1	Número de espiras do enrolamento primário do transformador	
N_2	Número de espiras do enrolamento secundário do transformador	
k	Constante dielétrica do capacitor	[F/m]
A	Área dos eletrodos do capacitor	[m ²]
d	Espessura do dielétrico do capacitor	[m]
E	Energia	[J]
C	Capacitância	[F]
V	Tensão	[V]
R	Resistência	[Ω]
P	Potência	[W]
RC	Constante de tempo	[s]
ΔE	Energia aproveitável	[J]
b	Constante	[F.V ²]
δ	Ciclo de trabalho	

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Objetivo	14
1.2	Motivação	14
1.3	Estado da arte	15
1.4	Descrição dos capítulos	16
2	<i>NOBREAK</i> – SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA	18
2.1	Definição e usos	18
2.2	Principais distúrbios da rede elétrica e o papel dos <i>nobreaks</i>	18
2.3	Diagrama em blocos de um <i>nobreak</i>	20
2.4	Topologias de <i>nobreaks</i>	21
2.4.1	Topologia <i>Stand-by</i>	21
2.4.2	Topologia Linha Interativa	22
2.4.3	Topologia <i>On-line</i>	24
2.4.4	Outras topologias	26
3	CONVERSORES DE POTÊNCIA	28
3.1	Retificadores	28
3.1.1	Retificadores não controlados	28
3.1.2	Retificadores totalmente controlados	31
3.1.3	Retificadores semicontrolados	32
3.1.4	Considerações sobre qualidade da energia elétrica	34
3.2	<i>Choppers</i>	34
3.2.1	Princípio básico de funcionamento	35
3.2.2	<i>Choppers</i> não isolados	37
3.2.2.1	Conversor <i>Buck</i>	37
3.2.2.2	Conversor <i>Boost</i>	38
3.2.2.3	Conversor <i>Buck-Boost</i>	39
3.2.3	<i>Choppers</i> isolados	40
3.2.3.1	Conversor <i>Flyback</i>	41
3.2.3.2	Conversor em Ponte Completa	42
3.2.4	Correção do fator de potência	43
3.3	Inversores de tensão	44
3.3.1	Inversor <i>Push-Pull</i>	44

3.3.2	Inversor meia-ponte	45
3.3.3	Inversor em ponte completa	46
3.3.4	Técnica de chaveamento	47
4	ULTRACAPACITORES	49
4.1	Introdução	49
4.2	Princípio de funcionamento	51
4.3	Classificação dos ultracapacitores	53
4.3.1	Mecanismo de armazenamento de energia	53
4.3.2	Material do eletrodo	56
4.3.3	Composto do eletrólito	57
4.4	Fatores de desempenho	58
4.5	Gráfico de Ragone	60
4.6	Aplicações	62
5	ESTUDO DE VIABILIDADE	65
5.1	Escolha da topologia do <i>nobreak</i>	65
5.1.1	<i>Nobreak</i> externo à fonte chaveada	65
5.1.2	<i>Nobreak</i> integrado à fonte chaveada	68
5.2	Escolha dos conversores de potência	71
5.2.1	Retificador (Carregador)	71
5.2.2	<i>Chopper</i> (elevador de tensão)	75
5.3	Determinação da carga	76
5.4	Determinação da capacidade do ultracapacitor	79
5.4.1	Cálculo da energia armazenada mínima	79
5.4.2	Escolha do ultracapacitor.....	83
5.5	Considerações técnicas	86
5.5.1	Resistência série equivalente dos ultracapacitores	86
5.5.2	Interferência por radiofrequência (RFI)	87
5.5.3	Detecção de perturbações	88
5.5.4	Alimentação dos circuitos de controle do <i>nobreak</i>	88
5.5.5	Sinalização de falha da rede elétrica	89
5.5.6	Operação com o microcomputador desligado	89
6	CONCLUSÃO	91
	REFERÊNCIAS	93

BIBLIOGRAFIA CONSULTADA	96
APÊNDICE A – Descrição do diagrama em blocos de uma fonte chaveada	97
ANEXO A – Diagrama em blocos de uma fonte chaveada tradicional	99
ANEXO B – Diagrama em blocos de uma fonte chaveada <i>bivolt</i>	100

1 INTRODUÇÃO

1.1 Objetivo

O objetivo deste trabalho é analisar a viabilidade para incorporação de um *nobreak* que utiliza o ultracapacitor como elemento armazenador de energia, substituindo a bateria convencional, ao interior do gabinete de um microcomputador.

1.2 Motivação

Não há dúvidas de que os microcomputadores, chamados comumente de *desktops* (computadores de mesa), fazem parte da vida das pessoas no século XXI. Eles são necessários à prestação de serviços, sendo utilizados em estabelecimentos comerciais, instituições governamentais, serviços emergenciais e entre muitos outros. São também utilizados pela população em geral para diversos fins, desde a realização de pesquisas acadêmicas até a utilização de redes sociais e diversão.

Contudo, é fato que a rede elétrica das concessionárias está sujeita à falhas que podem ocasionar interrupções do serviço, provocando assim a perda de dados em quaisquer computadores que estejam em operação no momento da falha. Dados estes que são, muitas vezes, importantes e que se tornam irrecuperáveis. Além disso, o índice de falhas de dispositivos eletromecânicos, como o disco rígido, aumenta quando ocorre um desligamento súbito do dispositivo. Como solução, pode-se fazer uso de sistemas de alimentação ininterrupta, os chamados *nobreaks*, que mantêm o microcomputador funcionando no caso de interrupção da energia elétrica.

A alta capacidade de carga das baterias químicas dos *nobreaks* faz com que elas sejam de maiores dimensões e mais pesadas, criando a necessidade do uso de carcaças independentes, exclusivas e mais resistentes para uma proteção adequada do equipamento. Além disso, por serem baterias químicas, que empregam produtos químicos potencialmente nocivos, há ainda um risco ambiental devido ao fato de que elas muitas vezes são descartadas de maneira inapropriada ao final de sua vida útil, terminando indevidamente em lixões onde podem vazar seu conteúdo e contaminar o solo e aquíferos próximos.

Para contornar estes obstáculos surge a idéia da incorporação de um *nobreak* ao interior de um *desktop*, aproveitando o grande espaço livre que há no interior do gabinete,

acomodando os circuitos e armazenadores de energia, aliando ambos os equipamentos num só, capaz de manter-se funcionando mesmo em caso de falta de energia elétrica e com elevado índice de confiabilidade. E mais, substituindo a bateria convencional por ultracapacitores, que são capacitores que graças ao uso de dielétricos especiais possuem elevada capacitância, muito superior a dos maiores capacitores eletrolíticos do mercado, reduz-se o peso e volume, além do risco ambiental, visto que o ultracapacitor não faz uso de substâncias químicas nocivas.

1.3 Estado da arte

Dois exemplos de trabalhos já desenvolvidos que possuem objetivos semelhantes ao deste trabalho são apresentados a seguir:

- Patente de invenção registrada no Instituto Nacional da Propriedade Industrial (INPI) sob número PI 0604185-0 A, depositada em 31 maio 2006 e publicada em 29 jan. 2008:

CIRCUITO ELETRÔNICO CONVERSOR PARA FONTE DE COMPUTADOR COM CARÁTER DE NOBREAK COM ACOPLAMENTO DC/DC, patente de invenção ora denominada como FLEXPOWER 500, é baseado em tecnologia de ponta e desenvolvido especialmente para a alimentação de microcomputadores, integrando em um só produto FONTE+NOBREAK, visando resolver definitivamente, e com uma relação de custo/benefício otimizada, os problemas relacionados com a falta de energia, picos, anomalias e distúrbios presentes na rede elétrica. A fonte+nobreak em um só produto assegura o funcionamento do microcomputador em forma contínua e segura, independente da condição da rede elétrica existente. O FLEXPOWER 500 funciona sem intervalo de interrupção ou transferência, pois é dotado de dispositivo de detecção de anomalias de rede de alta velocidade, corrigindo a deficiência do tradicional sistema de transferência rede-bateria (e vice-versa) condicionados por relés eletromecânicos, ficando muito mais confiável e sem introdução de interferências eletromagnéticas indesejáveis que possam corromper dados importantes do computador, dentre outros.

A título de ilustração, é reproduzida na Figura 1.1 a figura sete da referida patente.

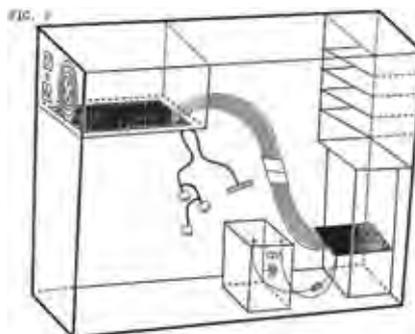


Figura 1.1 – Reprodução da figura sete da patente PI 0604185-0 A.

- Patente de invenção registrada no INPI sob número PI 9203632-5 A, depositada em 14 set. 1992 e publicada em 22 mar. 1994:

Patente de Invenção para “**FONTE NO-BREAK**”, composta por uma placa de fonte padrão PC/XT/AT (I), um circuito inversor (II) e dispositivos para: A) supervisão de rede (em queda e nível); B) supervisão de tensão de bateria; e C) alarmes para indicação de operação e desligamento; sendo que, em operação normal de funcionamento, a fonte é alimentada pela rede que, por sua vez, também carrega a bateria; como também em operação no-break, o inversor é comutado, convertendo energia DC da bateria para energia pulsada em 60Hz, assim mantendo a alimentação da fonte e do monitor, nesta condição o alarme intermitente é acionado, para indicar a operação no-break; quando a bateria estiver com sua carga baixa, o referido alarme passa a ser contínuo, informando que a mesma está no seu limite crítico de carga (“limiar para o desligamento”).

Não foram encontrados modelos comerciais, tanto no mercado nacional quanto no internacional, de equipamentos eletrônicos com a função de *nobreak* que possam ser integrados à fonte de alimentação de um microcomputador.

Este trabalho de graduação se difere dos trabalhos citados pelo fato de propor o uso de um ultracapacitor como elemento armazenador de energia, ao invés de uma bateria convencional, com diferenças no tempo de manutenção da alimentação, mas com a garantia da preservação das informações do microcomputador na ausência de alimentação pela rede elétrica.

1.4 Descrição dos capítulos

O trabalho está estruturado da seguinte forma:

O capítulo dois, *Nobreak* – sistema de alimentação ininterrupta, apresenta a definição de *nobreak*, os tipos de distúrbios na rede elétrica com os quais o equipamento deve lidar e as diferentes topologias de *nobreaks*.

O capítulo três, Conversores de potência, apresenta as características dos principais circuitos que fazem parte de um *nobreak*: retificador, *chopper* e inversor de tensão.

O capítulo quatro, Ultracapacitores, apresenta as características construtivas e elétricas deste componente e exemplos de aplicações onde ele é empregado.

O capítulo cinco, Estudo de viabilidade, descreve o estudo envolvendo os diferentes aspectos que permitem concluir se é possível incorporar um *nobreak* com ultracapacitor a um microcomputador, aspectos estes que incluem consumo dos microcomputadores e capacidades dos *nobreaks* e ultracapacitores.

O capítulo seis, Conclusão, apresenta comentários a respeito dos resultados do estudo do capítulo cinco.

2 NOBREAK – SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA

2.1 Definição e usos

O *nobreak* é um sistema de alimentação ininterrupta (UPS, *Uninterruptible Power Supply*), destinado à alimentação de equipamentos elétricos ou eletrônicos que não podem ter seu suprimento de energia interrompido devido à falhas da rede elétrica das concessionárias de energia.

Alguns exemplos de equipamentos que podem ser considerados críticos em suas aplicações e que não podem ficar sem alimentação são: computadores de centros de processamento de dados (servidores de internet, *datacenters*); centrais telefônicas de serviços emergenciais (bombeiros, polícia, serviços médicos hospitalares e de resgate); sistemas de proteção de patrimônios (sensores e alarmes, fechaduras elétricas); controladores de processos industriais críticos, que se forem desligados aumentam consideravelmente o risco de acidentes ou de perda de grandes quantidades de matéria-prima, como por exemplo processos químicos (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c). Nestes casos, os *nobreaks* utilizados têm alta capacidade e permitem o funcionamento prolongado das cargas ou então dão tempo suficiente para que grupos geradores sejam ativados e assumam o fornecimento temporário de energia.

No caso de usuários residenciais, os *nobreaks* são utilizados em computadores pessoais (*desktops*), a fim de evitar que problemas na rede elétrica impliquem na perda imediata de dados, fornecendo energia por um período suficiente para que o usuário possa interromper suas tarefas e desligar o computador adequadamente.

2.2 Principais distúrbios da rede elétrica e o papel dos *nobreaks*

A rede de distribuição de energia elétrica das concessionárias, além de estar sujeita a interrupções causadas por diversos motivos, dentre eles descargas atmosféricas e queda de galhos de árvores nos condutores, também está sujeita a outros tipos de distúrbios, os quais podem afetar as cargas alimentadas pela rede, sejam elas residenciais ou industriais. Os *nobreaks*, portanto, devem ser capazes de proteger as cargas contra uma ampla gama de distúrbios que afetam a qualidade da energia, que são apresentados na Figura 2.1 (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c) e definidos segundo o Instituto Brasileiro do Cobre (2001).

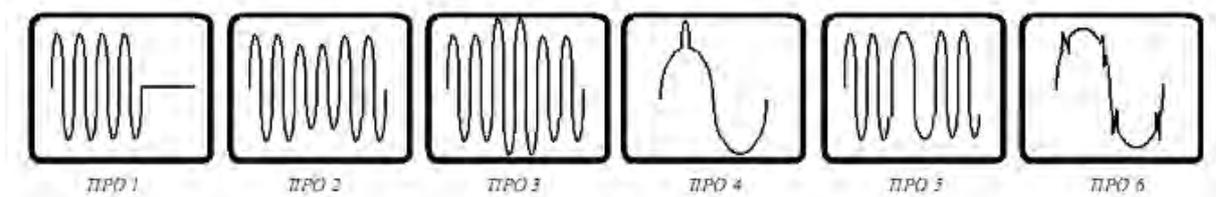


Figura 2.1 - Tipos de distúrbios que afetam a qualidade da energia.
Fonte: (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

O tipo 1 é uma interrupção da alimentação, que ocorre quando a tensão da rede atinge valores menores que 1% da sua tensão nominal por um tempo superior a um minuto. Sua ocorrência é comum durante tempestades, sobrecargas da rede e curto-circuitos, quando ocorre a atuação das proteções do sistema elétrico.

O tipo 2 é um afundamento temporário da amplitude da tensão, conhecido como *sag* que, por convenção, tem sua duração estipulada entre 10 ms e 60 s. É o tipo mais comum de distúrbio e pode ter como causa aumentos súbitos de consumo, sendo gerado normalmente na partida de cargas de grande potência (por exemplo, fornos a arco e grandes motores).

O tipo 3 é o oposto do anterior, caracterizado pelo aumento temporário da amplitude da tensão em até 10% de seu valor nominal, sendo conhecido como *swell*. Tem como principais causas a entrada de bancos de capacitores ou de geradores no sistema elétrico, comutação de cargas de grande potência, ou pode ocorrer no retorno da alimentação após uma interrupção.

O tipo 4, conhecido como sobretensão transitória, impulso transitório ou simplesmente transitório, é um sinal de alta frequência que se sobrepõe ao sinal de 60Hz da rede, com duração da ordem de poucos milissegundos e de amortecimento rápido. É potencialmente o tipo mais perigoso de distúrbio, visto que pode facilmente danificar o isolamento de componentes eletrônicos, danificando e até inutilizando os equipamentos sujeitos ao transitório, ou então reduzir consideravelmente a vida útil de transformadores e motores. Ocorre principalmente durante tempestades.

O tipo 5 é a variação da frequência nominal. Causada principalmente por problemas de estabilidade nos sistemas de geração de energia, sobretudo quando se faz uso de grupos geradores. Também pode ocorrer na geração das concessionárias de energia, porém é muito raro, visto que o sistema elétrico brasileiro é interligado e a frequência é rigidamente controlada, compensando qualquer variação que possa vir a ocorrer (TOSSI, 2011a).

O tipo 6 é o ruído elétrico, um sinal aleatório de alta frequência que se sobrepõe ao sinal de 60Hz da rede e tem longa duração. Causado principalmente por sistemas de controle ineficientes de fontes de alimentação chaveadas e funcionamento de motores e geradores (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

Além dos distúrbios citados, destacam-se ainda os harmônicos, muito comuns atualmente, que podem ser definidos como sinais senoidais de frequências múltiplas de uma frequência fundamental e que se somam a esta. Alteram significativamente a forma de onda da tensão da rede e como consequência podem causar:

- diminuição do fator de potência;
- aquecimentos excessivos de condutores, transformadores e motores;
- disparo indevido de dispositivos de proteção;
- vibrações mecânicas excessivas em motores;
- explosão de bancos de capacitores.

2.3 Diagrama em blocos de um *nobreak*

Um *nobreak* essencialmente possui os seguintes blocos básicos, apresentados na Figura 2.2:

- conversor AC/DC (retificador), responsável por alimentar o *nobreak* e carregar o sistema armazenador de energia;
- conversor DC/AC (inversor), responsável por alimentar a carga quando é solicitado;
- armazenador de energia (bateria), que fornece energia ao conversor DC/AC quando há alguma falha da rede elétrica;
- circuitos de controle de chaveamento do conversor DC/AC e, eventualmente, do conversor AC/DC.

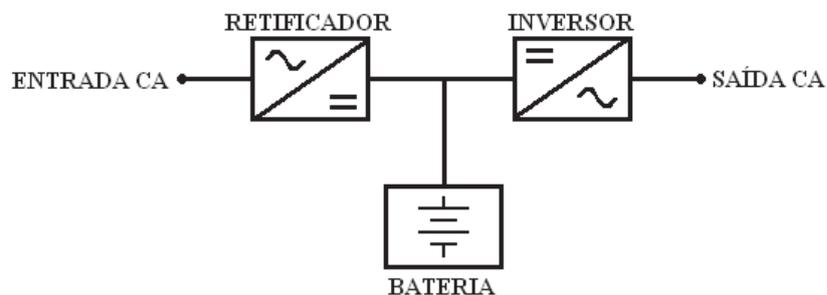


Figura 2.2 - Diagrama em blocos básico de um *nobreak*.
Fonte: adaptado de (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011a).

Eventualmente, dependendo da topologia adotada na construção do *nobreak*, pode-se ainda encontrar uma chave estática, responsável pela comutação da alimentação da carga via *nobreak* para via rede em casos de falha ou manutenção no equipamento (TOSSI, 2011b).

2.4 Topologias de *nobreaks*

Existem diversas topologias de construção de *nobreaks*, desde as mais tradicionais até as mais recentes, cada uma com suas vantagens, desvantagens e aplicações. A fim de padronizar a terminologia empregada, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) criou a norma NBR15014:2003, que define os sistemas ininterruptos de energia e suas topologias principais, descritas a seguir.

2.4.1 Topologia *Stand-by*

Também conhecida como *Off-line* ou Rede Prioritária, é a topologia básica para um *nobreak*, e está ilustrada na Figura 2.3.

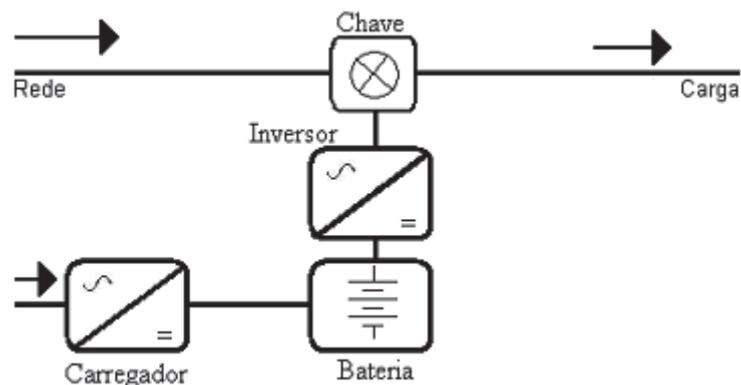


Figura 2.3 - Diagrama em blocos do *nobreak Stand-by*.
Fonte: adaptado de (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

Nesta topologia, a carga é alimentada na maior parte do tempo diretamente pela rede da concessionária, sendo que na ocorrência de uma falha da rede a chave realiza a comutação e a carga é suprida pelo conjunto bateria e inversor. A fim de manter a bateria sempre em condições de suprir a carga, existe um circuito carregador (conversor AC/DC) alimentando continuamente a bateria e mantendo-a carregada (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

Pela Figura 2.3, nota-se que a energia da rede não sofre qualquer tipo de condicionamento antes de alimentar a carga, a qual está sujeita aos distúrbios da rede. O oposto também ocorre, ou seja, as distorções provocadas pela carga passam diretamente para a rede.

Quando a tensão e/ou frequência da rede ultrapassar os limites especificados pelo fabricante do equipamento, é dada partida no inversor (conversor DC/AC), de maneira sincronizada com a rede. Ou seja, existe a necessidade de um circuito de sincronismo, para

evitar eventuais problemas para a carga, a rede ou o próprio UPS. No passado, a saída do inversor era geralmente uma tensão quadrada, mas atualmente se aproxima de uma senóide. Além disso, o inversor é projetado apenas para operações eventuais e por um curto período de tempo, normalmente na ordem de alguns minutos.

Em seguida entra em ação a chave de transferência, que leva cerca de 4 ms a 8 ms (um quarto de ciclo a meio ciclo da rede de 60 Hz) para efetuar a comutação rede/inversor. Este tempo pode ser insuficiente para uma carga sensível, devido à velocidade de operação da mesma, podendo ocorrer a perda de dados ou o descontrole de um sistema eletrônico durante a comutação, pois neste período a carga fica sem alimentação alguma. Para a maioria das cargas, este tempo é suficiente para que não haja interrupção da operação.

Durante o período sem rede elétrica, a bateria alimenta a carga, porém ela possui uma autonomia bastante limitada, de cerca de 15 minutos para aplicações não industriais (TOSSI, 2011b), não sendo então esta topologia recomendada para aplicações que necessitem de grande autonomia.

O carregador geralmente possui uma baixa capacidade de recarga, então após uma falha prolongada da rede que provoque a completa descarga da bateria, leva horas para que esta última esteja na sua capacidade máxima novamente.

Nobreaks construídos com esta topologia são os equipamentos mais comuns do mercado e os que apresentam o menor custo, porém são os que oferecem o menor grau de proteção. São fabricados para pequenas capacidades, de até 1 kVA (TOSSI, 2011b), e apresentam um baixo fator de potência pelo fato de alimentarem a carga diretamente pela rede da concessionária sem qualquer tipo de condicionamento.

2.4.2 Topologia Linha Interativa

Um UPS construído com esta topologia se assemelha a um *Stand-by*. Conforme apresentado na Figura 2.4, a grande diferença está no fato de que nesta topologia o sinal da rede passa por um bloco estabilizador de tensão, que regula a amplitude da tensão de saída, sendo capaz de corrigir variações de até $\pm 10\%$ no sinal de entrada (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

Apesar de a tensão de saída ser estabilizada, não há qualquer proteção contra variações da frequência, transitórios ou ruídos, ficando a carga sujeita a tais distúrbios.

Durante o funcionamento normal da rede, a carga é alimentada pela concessionária, passando pelo estabilizador. Quando a rede ultrapassa os limites estabelecidos pelo fabricante, o inversor sincronizado é ativado e a chave comuta para que o conjunto inversor/bateria alimente a carga. Ao retornar às condições normais, a carga volta a receber a energia da concessionária.

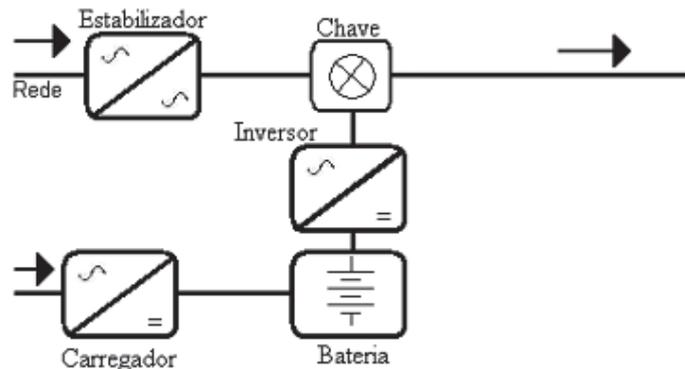


Figura 2.4 - Diagrama em blocos do *nobreak* Linha Interativa.
Fonte: adaptado de (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

O carregador de bateria tem características semelhantes ao da topologia *Stand-by*.

Geralmente, *nobreaks* construídos nesta topologia são equipamentos de custo mais elevado, pois além de terem um circuito adicional, são também empregados componentes de qualidade superior. A chave de transferência leva cerca de 4 ms para efetuar a comutação. A bateria tem uma autonomia maior, sendo este UPS fabricado com capacidades mais elevadas, iniciando em 1 kVA (TOSSI, 2011b).

Existem também algumas variações desta topologia, as quais são descritas brevemente a seguir (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

- UPS Linha Interativa Ferrorressonante: possui o mesmo funcionamento básico do Linha Interativa convencional, porém faz uso de um transformador ferrorressonante como elemento estabilizador de tensão, conforme ilustra a Figura 2.5. Como toda a corrente da carga é conduzida pelo transformador, este se torna muito volumoso e pesado, encarecendo o equipamento; além disso, existe a necessidade de filtros contra harmônicos de terceira e quinta ordem, para compensar as eventuais distorções causadas pela carga e que podem reduzir a vida útil do transformador.

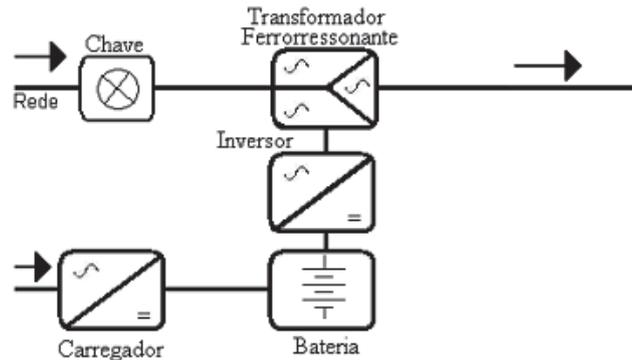


Figura 2.5 - Diagrama em blocos do *nobreak* Linha Interativa Ferroressonante.
Fonte: adaptado de (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

- UPS Linha Interativa Bidirecional: também conhecido como UPS Linha Interativa *Tri-port* ou de Simples Conversão, faz uso de apenas um conversor, que possui dupla função, como mostrado na Figura 2.6. Quando, em condições normais, a carga é alimentada pela rede, o conversor atua como um retificador (carregador de bateria). Quando ocorre uma falha da rede e a chave se abre, o conversor passa a atuar como um inversor, alimentando a carga.

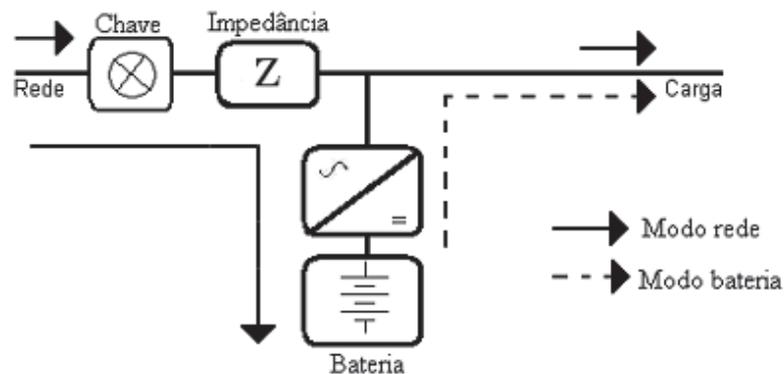


Figura 2.6 - Diagrama em blocos do *nobreak* Linha Interativa Bidirecional.
Fonte: adaptado de (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

A impedância série tem como objetivo aumentar o fator de potência, minimizando distorções na forma de onda da corrente.

2.4.3 Topologia *On-line*

Também chamada de Dupla Conversão, devido ao fato de que a energia da rede sempre sofre duas conversões antes de ser entregue à carga (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c), conforme apresentado na Figura 2.7.

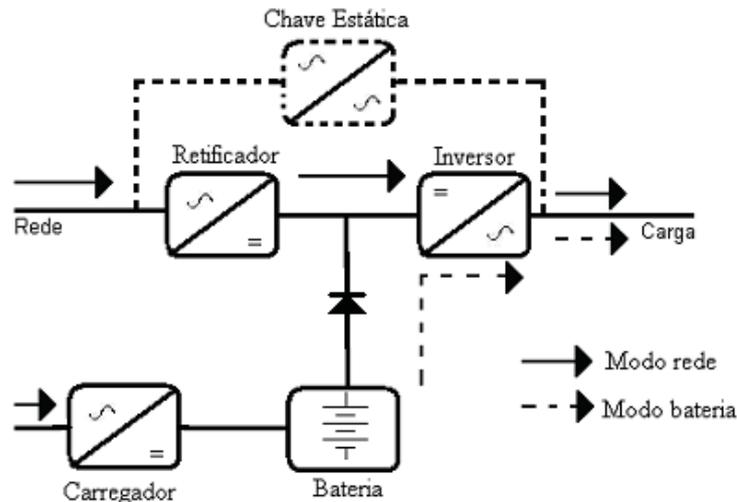


Figura 2.7 - Diagrama em blocos do *nobreak On-line*.
 Fonte: adaptado de (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011c).

A tensão da rede é retificada pelo conversor AC/DC, criando uma tensão contínua que é usada pelo inversor (conversor DC/AC) para gerar uma onda senoidal cuja amplitude e frequência são independentes da rede de entrada, fazendo com que a carga seja, de certo modo, isolada da rede. Desta maneira, a carga não está sujeita aos distúrbios da rede, oferecendo um alto grau de proteção, e em contrapartida a concessionária não é afetada por eventuais cargas não lineares.

Na ocorrência de uma perturbação na tensão de entrada que exceda os limites determinados pelo fabricante do UPS, o retificador é desativado e imediatamente a bateria fornece energia para manter o conversor DC/AC em funcionamento. Portanto, nesta topologia o tempo de transferência é nulo, visto que não há necessidade de uma chave de transferência.

A chave estática, também denominada *By-pass*, é um elemento opcional deste tipo de UPS, e tem por função alimentar a carga diretamente pela rede elétrica em caso de: sobreaquecimento, sobrecarga ou falha de um ou mais dos circuitos do *nobreak*, além de paradas para realização de manutenção no equipamento, sem interrupção da carga.

Em muitos casos existe também um circuito carregador, independente do conversor AC/DC de entrada, para um melhor controle da recarga em caso de grandes bancos de baterias, uma vez que a corrente de carga pode atingir valores elevados e isto acarretaria num superdimensionamento de conversor AC/DC de entrada. No caso de aplicações não industriais o circuito carregador pode ser eliminado e a bateria carregada pelo mesmo conversor que alimenta o inversor, conforme a Figura 2.8. Desta maneira, além de servir como reserva de energia, a bateria age como um elemento estabilizador de tensão no barramento DC entre o retificador e o inversor (NASIRI, 2001).

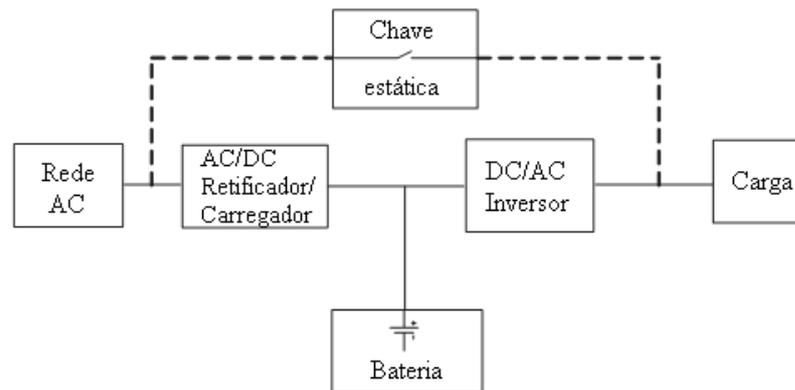


Figura 2.8 - Diagrama em blocos do *nobreak On-line* sem circuito carregador.
Fonte: adaptado de (NASIRI, 2001).

É importante frisar que na configuração ilustrada na Figura 2.8, o retificador deve ter capacidade para carregar a bateria e simultaneamente alimentar a carga (mesmo quando esta última solicita muita corrente). Este circuito pode ser configurado para suportar grandes variações na entrada, como variações de amplitude da tensão de $-20/+15\%$ e de $\pm 10\%$ em frequência (TOSSI, 2011b).

2.4.4 Outras topologias

Além das topologias definidas na NBR15014:2003, existem outras que têm sido desenvolvidas por diferentes fabricantes de UPS. Dentre elas, vale ressaltar aqui a topologia Conversão Delta, que foi criada para ser mais eficiente que a Dupla Conversão (NASIRI, 2001), tendo seu diagrama em blocos exibido na Figura 2.9.

Baseada nos princípios das topologias Dupla Conversão e Linha Interativa, possui uma eficiência maior que as anteriores, além de um melhor condicionamento de energia, pois o fator de potência chega facilmente à unidade e a regulagem da tensão de saída é mais eficiente.

Ela consiste de um inversor bidirecional, que como nas topologias anteriores converte a energia em DC da bateria em AC, possuindo também um conversor delta bidirecional, responsável pelo condicionamento ativo da energia da carga e um transformador série para transferir a energia para a carga ou recebê-la da linha. A chave estática de entrada tem o propósito de isolar a carga da rede na ocorrência de condições anormais de alimentação (RATHMANN; WARNER, 1996).

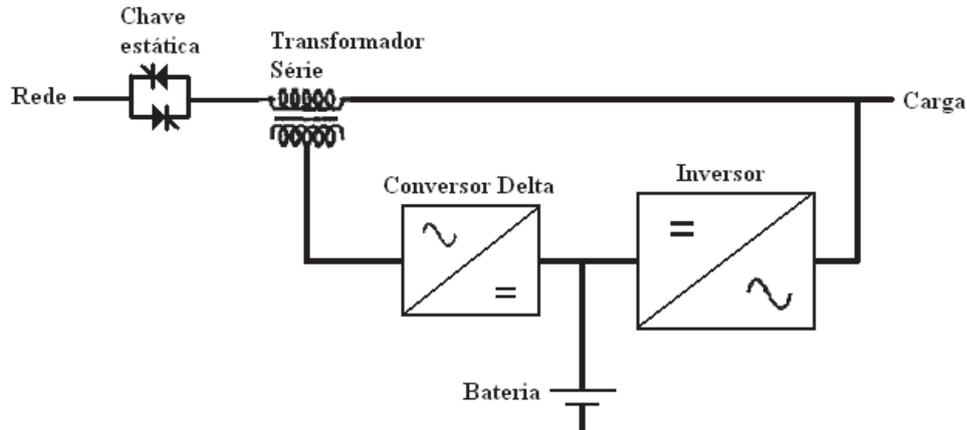


Figura 2.9 - Diagrama em blocos do *nobreak* Conversão Delta.
Fonte: adaptado de (RATHMANN; WARNER, 1996).

Quando a energia da concessionária está em condições normais, a carga é suprida pela rede via chave estática. Neste modo de operação, o conversor delta lida com distorções na forma de onda da corrente, fazendo correções para que o fator de potência seja o mais próximo possível de um e o inversor faz a correção da tensão, injetando energia da bateria caso a amplitude da tensão esteja abaixo da nominal, ou absorvendo energia e carregando a bateria, caso esteja acima da nominal. Vê-se na Figura 2.9 que, propositalmente, o bloco do conversor delta foi desenhado com um tamanho inferior ao do inversor; isso porque o conversor delta é geralmente dimensionado para 20% da potência nominal máxima da carga que pode ser alimentada pelo UPS e o inversor é dimensionado para 100% (NASIRI, 2001).

Além disso, o inversor bidirecional carrega a bateria durante a operação normal.

Na ocorrência de distúrbios na rede, a chave estática é comutada e a carga passa a ser suprida por inversor e bateria, com a tensão de saída sendo uma tensão senoidal de amplitude e frequência rigidamente controladas.

A principal vantagem desta topologia sobre a Dupla Conversão está no fato de que a carga é suprida na maior parte pela rede, condicionada pelo UPS, de forma que é eliminada a necessidade de converter toda a potência em DC e depois reconverter tudo novamente em AC, como é feito no *nobreak On-line*.

Esta é uma topologia relativamente nova, se comparada com as demais, e devido ao seu modo de operação e aos sofisticados circuitos de controle necessários para seu funcionamento, é destinada a potências elevadas, de 5 kVA até 1,6 MVA, com um alto custo do equipamento, sendo portanto utilizada somente em aplicações industriais de grande porte.

3 CONVERSORES DE POTÊNCIA

Neste capítulo são apresentados os circuitos conversores de potência utilizados em *nobreaks* e suas principais características.

3.1 Retificadores

O retificador é um conversor AC/DC, ou seja, é um circuito capaz de transformar a corrente alternada (AC, *Alternate Current*) da rede elétrica em corrente direta (DC, *Direct Current*) para alimentar circuitos eletrônicos que operam somente em DC. Um retificador ideal é aquele cuja tensão e corrente de saída são perfeitamente contínuas (sem variações nos seus valores instantâneos) independentemente da carga, mas na realidade vê-se que existem variações nos valores instantâneos de cada grandeza.

Para *nobreaks* de uso não industrial (ou seja, residencial ou comercial) normalmente utilizam-se os retificadores monofásicos, pois os microcomputadores são alimentados por tensões monofásicas ou bifásicas¹, ficando os retificadores trifásicos reservados para aplicações com potência superior a 15 kW (RASHID, 1999), faixa na qual se torna inviável o emprego dos monofásicos. Por este motivo os retificadores trifásicos não são abordados neste trabalho.

Existem diversas topologias de retificadores, as quais podem ser classificadas em três categorias: não controlado, semicontrolado e totalmente controlado.

3.1.1 Retificadores não controlados

Como o próprio nome sugere, são conversores AC/DC que não possuem qualquer forma de controle sobre a tensão de saída, mantendo-se os parâmetros da tensão de entrada (amplitude e frequência) constantes (AHMED, 2000).

Há três topologias básicas para os retificadores utilizados em um UPS de uso não industrial: meia onda, bifásico de meia onda (chamado também de onda completa com derivação central) e onda completa em ponte.

Na Figura 3.1 é apresentada a construção do primeiro e mais elementar tipo de retificador, o retificador de meia onda não-controlado.

¹ Apesar de serem chamados de retificadores monofásicos, eles também operam em sistemas bifásicos.

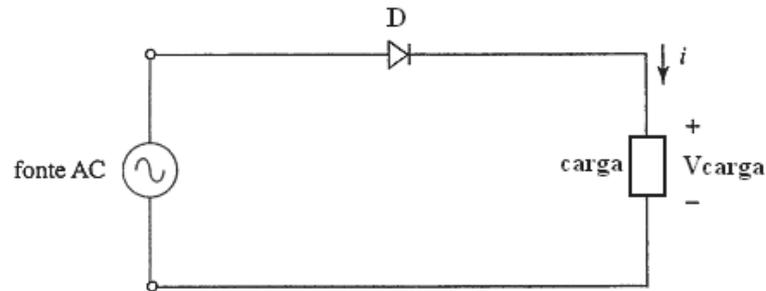


Figura 3.1 – Retificador de meia onda não controlado.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

A fonte AC pode ser a própria rede elétrica ou então se pode fazer uso de um transformador para se obter, além de isolamento elétrico, uma tensão de saída de valor diferente daquela que seria conseguida ao usar diretamente a rede. Qualquer que seja o caso, considera-se que a forma de onda da fonte AC é senoidal, com amplitude e frequência constantes e conhecidas.

Este circuito é denominado meia onda porque apenas um semiciclo da tensão de entrada é conduzido pelo diodo para a carga; no caso da configuração da Figura 3.1, tem-se apenas o semiciclo positivo sendo conduzido. Seu uso em aplicações de eletrônica de potência é bastante limitado, pois sua eficiência é muito baixa comparada às outras topologias (máximo de 40,5%) (RASHID, 1999), apresentando ainda uma grande ondulação na tensão de saída (conhecida como *ripple*), obrigando o projetista que queira utilizar este retificador a colocar um capacitor de filtragem de alta capacitância em paralelo com a carga.

O segundo tipo de retificador, mostrado na Figura 3.2, é o de onda completa com derivação central, que possui este nome por que faz uso de um transformador cujo secundário possui uma derivação central.

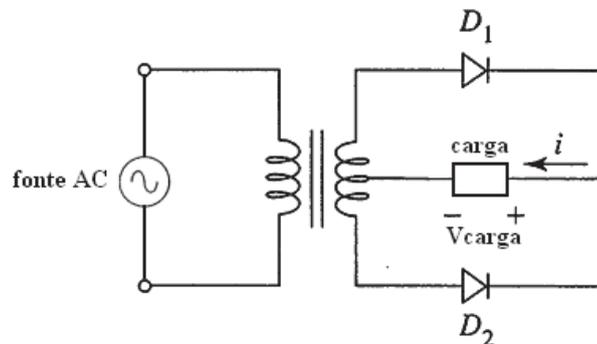


Figura 3.2 – Retificador de onda completa com derivação central não controlado.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

Sua operação é semelhante à de dois retificadores de meia onda, cada um funcionando em um semiciclo diferente, o que rendeu também ao circuito a denominação bifásico de meia onda.

Por operar nos dois semiciclos da tensão de entrada, sua eficiência é o dobro do retificador de meia onda (81%) (RASHID, 1999) e sua tensão de saída possui uma ondulação menor e mais fácil de ser filtrada por um capacitor, que não precisa ser de grande capacitância. Além disso, a tensão no secundário do transformador pode ser escolhida pelo projetista, sem ter que alterar a tensão de entrada da fonte AC, bastando escolher um transformador com relação de espiras apropriada.

Porém, pode-se citar como possível desvantagem o uso obrigatório do transformador na entrada deste circuito. De acordo com o nível de potência que se quer obter na carga, o componente pode se tornar bastante volumoso e de alto custo.

Para contornar as desvantagens da topologia anterior foi idealizado o retificador de onda completa em ponte, representado na Figura 3.3.

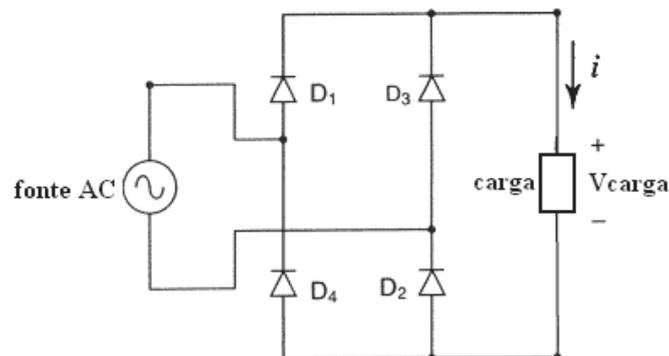


Figura 3.3 – Retificador de onda completa em ponte não controlado.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

Nesta topologia, tem-se a retificação de ambos os semiciclos, tendo o circuito uma eficiência de 81% (RASHID, 1999), e pode-se dispensar o uso do transformador realizando a conversão diretamente da rede elétrica; dessa maneira, este retificador supera as desvantagens dos retificadores de meia onda (retificação de apenas um semiciclo e baixa eficiência) e bifásico de meia onda (uso obrigatório de transformador). Isso faz desta topologia a mais utilizada em equipamentos eletrônicos, quando não é necessário um controle da tensão de saída.

3.1.2 Retificadores totalmente controlados

Nos retificadores totalmente controlados, a tensão de saída pode ser ajustada sem que se altere a tensão de entrada, ao mudar o ângulo de condução dos semicondutores do circuito (AHMED, 2000). Isso é possível graças ao uso de tiristores no lugar dos diodos, pois os primeiros só conduzem quando recebem um sinal de controle e estão corretamente polarizados. O tiristor mais empregado neste tipo de retificador é o Retificador Controlado de Silício (SCR, *Silicon Controlled Rectifier*), componente capaz de controlar a tensão de saída através da aplicação de pulsos de disparo em seu terminal porta em diferentes momentos.

Da mesma maneira que os retificadores não controlados, existem três configurações para os retificadores totalmente controlados, sendo que a diferença entre eles é a substituição de todos os diodos por SCRs, como ilustrado nas Figuras 3.4 à 3.6.

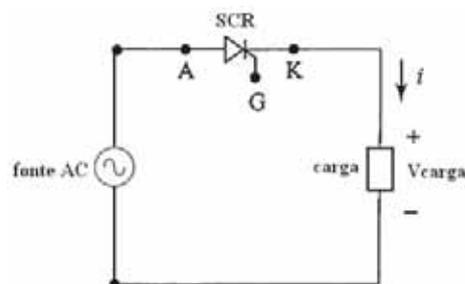


Figura 3.4 – Retificador de meia onda totalmente controlado.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

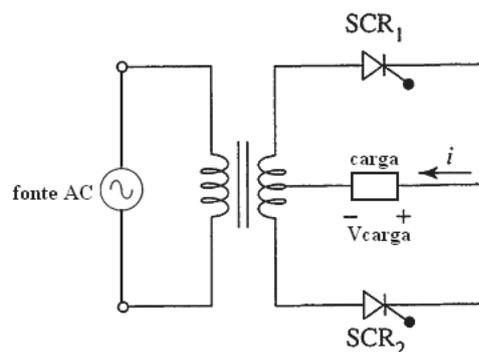


Figura 3.5 – Retificador de onda completa com derivação central totalmente controlado.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

São válidas aqui as mesmas observações feitas para os retificadores não controlados, e é desnecessário dizer que o retificador de onda completa em ponte é o mais utilizado em aplicações de eletrônica de potência em que se precise controlar o nível da tensão de saída. No entanto, cabe ressaltar que os SCRs serão naturalmente comutados a cada passagem por zero, na transição entre o semiciclo positivo para o negativo e vice-versa, não havendo a necessidade de circuitos extras para comutação forçada.

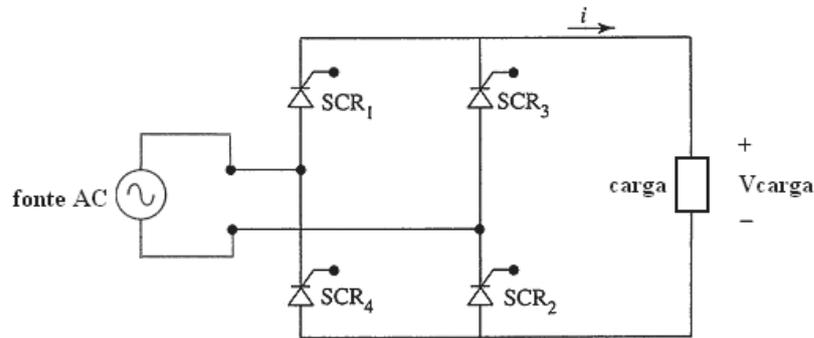


Figura 3.6 – Retificador de onda completa em ponte totalmente controlado.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

Pode-se dizer ainda que retificadores de onda completa são retificadores de dois quadrantes, pois considerando-se que a carga é reativa (na maior parte das vezes indutiva), a tensão de saída poderá assumir não só valores positivos como também valores negativos controláveis, mas a corrente sempre fluirá para a carga no mesmo sentido. Diz-se então que estes circuitos podem operar em dois modos, conforme mostrado na Figura 3.7: retificação, quando a tensão de saída é positiva e a potência flui da fonte para a carga; e inversão, quando a tensão de saída é negativa e a potência flui da carga para a fonte (RASHID, 1999).

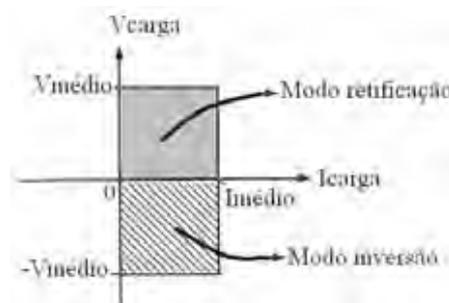


Figura 3.7 – Modos de operação de retificadores de onda completa com cargas reativas.
Fonte: adaptado de (RASHID, 1999).

Uma observação importante referente à eficiência é que para ângulos de disparo pequenos a eficiência destes circuitos é semelhante a dos retificadores não controlados; porém, à medida que este ângulo aumenta, a eficiência vai diminuindo gradativamente.

3.1.3 Retificadores semicontrolados

Retificadores semicontrolados são utilizados quando não se deseja ou não se pode permitir a operação do circuito no modo inversão, sendo capazes de operar apenas no modo retificação, com a potência fluindo unicamente para a carga (RASHID, 1999). São denominados semicontrolados porque utilizam semicondutores controláveis (SCRs) e não

controláveis (diodos). Por isso, a única topologia que pode ser adaptada para um semicontrolado é o retificador de onda completa em ponte, visto na Figura 3.8.

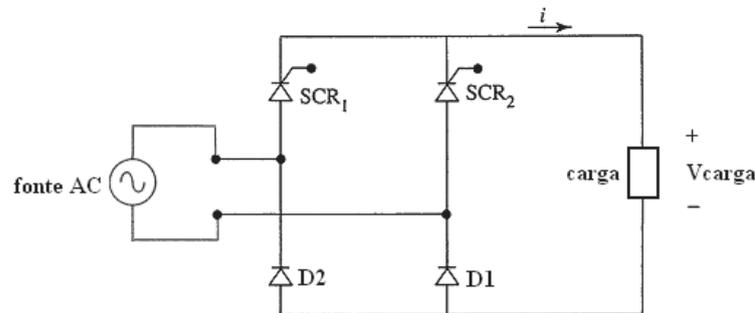


Figura 3.8 – Retificador de onda completa em ponte semicontrolado.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

Uma configuração alternativa é ilustrada na Figura 3.9.

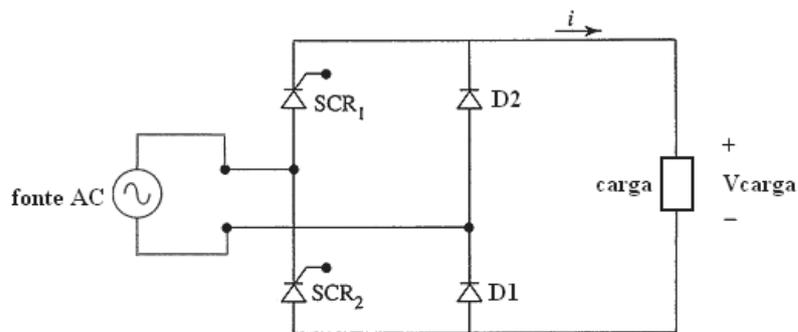
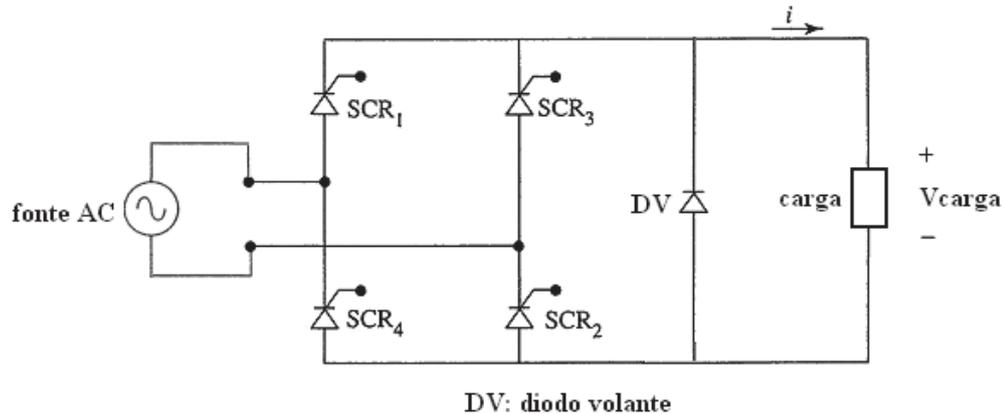


Figura 3.9 – Retificador de onda completa em ponte semicontrolado (configuração alternativa).
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

Estes circuitos operam em apenas um quadrante, isto é, tensão na carga sempre positiva e corrente sempre fluindo no mesmo sentido, porque, no caso da Figura 3.9, os diodos $D1$ e $D2$ oferecem um caminho para a corrente da carga reativa continuar fluindo, mas limitam a tensão reversa que surgiria neste período a um valor próximo de zero. O mesmo ocorre no circuito da Figura 3.8, quando acontece a comutação de $SCR1$ e a ativação de $SCR2$, sendo o caminho alternativo dado por $SCR2$ e $D1$; o mesmo vale para a comutação de $SCR2$ e ativação de $SCR1$, com $SCR1$ e $D2$ servindo de caminho.

O mesmo efeito pode ser alcançado nos demais retificadores com o uso de um diodo volante em paralelo com a carga, mas os retificadores semicontrolados dispensam o emprego deste componente. Como exemplo, ilustra-se na Figura 3.10 um retificador de onda completa em ponte totalmente controlado onde o diodo volante é utilizado.



DV: diodo volante

Figura 3.10 – Uso do diodo volante em um retificador de onda completa em ponte totalmente controlado.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

3.1.4 Considerações sobre qualidade da energia elétrica

De maneira geral, para todos os retificadores apresentados, apesar de a tensão de entrada ser senoidal, a corrente de entrada sofrerá distorções que a tornarão não senoidal. Isso cria uma grande quantidade de harmônicos que se espalham pela rede de distribuição de energia, podendo afetar outros equipamentos que compartilhem da mesma rede (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011b). Além disso, estes retificadores possuem um baixo fator de potência, gerando uma alta demanda de energia reativa da rede (RASHID, 1999). Como estas topologias apresentadas são largamente utilizadas em equipamentos eletrônicos, os problemas relacionados à qualidade da energia vêm se agravando nas últimas décadas.

Nos últimos anos têm sido adotados, especialmente em *nobreaks*, circuitos para correção do fator de potência, que operam com chaveadores em Modulação por Largura de Pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) muito semelhantes aos *choppers* (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011b), que são apresentados na próxima subseção.

3.2 Choppers

Um *chopper* é um conversor DC/DC, isto é, permite obter uma tensão DC variável a partir de uma tensão DC fixa. A tensão de saída pode assumir valores maiores ou menores que a de entrada. Pode-se dizer que o *chopper* atua como um transformador DC, pois ele altera as grandezas de entrada para os níveis desejados na saída; mas, diferente do transformador AC tradicional que utiliza campos magnéticos para funcionar, o *chopper* utiliza o chaveamento em alta frequência e pode inclusive oferecer isolamento elétrico entre a entrada e a saída. O

chaveamento em alta frequência permite que sejam usados componentes discretos de menores dimensões, como indutores, capacitores e transformadores de pulsos, facilitando a miniaturização de fontes de alimentação. Além disso, estes conversores alcançam alta eficiência e existem diversos circuitos integrados disponíveis comercialmente, dedicados ao controle do chaveamento. Contudo, uma das desvantagens dos *choppers* é a presença de interferências eletromagnéticas geradas pelo chaveamento, que precisam ser minimizadas.

3.2.1 Princípio básico de funcionamento

Como pode ser visto na Figura 3.11, um conversor DC/DC precisa de uma chave para funcionar. Esta chave pode ser um Transistor Bipolar de Junção (TBJ), um Transistor Bipolar de Porta Isolada (IGBT, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) ou um Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido Semicondutor (MOSFET, *Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). A chave é operada de tal maneira que permaneça fechada por um tempo T_{ON} e aberta por um tempo T_{OFF} , conforme se vê na Figura 3.12 (AHMED, 2000).

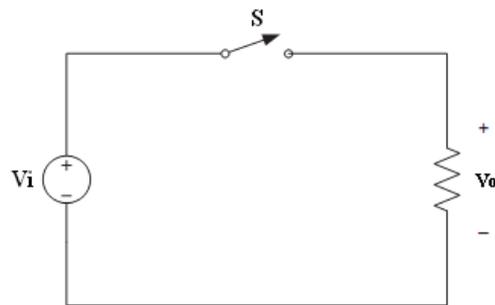


Figura 3.11 – *Chopper* básico.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

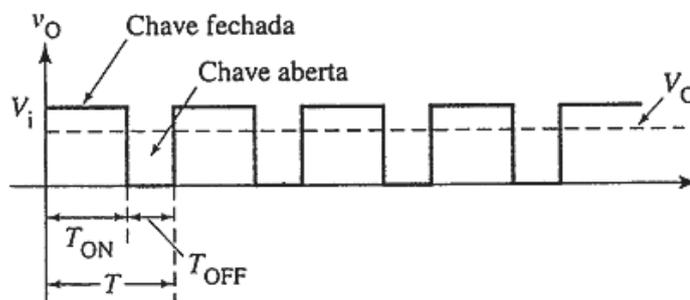


Figura 3.12 – Operação de chaveamento do *chopper* básico.
Fonte: (AHMED, 2000).

A tensão média de saída dependerá do tempo que a chave fica fechada (T_{ON}) em relação ao período da onda (T), chamado de ciclo de trabalho e representado pela letra grega delta (δ), dada pela equação (3.1).

$$V_o = \delta \cdot V_i \quad (3.1)$$

$$\text{Sendo: } \delta = \frac{T_{ON}}{T}$$

Neste circuito, a tensão média de saída pode ser menor ou igual à de entrada, da mesma maneira que em um regulador linear série. Porém, como o *chopper* funciona chaveando a tensão de entrada, as perdas na chave são consideravelmente reduzidas, permitindo que o conversor atinja valores de eficiência acima de 90% (RASHID, 1999); com a utilização de chaves semicondutoras rápidas, algumas topologias modernas alcançam até 98% de eficiência, superando em muito os reguladores lineares.

Existem dois modos de chaveamento para se controlar a tensão de saída:

- Operação em frequência variável: o tempo T_{ON} permanece constante e o tempo T_{OFF} varia, alterando assim a frequência de operação f , já que $f = 1/T$. Este modo é pouco utilizado, pois para se diminuir a tensão média de saída deve-se diminuir a frequência, o que acarreta em: grande *ripple* na saída (até mesmo descontinuidades); geração de harmônicos em frequências imprevisíveis, aumentando as interferências eletromagnéticas; aumento das perdas e da geração de calor no elemento de chaveamento.
- Operação em frequência constante: a frequência f é mantida constante e o ciclo de trabalho δ é alterado mediante a mudança de T_{ON} . Este tipo de operação é conhecido como PWM. Ao operar em alta frequência, oferece um baixo *ripple* na saída e por isso o filtro de saída não precisa de grandes componentes, sendo portanto o modo mais utilizado em *choppers*.

Pode-se classificar os *choppers* em duas categorias: os que não oferecem qualquer isolamento entre entrada e saída, denominados não isolados; e os isolados, que a possuem.

3.2.2 Choppers não isolados

Nas subseções seguintes serão mostrados os principais circuitos e suas características mais importantes.

3.2.2.1 Conversor *Buck*

O *chopper Buck*, também chamado de *Step-down* (que pode ser traduzido como abaixador) é um regulador cuja tensão de saída é igual ou menor que a de entrada, ambas DC (AHMED, 2000); seu circuito é exibido na Figura 3.13.

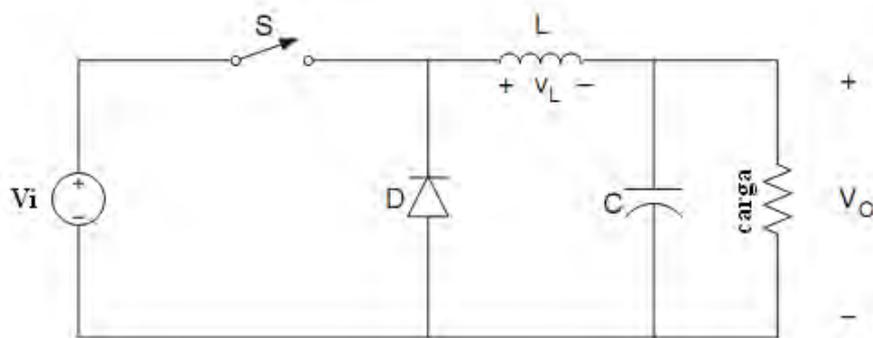


Figura 3.13 – Conversor *Buck*.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

Seu funcionamento pode ser dividido em dois momentos: primeiro, a chave S está fechada e a fonte de entrada V_i alimenta a carga através do indutor L ; segundo, com a chave aberta, gera-se uma tensão de polaridade oposta sobre o indutor, que manterá a corrente na carga fluindo, e o capacitor C manterá a tensão de saída com um pequeno *ripple*.

A função de transferência é a própria equação (3.1). Vê-se que a tensão de saída é diretamente proporcional ao ciclo de trabalho, de maneira linear, o que simplifica bastante a malha de realimentação de controle do chaveamento.

O conversor *Buck* pode operar em dois modos diferentes (RASHID, 1999): modo de corrente contínua, no qual a corrente de saída nunca atinge o valor zero; e modo de corrente descontínua, no qual a corrente de saída permanece em zero durante um certo tempo dentro do período de chaveamento. O primeiro modo é o mais utilizado por oferecer maior eficiência e melhor aproveitamento dos componentes passivos (indutor e capacitor). Já o segundo é usado em aplicações que precisam de um tipo especial de controle de tensão ou que possuem cargas especiais. Não é prático fazer o mesmo circuito operar alternadamente entre os dois modos porque cada um tem algoritmos de controle diferentes.

O projetista deve escolher o semiconductor usado como chave criteriosamente, pois ele limitará a máxima frequência de chaveamento do circuito. Vale ressaltar que o uso de altas frequências requer um indutor e um capacitor relativamente pequenos, assim a saída terá menos ondulação e o circuito será fisicamente mais compacto. Além disso, o circuito tolera variações na tensão de entrada, compensando-as através do circuito de controle de chaveamento PWM.

3.2.2.2 Conversor *Boost*

O *chopper Boost*, também chamado de *Step-up* (que pode ser traduzido como elevador) é um circuito cuja tensão de saída é igual ou maior que a de entrada (AHMED, 2000), com sua configuração sendo mostrada na Figura 3.14.

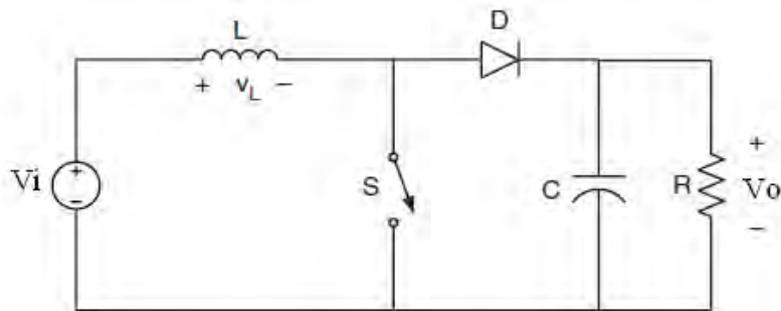


Figura 3.14 – Conversor *Boost*.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

Assim como o conversor *Buck*, este funciona em duas etapas: primeiro, com a chave fechada, a corrente passa através do indutor e ele adquire uma tensão de polaridade positiva, conforme a convenção adotada na Figura 3.14; segundo, com a chave aberta, a corrente sofre uma variação rápida, tendendo a zero, e o indutor reage invertendo a polaridade de sua tensão, alimentando a carga com uma tensão igual à soma da fonte V_i mais a do indutor v_L , fazendo a saída ser maior que a entrada. O capacitor ameniza o *ripple* da saída.

A função de transferência do circuito é:

$$V_o = V_i \cdot \frac{1}{1 - \delta} \quad (3.2)$$

Sendo δ o ciclo de trabalho já definido anteriormente na subseção 3.2.1.

Vê-se que a tensão de saída é proporcional ao ciclo de trabalho, mas não de maneira linear, conforme ilustrado na Figura 3.15 (RASHID, 1999). Além disso, pela equação (3.2), se

o ciclo de trabalho tender ao valor um, a tensão de saída tenderá ao infinito, o que na prática é impossível devido as perdas de potência nos componentes do conversor *Boost*. A tensão de saída se tornará muito sensível a pequenas variações do ciclo de trabalho, dificultando seu controle e estabilização. Portanto, em termos práticos, a tensão de saída é limitada em cerca de cinco vezes a tensão de entrada (AHMED, 2000).

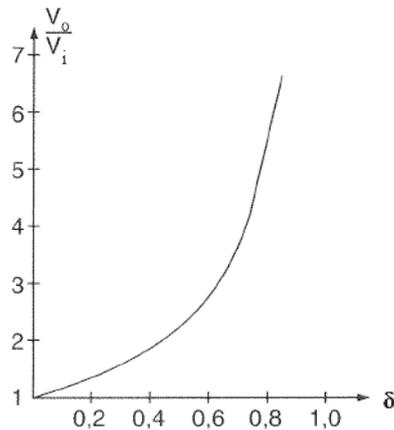


Figura 3.15 – Gráfico da relação de tensões *versus* ciclo de trabalho do conversor *Boost*.
Fonte: adaptado de (RASHID, 1999).

São válidas para o conversor *Boost* as mesmas observações feitas para o *Buck* acerca dos modos de funcionamento do circuito e escolha dos componentes.

3.2.2.3 Conversor *Buck-Boost*

Em um *chopper Buck-Boost*, a tensão de saída pode ser maior, menor ou igual (em módulo) à tensão de entrada, combinando os conceitos dos dois *choppers* anteriores. Porém neste circuito, mostrado na Figura 3.16, a tensão de saída é de polaridade oposta a da entrada, sendo por este motivo chamado também de *chopper inversor*.

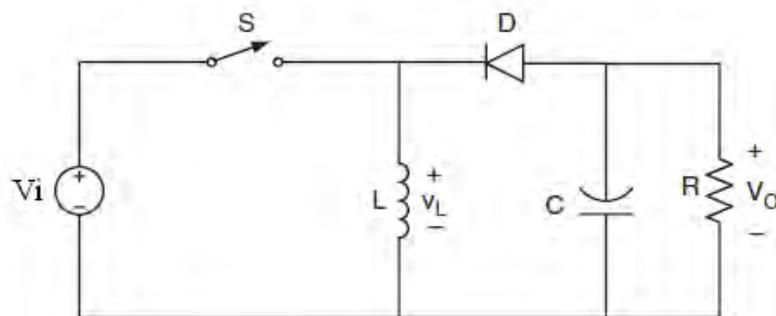


Figura 3.16 – Conversor *Buck-Boost*.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

O circuito opera em duas etapas: na primeira, a chave está fechada e a tensão no indutor é igual a da fonte de entrada; na segunda, com a chave aberta, a tensão no indutor passa a ser negativa (conforme a convenção adotada na Figura 3.16), mantendo a corrente circulando pela carga e gerando uma tensão de saída negativa, cuja ondulação é amenizada pelo capacitor.

Obedecendo as convenções para as polaridades das tensões de entrada e saída, a função de transferência é dada por:

$$V_o = -V_i \cdot \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (3.3)$$

Destaca-se que quando o ciclo de trabalho for inferior a 50% o conversor atuará como um *Buck*, com a saída de valor inferior (em módulo) ao da entrada; com ciclo igual a 50%, a saída terá o mesmo módulo da entrada, apenas com polaridade invertida; e finalmente, com ciclo superior a 50% a atuação do circuito como um *Boost*. É necessário lembrar que aqui também é válida a restrição prática do valor da saída na operação como *Boost*, por motivos de estabilidade, em cerca de cinco vezes o valor da entrada, visto que a equação (3.3) mostra uma relação não linear entre ciclo de trabalho e a proporção entre tensões de saída e entrada.

Uma das vantagens do *Buck-Boost* é que a passagem entre a operação como *Buck* e como *Boost* pode se dar de maneira suave e rápida, bastando apenas alterar o ciclo de trabalho. Além disso, este conversor é capaz de inverter a polaridade de uma tensão DC sem a necessidade de amplificadores operacionais e, portanto, de fontes extras de alimentação. É desnecessário dizer que um transformador não é capaz de inverter a polaridade de tensões contínuas, somente alternadas, já que ele só funciona quando uma variação na polaridade da corrente causa uma variação de fluxo magnético em seu núcleo, o que não ocorre em fontes DC.

3.2.3 Choppers isolados

Os *choppers* isolados fazem uso de um transformador de pulsos para prover a transferência de energia da entrada para a saída e oferecer isolamento. As maiores vantagens deste tipo de conversor são: o isolamento elétrico entre entrada e saída, muitas vezes requerido por motivos de segurança e confiabilidade; e possibilidade de obtenção de múltiplas saídas usando um único *chopper*, cada uma com uma tensão diferente, se for empregado um transformador com vários enrolamentos secundários. Transformadores de pulsos, por

operarem em alta frequência, podem ser fisicamente menores e mais leves do que os transformadores de potência que funcionam à frequência da rede (60 Hz).

Por outro lado, ao se lançar mão de múltiplas saídas deve-se ter em mente que apenas uma delas poderá ser monitorada pelo circuito de realimentação que controla o chaveamento. Ou seja, apenas uma saída manterá seu valor real bem próximo do valor padrão esperado e as demais terão sua regulação prejudicada.

Existem dezenas de topologias de *choppers* isolados. São apresentadas aqui somente duas que são utilizadas em *nobreaks*, para não tornar a subseção demasiadamente extensa.

3.2.3.1 Conversor *Flyback*

O *chopper Flyback*, exibido na Figura 3.17, pode ser considerado como uma versão isolada do *Buck-Boost*, devido às semelhanças entre os circuitos e as funções de transferência.

A função de transferência, considerando o circuito exposto na Figura 3.17, é (CZARKOWSKI, 2001):

$$V_o = V_i \cdot \frac{\delta}{n \cdot (1 - \delta)} \quad (3.4)$$

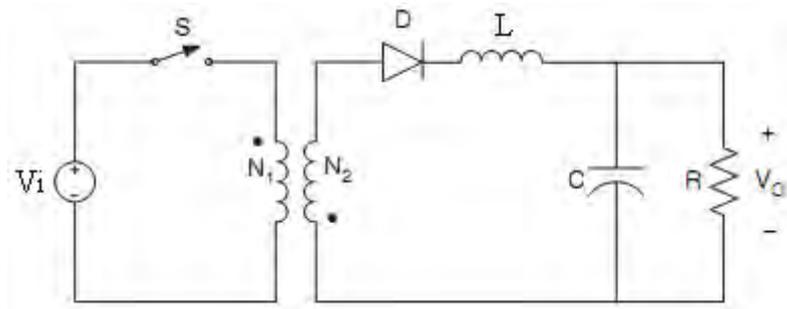


Figura 3.17 – Conversor *Flyback*.

Sendo n a relação de espiras do transformador:

$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.5)$$

Nota-se que a função de transferência do *Flyback* difere do *Buck-Boost* apenas pelo fator n , o que significa que o projetista também pode escolher a tensão de saída escolhendo uma relação de espiras conveniente.

Seu funcionamento é dividido em duas etapas: primeiro, com a chave fechada, o enrolamento N_1 é percorrido por corrente e o N_2 recebe uma tensão negativa, bloqueada pelo diodo D ; segundo, quando a chave abre, o primário N_1 se desmagnetiza invertendo a polaridade da tensão, e conseqüentemente em N_2 surge uma tensão positiva que alimenta a carga. O indutor L e o capacitor C atuam como um filtro de saída.

É um circuito de custo relativamente baixo para potências acima de 200 W, já que emprega poucos componentes, sendo utilizado em *nobreaks* de pequena capacidade.

3.2.3.2 Conversor em Ponte Completa

O *chopper* isolado em Ponte Completa, por vezes referenciado por seu nome em Inglês *Full-Bridge*, é um circuito que permite uma alta potência de saída (até 2000 W), sendo utilizado em *nobreaks* monofásicos de médio porte. É um conversor de alta eficiência e muito versátil, pois o circuito de controle pode usar diversos algoritmos de controle, incluindo o PWM (CZARKOWSKI, 2001). Sua configuração é mostrada na Figura 3.18.

Seu funcionamento consiste em ativar simultaneamente pares de chaves, neste caso representadas como transistores bipolares de junção, para fazer a corrente percorrer o enrolamento $N1$ em sentidos diferentes: primeiro ativam-se $T1$ e $T4$, depois $T3$ e $T2$. É importante frisar que deve existir um tempo morto (*dead-time*) entre a condução de cada par de chaves para evitar um curto-circuito na fonte de entrada V_i . Os diodos $D1$ a $D4$ servem de proteção aos transistores contra os picos de tensão induzidos no primário do transformador. O capacitor $C1$ age como um filtro para evitar ondulações na tensão V_i devido ao chaveamento; $C2$ impede que componentes DC atinjam o enrolamento $N1$ e causem a saturação do núcleo do transformador. No secundário, $D5$ e $D6$ são um retificador bifásico simples e L e $C3$ um filtro de saída.

A função de transferência deste *chopper* está descrita na expressão (3.6):

$$V_o = V_i \cdot \frac{2\delta}{n} \quad (3.6)$$

Sendo n definido anteriormente na equação (3.5) e o ciclo de trabalho deve ser um número menor que 0,5.

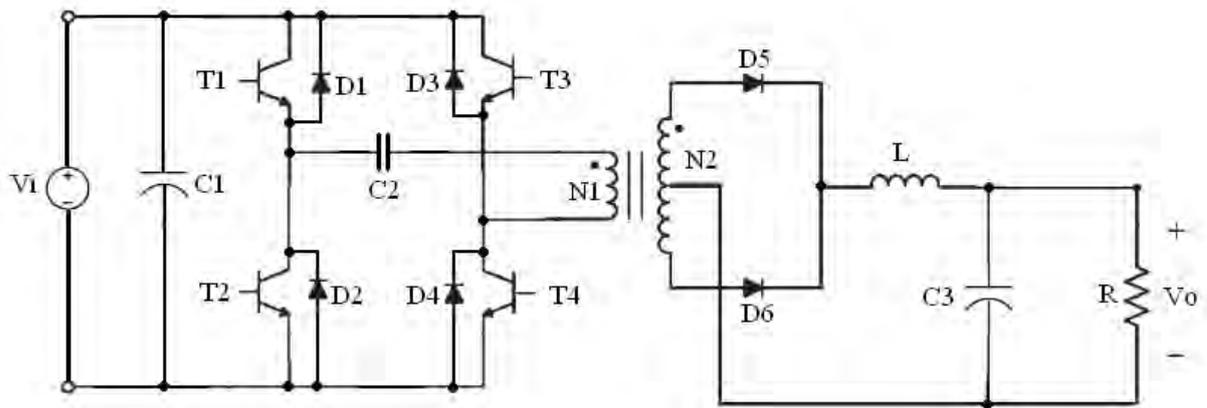


Figura 3.18 – Conversor em Ponte Completa.

3.2.4 Correção do fator de potência

Conforme os comentários apresentados na subseção 3.1.4, os retificadores possuem um baixo fator de potência na entrada devido às formas de onda não senoidais que surgem durante a conversão AC/DC, causando problemas de qualidade da energia elétrica (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011b). Para resolver este problema, um circuito de correção do fator de potência é empregado em diversas fontes de alimentação atualmente, inclusive em *nobreaks* para uso residencial e em fontes chaveadas de microcomputadores. Um dos circuitos mais importantes e mais populares é o chamado Retificador *Boost*, mostrado na Figura 3.19. Ele combina um retificador monofásico em ponte com um *chopper Boost*.

Para efetuar a correção do fator de potência, uma sequência adequada de pulsos é aplicada à chave do *chopper Boost*, representada na Figura 3.19 por um TBJ, fazendo com que a corrente de entrada seja controlada e tenha uma forma de onda muito próxima de uma senóide, razão pela qual tal circuito possui um fator de potência de 0,99.

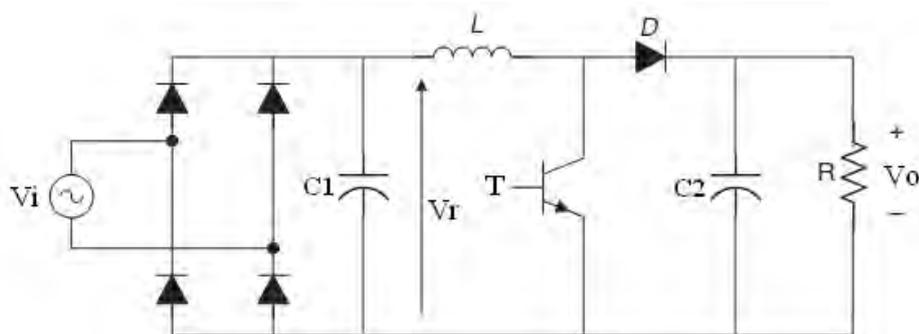


Figura 3.19 – Retificador *Boost*.

Fonte: adaptado de (BONAN; GABIATTI; MARTINS, 2011b).

É importante destacar que, devido à existência do *Boost*, o circuito somente operará de maneira correta se a tensão de saída desejada (V_o) for maior que a tensão retificada (V_r); por outro lado, uma tensão DC elevada na saída significa uma redução na corrente nos componentes dos circuitos de potência situados após o Retificador *Boost*.

No caso em que o UPS possui um circuito de correção do fator de potência, o *chopper* é considerado parte integrante do retificador, por isso ele não é mencionado como um dos circuitos básicos que compõem o *nobreak*.

3.3 Inversores de tensão

Um inversor de tensão é um conversor DC/AC, isto é, é capaz de transformar uma tensão direta (constante ou com pequena variação) em uma tensão alternada de frequência e amplitude desejadas. A tensão de saída de um inversor ideal é uma senóide pura, mas em um circuito prático a forma é geralmente retangular, o que muitas vezes é bom o suficiente para alimentar cargas de baixa potência, para as quais apenas o valor eficaz da tensão é importante. Mas existem técnicas que permitem a obtenção de uma onda praticamente senoidal, com baixa distorção harmônica, para cargas de alta potência ou que não tolerem distorções em sua alimentação (RASHID, 1999).

O princípio básico de funcionamento do inversor é utilizar semicondutores como chaves controladas de maneira que ora a tensão aplicada à carga esteja em uma polaridade, ora na polaridade oposta. Um circuito de controle ajusta o valor da tensão média de saída ao ajustar o intervalo de tempo que cada polaridade da tensão é aplicada à carga.

Assim como nos outros conversores, foram desenvolvidas várias topologias de inversores de tensão. São apresentadas aqui as três topologias mais utilizadas em *nobreaks*.

3.3.1 Inversor *Push-Pull*

O circuito básico do inversor *Push-Pull*, também chamado de inversor monofásico com derivação central, está ilustrado na Figura 3.20.

O funcionamento deste inversor é simples: ao alternar a condução das chaves, representadas na Figura 3.20 como TBJs, o transformador é excitado em sentidos opostos, gerando uma tensão alternada na carga. Os diodos $D1$ e $D2$ servem como caminho alternativo para a corrente continuar circulando nos intervalos de *dead-time* entre o corte de um transistor

e a saturação do outro; o indutor L age como um bloqueio para que as componentes alternadas geradas no transformador não atinjam a fonte V_i (DC) e também suaviza as variações nas correntes circulantes no circuito primário.

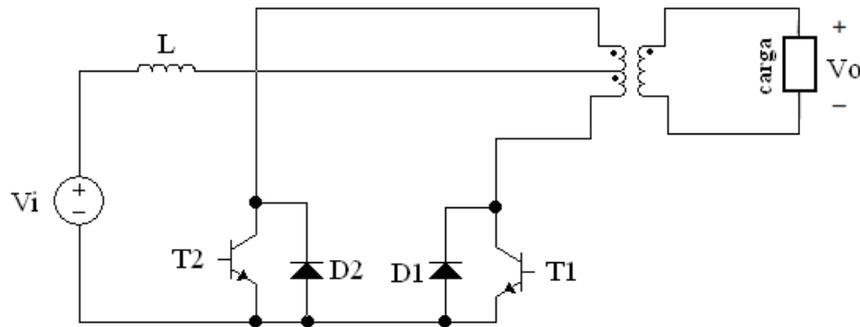


Figura 3.20 – Inversor *Push-Pull*.

Este circuito é muito utilizado em *nobreaks* de pequena potência e autonomia, tipicamente os da topologia *Stand-by* (BONAN; FLORES; MARTINS, 2011).

As vantagens deste inversor são: isolamento galvânica oferecida pelo transformador; simplificação do circuito de controle, pois ambas as chaves estão no mesmo referencial, portanto não há a necessidade de uso de circuitos de *bootstrap* ou de transformadores de pulsos especiais para transmitir o sinal de disparo. Como desvantagens tem-se: o transformador, quando operando com cargas de alta potência, fica muito volumoso, pesado e por consequência caro; as chaves precisam suportar uma tensão reversa no mínimo duas vezes superior ao valor da fonte de entrada V_i .

3.3.2 Inversor meia-ponte

O inversor meia-ponte pode ser visto na Figura 3.21.

Seu funcionamento ocorre em duas etapas: primeiro a chave $T1$ está fechada (com $T2$ aberta) e a tensão na carga é positiva, seguindo a convenção adotada na Figura 3.21; segundo, a chave $T2$ está fechada (com $T1$ aberta) e a tensão de saída é negativa. Este circuito necessita de duas fontes idênticas de alimentação, que podem ser substituídas por dois grandes capacitores eletrolíticos para que um ponto de neutro artificial seja criado entre eles e possa ser usado na conversão; os capacitores $C1$ e $C2$ desempenham esta tarefa. Como o inversor gera harmônicos de baixa ordem e a tensão de entrada deve ser constante, estes componentes precisam ser de grande capacitância. Os diodos $D1$ e $D2$ oferecem um caminho alternativo para a corrente da carga reativa continuar fluindo.

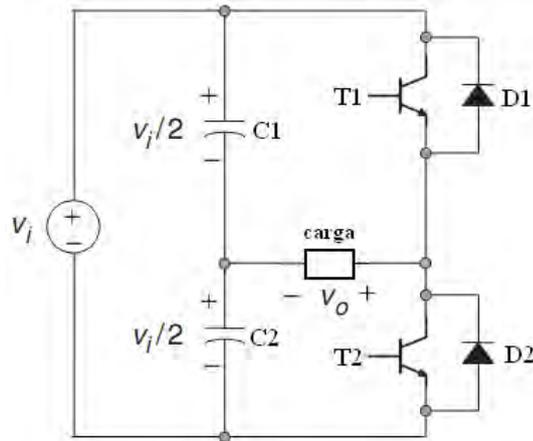


Figura 3.21 – Inversor meia-ponte.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

Este inversor não necessita de transformador para operar e a tensão reversa que as chaves precisam suportar é igual ao valor da fonte de alimentação V_i . Além disso, por ter um dos transistores com o terminal emissor não-aterrado, o uso de circuitos *bootstrap* ou transformadores de pulsos é obrigatório.

O inversor meia-ponte pode ser usado em *nobreaks* de pequena ou média capacidade, mas seu uso tem sido cada vez menos frequente.

3.3.3 Inversor em ponte completa

O inversor em ponte completa está ilustrado na Figura 3.22.

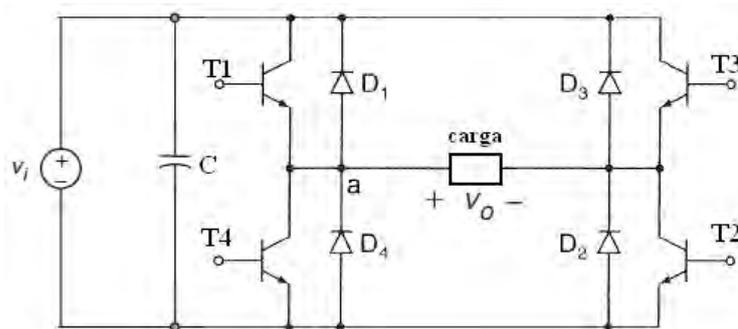


Figura 3.22 – Inversor em ponte completa.
Fonte: adaptado de (AHMED, 2000).

Este inversor pode ser considerado como a junção de dois inversores meia-ponte. Seu funcionamento se baseia na ativação de um par de chaves de cada vez: ora estão ativas T_1 e T_2 , ora T_3 e T_4 . Os diodos oferecem um caminho para a circulação de corrente em cargas reativas durante a comutação dos pares de chaves (*dead-time*). Como já foi explicado num

momento anterior, deve haver este *dead-time* para que não ocorra um curto-circuito na fonte de entrada V_i , provocado pela condução simultânea dos pares $T1$ e $T4$ ou $T3$ e $T2$. O capacitor C serve para atenuar as variações da tensão de entrada para níveis que não afetem o correto funcionamento do circuito.

A principal vantagem deste inversor sobre os demais apresentados é que a tensão máxima reversa das chaves é igual ao valor da fonte V_i , o que permite que se possa operar com menor tensão e obter os mesmos resultados dos conversores anteriores. Porém, o circuito de controle é mais complexo, visto que há um maior número de chaves e duas delas estão com um terminal flutuando em relação ao terra da fonte V_i , necessitando assim de circuitos de *bootstrap*.

O inversor em ponte completa é o mais utilizado em *nobreaks* de alta capacidade e potência, mas também tem sido usado em equipamentos de médio porte nos últimos anos.

3.3.4 Técnica de chaveamento

Para um controle preciso da tensão de saída, diversas técnicas de chaveamento podem ser utilizadas. Dentre elas destacam-se as modulações (RASHID, 1999):

- PWM senoidal;
- por injeção de harmônicos;
- delta.

Destas, a modulação PWM senoidal é a mais conhecida e mais empregada em *nobreaks*. Ela é obtida através da comparação entre uma onda triangular e uma senóide de referência, conforme ilustrado na Figura 3.23.

Este tipo de modulação pode ser aplicado no circuito inversor em ponte completa. Para o meia-ponte, em que não ocorrem períodos de tensão zero na carga, pode-se utilizar uma variação da técnica ilustrada na Figura 3.24, na qual a onda triangular alterna, durante todo o período da senóide de referência, entre valores positivos e negativos, causando o mesmo efeito na saída modulada.

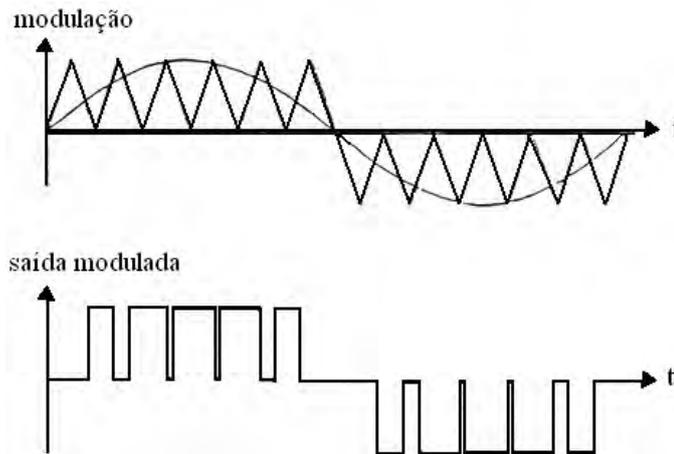


Figura 3.23 – Modulação PWM senoidal.

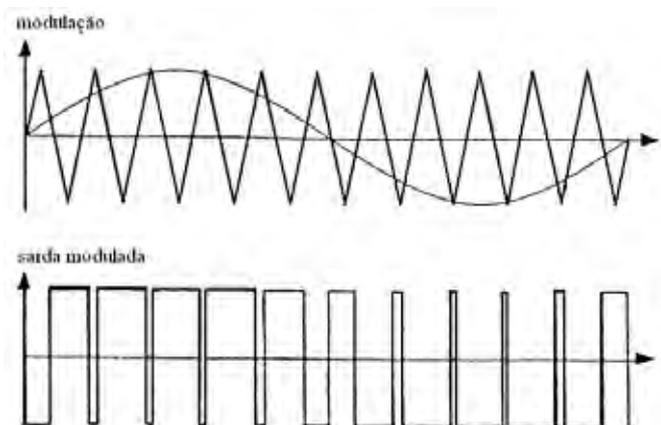


Figura 3.24 – Modulação PWM senoidal alternativa.

Uma das maiores vantagens desta modulação é que, apesar de gerar muitos harmônicos na tensão de saída, estes se localizam em ordens altas, longe da componente fundamental e podem ser facilmente eliminados com uma simples filtragem passa-baixa, apresentando como resultado uma tensão de saída de alta qualidade e sem a necessidade de filtros com elementos grandes e pesados.

Porém, o alto número de comutações durante todo o período da forma de onda provoca maiores perdas por chaveamento nos transistores. Isto deve ser considerado pelo projetista ao escolher os semicondutores que farão parte do circuito.

Para controlar a amplitude e frequência da tensão de saída, duas variáveis podem ser alteradas no processo: a alteração simultânea das frequências das ondas triangular e senoidal provoca uma mudança na frequência de saída; a alteração da amplitude da senóide de referência provoca a mudança do valor eficaz da tensão de saída.

Embora existam constantes evoluções na implementação de cada conversor de potência, principalmente com a evolução dos elementos de chaveamento (semicondutores), os principais circuitos de um *nobreak* foram descritos neste capítulo.

4 ULTRACAPACITORES

4.1 Introdução

Capacitores são componentes capazes de armazenar energia e têm sido utilizados em circuitos eletrônicos há muitos anos, desempenhando as mais diversas funções. Já as baterias têm sido a tecnologia mais empregada quando se necessita de um modo de armazenar grandes quantidades de energia em um espaço relativamente pequeno. Todo dispositivo de armazenamento de energia pode ser especificado em termos de sua energia armazenada (em Watt-hora), sua máxima potência fornecida (em Watts) e seu tempo de vida útil (BURKE, 2000).

Existe uma grande lacuna entre os dois componentes, pois o capacitor é capaz de armazenar uma pequena quantidade de energia, mas como é capaz de liberá-la rapidamente, possui uma alta potência, enquanto a bateria armazena grande quantidade de energia, mas tem baixa potência.

Nos últimos anos, a exigência de potência por parte de equipamentos que trabalham com pulsos de potência impulsionou o desenvolvimento das chamadas baterias de pulso, capazes de fornecer grandes quantidades de potência, mas ao custo de terem sua vida útil significativamente reduzida.

Para preencher o espaço entre os capacitores e as baterias, os ultracapacitores foram desenvolvidos. São componentes capazes de armazenar mais energia do que capacitores tradicionais e liberar mais potência que as baterias. Eles são conhecidos por diversos nomes, muitos deles de uso comercial, como por exemplo supercapacitores, capacitores de potência e capacitores de dupla camada. Tecnicamente, o nome mais adequado para este componente é capacitor eletroquímico, devido ao seu princípio de funcionamento. Neste trabalho, porém, será adotada a denominação ultracapacitor.

Ultracapacitores existem desde 1957 (KÖTZ; CARLEN, 2000), quando as primeiras patentes sobre um capacitor baseado em um eletrodo de carbono de grande superfície foram registradas pela empresa *General Electric* nos Estados Unidos. Já em 1969, foram feitos os primeiros componentes comerciais, com o chamado *SOHIO*, patenteado pela empresa norte-americana *Standard Oil*. Contudo, somente na década de 1990 o ultracapacitor ganhou notoriedade e iniciou-se sua utilização, experimental muitas vezes, em diversas aplicações, desde dispositivos de memória até veículos híbridos, auxiliando as baterias a prover a potência necessária durante a partida do motor.

Uma das razões pelas quais o ultracapacitor tem ganhado notoriedade já foi brevemente comentada: preencher o abismo entre capacitores tradicionais e baterias. Através do gráfico de Ragone, mostrado na Figura 4.1, que relaciona a densidade de potência e a densidade de energia de um componente, vê-se que os ultracapacitores se encaixam entre capacitores e baterias, podendo portanto servir de auxílio a ambos os componentes.

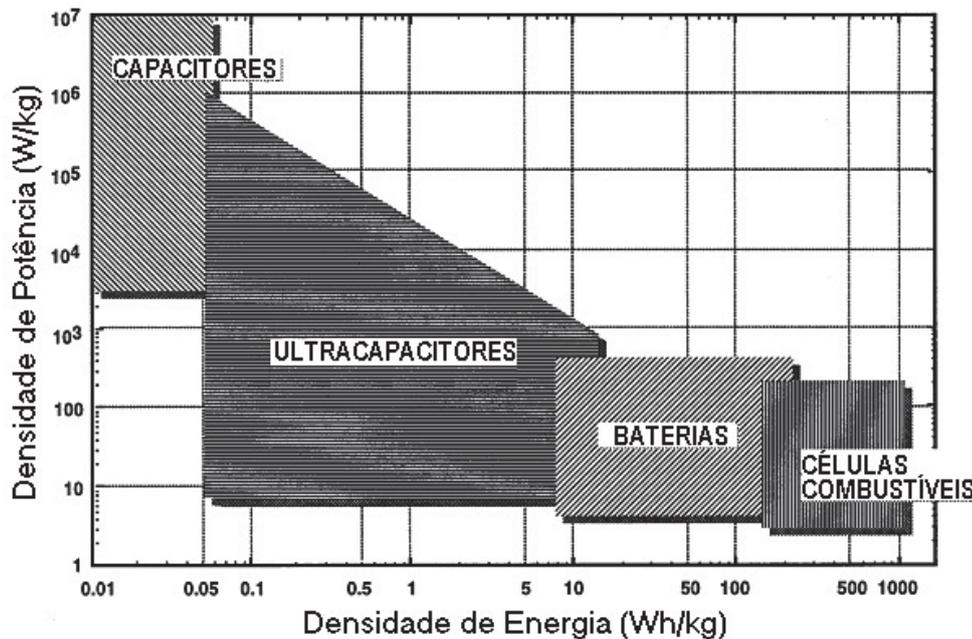


Figura 4.1 – Gráfico de Ragone generalizado relacionando vários componentes de armazenamento de energia.
Fonte: adaptado de (KÖTZ; CARLEN, 2000).

Outra razão de destaque é que os ultracapacitores têm uma vida útil e um tempo de armazenagem muito superiores aos das baterias atuais, especialmente os componentes que usam eletrodos de carbono (KÖTZ; CARLEN, 2000). Por tempo de armazenagem entenda-se que é o tempo que o componente demora para se autodescarregar. Ultracapacitores podem ser carregados e deixados por meses sem uso, sem que a tensão sofra um decréscimo significativo, isso porque a ocorrência de reações químicas responsáveis pela descarga é insignificante. Quando eles se descarregam, porém, a capacitância se mantém constante, portanto eles não têm suas características elétricas degradadas e podem ser recarregados rapidamente. Além disso, os ultracapacitores podem suportar de quinhentos mil a um milhão de ciclos de carga/descarga antes que se deteriore consideravelmente (BURKE, 2000). Já as baterias não chegam nem perto destes valores, suportando atualmente cerca de mil ciclos.

4.2 Princípio de funcionamento

Capacitores tradicionais armazenam energia através da separação de cargas. Nos capacitores não polarizados, a energia é armazenada em uma camada fina de material dielétrico que separa placas de metal (eletrodos) que servem de terminais ao componente. Nos capacitores eletrolíticos, um dos eletrodos é um fluido eletrólito e o outro uma placa de alumínio; quando é aplicada uma tensão com potencial negativo no eletrólito e positivo na placa de alumínio, é formada uma camada de óxido de alumínio sobre o metal (através de um processo eletroquímico) que funciona como um dielétrico (POMILIO, 2010).

De maneira geral, a capacitância pode ser expressa pela equação (4.1).

$$C = \frac{k \cdot A}{d} \quad (4.1)$$

Sendo k a constante do material dielétrico, A a área dos eletrodos e d a espessura do dielétrico.

Pode-se, do ponto de vista elétrico, modelar um capacitor como sendo uma associação série de uma capacitância, uma resistência série equivalente (devido ao eletrólito e às conexões entre os componentes internos) e uma indutância série equivalente (devido às conexões internas), conceito ilustrado na Figura 4.2.

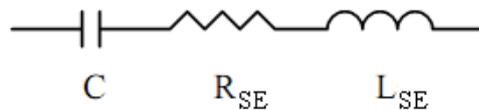


Figura 4.2 – Circuito equivalente de um capacitor.
Fonte: (POMILIO, 2010).

Um ultracapacitor armazena energia através de uma dupla camada eletroquímica criada na interface existente entre eletrodos sólidos imersos em um eletrólito líquido, com um separador poroso entre eles (KÖTZ; CARLEN, 2000), de acordo com o exposto na Figura 4.3. O eletrodo é feito de um material altamente poroso, de grande área superficial, atingindo valores que vão de 500 m²/g a 2500 m²/g (BURKE, 2000; PANDOLFO; HOLLENKAMP, 2006), com microporos na faixa de alguns nanômetros de diâmetro. As cargas se concentram nos microporos, próximas a superfície dielétrica formada, que tem uma espessura na ordem de 0,5 nm a 1 nm. O separador é poroso para permitir a passagem de íons e é preenchido com fluido eletrólito.

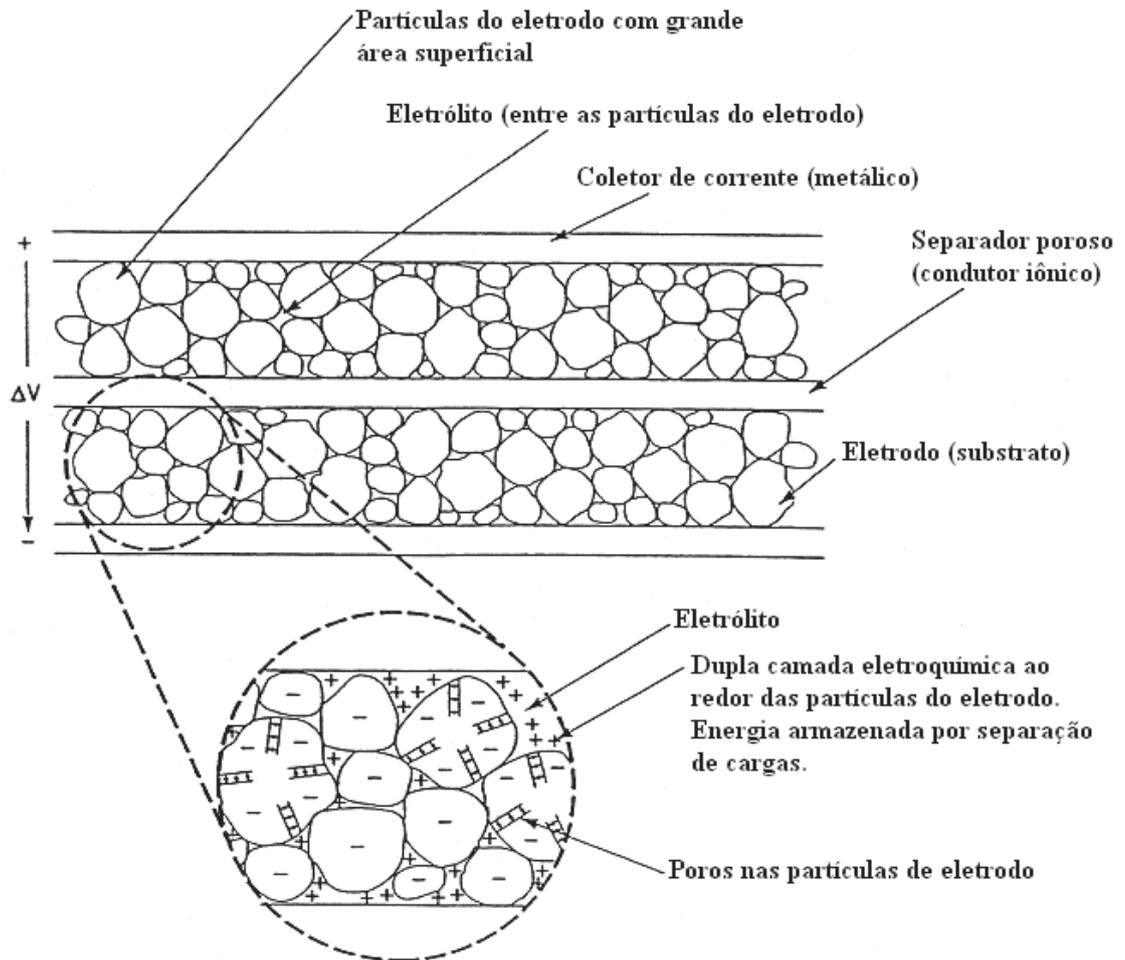


Figura 4.3 – Construção de um ultracapacitor.
 Fonte: adaptado de (BURKE, 2000).

Por possuir dois eletrodos separados, cada um com seu dielétrico se comportando como uma camada capacitiva, e por usar processos eletroquímicos para criar este dielétrico, o componente recebeu o nome de capacitor eletroquímico de dupla camada. Além disso, pela fina espessura do dielétrico e pela grande área superficial do eletrodo vê-se, pela equação (4.1), que o componente é capaz de atingir altas capacitâncias, chegando a milhares de Farads, razão pela qual também é chamado de ultracapacitor.

O modelo elétrico dos ultracapacitores é idêntico ao exibido na Figura 4.2.

Uma diferença fundamental entre ultracapacitores e capacitores tradicionais está na determinação de sua tensão máxima. Nestes últimos, a rigidez dielétrica é quem determina qual a máxima tensão suportável pelo componente antes que se inicie a condução direta de corrente, caracterizando um curto-circuito. Já nos primeiros, são as características químicas do eletrólito que determinam a tensão. Para uma única célula ultracapacitiva, o valor situa-se em torno de 3 V para um eletrólito orgânico.

Outra diferença está no fato de que o cálculo da capacitância do ultracapacitor é bem mais trabalhoso, já que existem fenômenos químicos complexos ocorrendo nos microporos dos eletrodos que dificultam a determinação da constante dielétrica (k) e da espessura do dielétrico (d).

A energia máxima armazenada em qualquer tipo de capacitor é dada por:

$$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \quad (4.2)$$

Sendo C a capacitância e V a tensão máxima do componente.

Pela equação (4.2), nota-se que apesar de os ultracapacitores terem uma tensão máxima bem inferior a dos capacitores tradicionais (os quais chegam a centenas de Volts), sua capacitância superior faz com que eles armazenem muito mais energia do que os tradicionais, ultrapassando até mesmo os eletrolíticos.

Para efeito de comparação, a energia armazenada em um modelo comercial de capacitor eletrolítico com capacitância de 470 μF e tensão nominal de 400 V, calculada utilizando-se a equação (4.2), é de 37,6 J, ao passo que um ultracapacitor comercial de 1200 F e apenas 2,7 V armazena 4374 J, cerca de 116 vezes mais energia que o eletrolítico analisado, que é considerado um componente de alto valor de capacitância.

4.3 Classificação dos ultracapacitores

Os ultracapacitores podem ser classificados em função de suas características construtivas e funcionais (KÖTZ; CARLEN, 2000). Nesta subseção são apresentadas classificações em função do: mecanismo de armazenamento de energia; material do eletrodo; e composto do eletrólito.

4.3.1 Mecanismo de armazenamento de energia

Basicamente existem três modelos de armazenamento de energia no ultracapacitor: dupla camada; pseudocapacitância; e modelo híbrido.

No mecanismo da dupla camada a energia é armazenada por separação de cargas na interface formada entre o eletrodo sólido e o eletrólito líquido, com uma concentração maior dessas cargas ocorrendo no interior dos microporos do eletrodo, como já foi citado na

subseção 4.2. Os íons são deslocados da dupla camada formada nestes poros e transferidos entre os eletrodos por meio de difusão através do eletrólito.

A capacitância depende basicamente das características do eletrodo (área superficial efetiva) e do dielétrico formado eletroquimicamente. No entanto, a determinação da constante dielétrica do eletrólito e da sua espessura é uma tarefa complexa. O que pode ser afirmado é que a espessura está geralmente na faixa dos nanômetros, e isso resulta em capacitâncias específicas de 15 à 30 $\mu\text{F}/\text{cm}^2$. Supondo um eletrodo com área específica de valor médio (1000 m^2/g), seriam obtidas capacitâncias de 150 à 300 F/g. Na prática, valores menores são atingidos, principalmente porque os íons do eletrólito não conseguem alcançar uma área relativamente grande da superfície dos poros dos eletrodos, diminuindo a área efetiva do capacitor. Isso ocorre particularmente com eletrólitos orgânicos, que possuem íons maiores que os eletrólitos aquosos.

Para um ultracapacitor de dupla camada, a transferência de cargas acontece sem a ocorrência de reações químicas (chamadas reações Faradaicas); as reações eletroquímicas que ocorrem na presença de uma diferença de potencial são responsáveis apenas pela formação do dielétrico. Neste caso, a capacitância pode ser considerada constante, ou seja, independente da tensão aplicada (respeitando o limite máximo suportável pelo componente).

No modelo da pseudocapacitância, a carga é transferida através dos poros do eletrodo com a ocorrência de reações Faradaicas, provocando o surgimento de uma capacitância dependente da tensão, pois a quantidade de cargas transferidas depende da tensão em cada instante de tempo. Existem três tipos de processos eletroquímicos utilizados em capacitores de pseudocapacitância: adsorção¹ superficial dos íons do eletrólito; reações de redução-oxidação (REDOX) envolvendo os íons do eletrólito; e dopagem do material polimérico condutivo do eletrodo; sendo que os dois primeiros são processos superficiais e o último ocorre no interior dos microporos. Ultracapacitores que utilizam pseudocapacitância possuem valores de capacitância superiores aos de dupla camada, porém apresentam o inconveniente da capacitância ser função da tensão, o que exige um controle mais sofisticado desta variável.

No modelo híbrido, o componente é construído usando um eletrodo de dupla camada (eletrodo de carbono, por exemplo) e um de material pseudocapacitivo, conforme a Figura 4.4. A maioria utiliza óxido de níquel (NiOOH) como elemento pseudocapacitivo no eletrodo positivo, sendo o óxido de chumbo (PbO_2) outro composto que também pode ser empregado. Devido à presença deste composto, o capacitor torna-se polarizado, sendo que se o potencial

¹ Processo no qual os íons do eletrólito aderem quimicamente à superfície dos eletrodos.

negativo for aplicado ao óxido de níquel ocorre degradação do eletrodo e redução da capacitância.

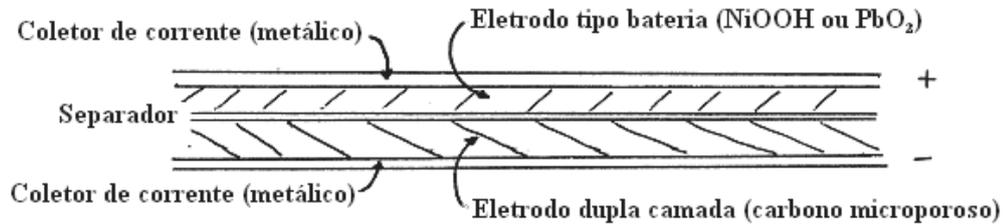


Figura 4.4 – Ultracapacitor híbrido.
Fonte: adaptado de (BURKE, 2000).

A densidade de energia armazenada neste modelo de ultracapacitor é bem superior a do modelo de dupla camada, resultado da capacitância elevada. Porém, as curvas de carga e descarga apresentam características não lineares, conforme ilustrado na Figura 4.5, ocorrendo o mesmo para os capacitores de pseudocapacitância, ao contrário dos de dupla camada, mostrados na Figura 4.6, que exibem um perfil linear, sendo o controle de tensão deste último mais fácil (BURKE, 2000).

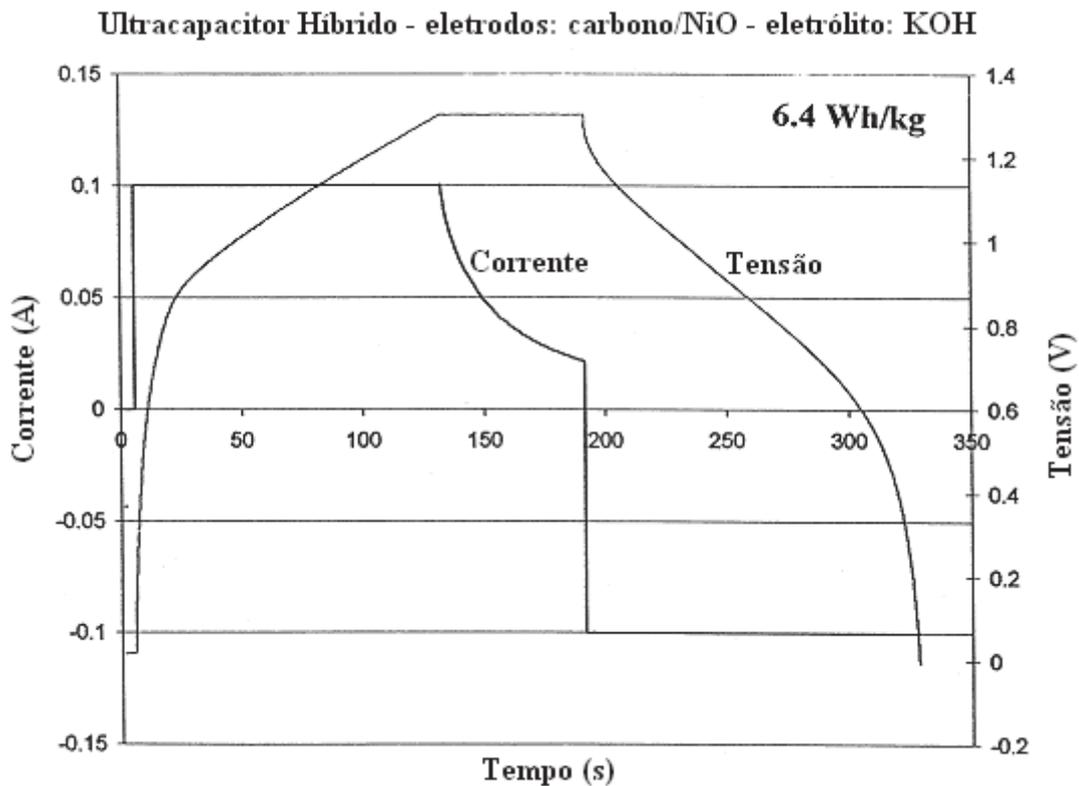


Figura 4.5 – Curvas de carga e descarga de um ultracapacitor híbrido.
Fonte: adaptado de (BURKE, 2000).

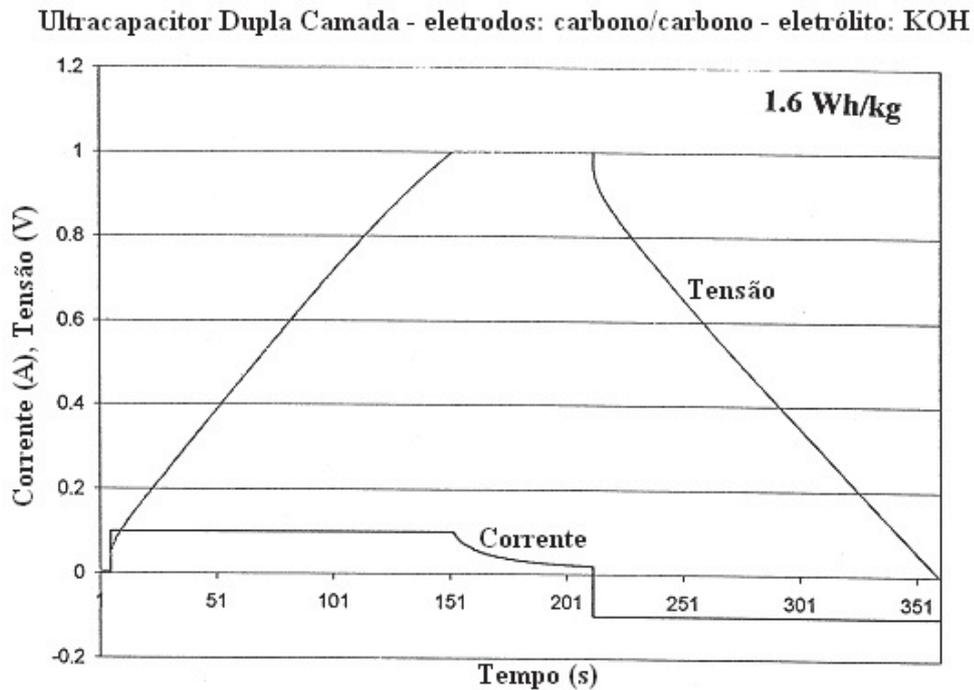


Figura 4.6 - Curvas de carga e descarga de um ultracapacitor de dupla camada.
Fonte: adaptado de (BURKE, 2000).

Ultracapacitores híbridos também podem ser construídos com dois eletrodos de óxidos metálicos diferentes ou usando polímeros condutivos especiais.

4.3.2 Material do eletrodo

O eletrodo pode ser constituído de carbono, óxidos metálicos e polímeros (KÖTZ; CARLEN, 2000).

O carbono, com seus numerosos compostos químicos, é o material mais utilizado para formar o eletrodo em ultracapacitores. Algumas razões para seu uso são: baixo custo (quando comparado aos demais materiais); grande área superficial específica; alta disponibilidade no mercado; e o fato de já existirem tecnologias bem conhecidas para sua fabricação.

Eletrodos de carbono podem ter uma área superficial específica de até 2500 m²/g (PANDOLFO; HOLLENKAMP, 2006) e podem ser produzidos na forma de fibras, feltros, pó e aerogel particulado de carbono. Eles permitem que o ultracapacitor se aproxime o máximo possível do comportamento ideal de um ultracapacitor de dupla camada, isto é, capacitância constante, independente da tensão instantânea. Particularmente, o carbono ativado é uma forma bastante estável de composto, possibilitando uma vida útil prolongada para o componente; porém, sua estabilidade é reduzida quando ele é aplicado ao catodo (potencial negativo) do capacitor e aumentada quando está no anodo (potencial positivo) (KÖTZ;

CARLEN, 2000). Por este motivo existem ultracapacitores que utilizam dois materiais diferentes para os eletrodos, sendo o do anodo carbono ativado, o que confere uma polarização ao componente.

Óxidos metálicos apresentam um ótimo comportamento para serem utilizados em ultracapacitores. Os mais utilizados são o dióxido de rutênio (RuO_2) e dióxido de irídio (IrO_2); existem também pesquisas com óxido de tântalo. Uma sequência de reações de REDOX ocorre durante a transferência de cargas, permitindo que capacitâncias específicas muito altas (750 F/g) fossem atingidas com o uso de RuO_2 , além de exibir uma resistência série equivalente muito baixa, que fez o capacitor alcançar alta densidade de potência. No entanto, estes óxidos apresentam um custo muito elevado, principalmente pela dificuldade de obtenção dos metais rutênio e irídio, o que restringe o uso de ultracapacitores com este eletrodo a aplicações aeroespaciais ou militares. Além disso, só é possível utilizá-los em conjunto com eletrólitos aquosos, limitando a tensão máxima de uma única célula capacitiva em cerca de 1 V. Ultracapacitores que utilizam óxidos metálicos são considerados pseudocapacitivos.

Polímeros condutivos têm sido usados em ultracapacitores que exibem características de descarga muito semelhantes às baterias, ou seja, a tensão sofre pouca variação durante o uso e no final do ciclo de descarga ela cai exponencialmente. De fato, ultracapacitores com eletrodos poliméricos têm gerado debates acerca da denominação adequada do componente, pois eles comportam-se mais como uma bateria e não como um capacitor, em termos de curva de carga/descarga, densidade de energia e potência. Contudo, eles apresentam severas limitações em termos de vida útil, pois o encolhimento do polímero por ação eletroativa durante a carga/descarga causa uma degradação do material que leva a uma grande autodescarga em períodos de inatividade.

4.3.3 Composto do eletrólito

Dois tipos de compostos podem ser usados como eletrólito: orgânicos ou aquosos.

Os compostos orgânicos são substâncias da Química Orgânica, ou seja, têm como base cadeias de átomos de carbono interligados entre si. Oferecem como vantagem uma maior tensão limiar, geralmente na faixa de 2,5 V a 3,5 V para uma única célula capacitiva. A tensão é limitada pela quantidade de água presente no eletrólito. Para alcançar tensões maiores, é necessário desenvolver métodos de purificação extrema para obtenção de eletrólitos com

propriedades especiais; parte do problema da limitação de tensão pode ser resolvida também reduzindo a corrosão do eletrodo, principalmente naqueles feitos de carbono.

Apesar da tensão maior, os eletrólitos orgânicos têm uma resistividade superior, o que aumenta a resistência série equivalente e diminui a máxima potência utilizável (BURKE, 2000), que pode ser calculada pela expressão (4.3).

$$P = \frac{V^2}{4 \cdot R_{SE}} \quad (4.3)$$

Sendo V a tensão máxima do ultracapacitor e R_{SE} sua resistência série equivalente medida a uma frequência de 1 kHz.

De maneira geral, a resistividade dos orgânicos é, no mínimo, vinte vezes superior a dos aquosos, demonstrando uma redução significativa em termos de potência (KÖTZ; CARLEN, 2000); em compensação, uma tensão maior significa uma energia maior, conforme mostra a equação (4.2).

Os eletrólitos aquosos são substâncias da Química Inorgânica, ou seja, não têm como base cadeias de átomos de carbono interligados entre si. Por seu maior conteúdo de água, atingem no máximo 1 V, porém têm uma resistividade reduzida e o processo de purificação para sua obtenção é menos exigente que o dos orgânicos. Como consequência, a densidade de potência é maior e seu custo menor, tornando-os atrativos para aplicações que exigem fortes pulsos de potência.

Em ambos os tipos de eletrólito, a concentração do líquido deve ser alta para evitar a depleção do mesmo durante a carga do ultracapacitor, o que levaria a uma redução de sua vida útil. Além disso, se a quantidade de eletrólito for pequena demais em comparação com a grande área do eletrodo, partes deste último podem não ser atingidas pelo líquido e haverá uma redução substancial na capacitância da célula. Este é um problema particularmente importante em eletrólitos orgânicos.

4.4 Fatores de desempenho

Nesta subseção são tecidos comentários acerca de alguns fatores que afetam o desempenho de um ultracapacitor. São eles:

- resistência de contato do eletrodo: deve apresentar um valor baixo para que a célula capacitiva apresente uma resistência equivalente reduzida e não haja quedas na potência máxima (BURKE, 2000);
- ligação do eletrodo no coletor de corrente (terminal): para manter a resistência baixa, deve ser usado um adesivo condutivo capaz de ligar quimicamente os eletrodos aos coletores de corrente (que agem como os terminais metálicos do capacitor), sem afetar a área superficial e a porosidade do eletrodo, o que poderia diminuir a capacitância total do componente;
- encapsulamento: deve manter um baixo peso, ter dissipação adequada de calor e principalmente evitar o vazamento do eletrólito. Uma vez que os ultracapacitores têm uma longa vida útil, eles devem ser completamente selados para evitar vazamentos, mesmo sendo submetidos a cargas/descargas de grande intensidade e a sobretensões;
- pureza do eletrólito: é importante que o eletrólito tenha baixo nível de contaminantes porque isso afeta o tempo de vida e as correntes de fuga do componente. Alta pureza significa baixas correntes de fuga, o que permite um grande tempo de armazenamento, isto é, o capacitor tem sua tensão pouco reduzida devido à autodescarga, permitindo que fique carregado por horas, dias ou até meses sem uso. Além disso, baixas correntes indicam a ausência de reações Faradaicas, que quando presentes em um ultracapacitor de dupla camada significam uma redução da vida útil por degradação do eletrólito;
- resistividade do eletrólito: a resistência série equivalente do ultracapacitor é fortemente dependente da resistividade do eletrólito;
- propriedades do eletrodo: afetam a resposta em frequência do ultracapacitor. Uma espessura maior resulta em uma capacitância específica maior a baixas frequências; porém, causa um aumento na constante de tempo RC, que leva a uma frequência de corte mais baixa. Vê-se na Figura 4.7 um gráfico de capacitância *versus* frequência relacionando diferentes espessuras de eletrodos, todos do mesmo tipo de material (carbono) (KÖTZ; CARLEN, 2000).

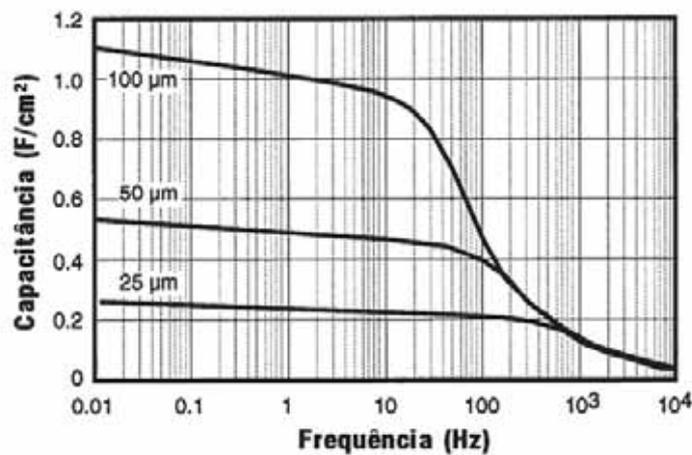


Figura 4.7 – Resposta em frequência de ultracapacitor com eletrodos de espessuras diferentes.
Fonte: adaptado de (KÖTZ; CARLEN, 2000).

Fenômeno semelhante ocorre com o diâmetro dos microporos do eletrodo: poros maiores resultam em capacitâncias específicas maiores a baixas frequências e também na redução da resistência em frequências mais altas, causando uma diminuição da constante RC e conseqüente aumento na frequência de corte (KÖTZ; CARLEN, 2000). Vê-se estes efeitos na Figura 4.8, para eletrodos de mesmo material (carbono) e mesma espessura (100 µm).

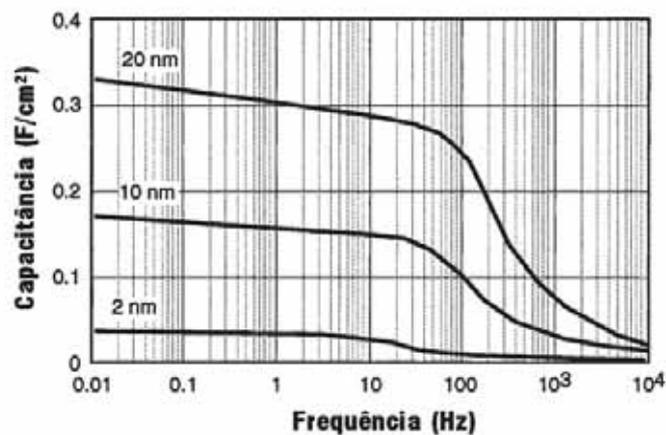


Figura 4.8 – Resposta em frequência de ultracapacitor com diâmetro dos microporos do eletrodo diferentes.
Fonte: adaptado de (KÖTZ; CARLEN, 2000).

4.5 Gráfico de Ragone

O gráfico de Ragone faz uma correlação entre a densidade de potência e a de energia que um certo modelo de ultracapacitor pode fornecer (KÖTZ; CARLEN, 2000). Ou seja, ele indica quanta energia está disponível para uma carga de potência constante. Um exemplo é mostrado na Figura 4.9.

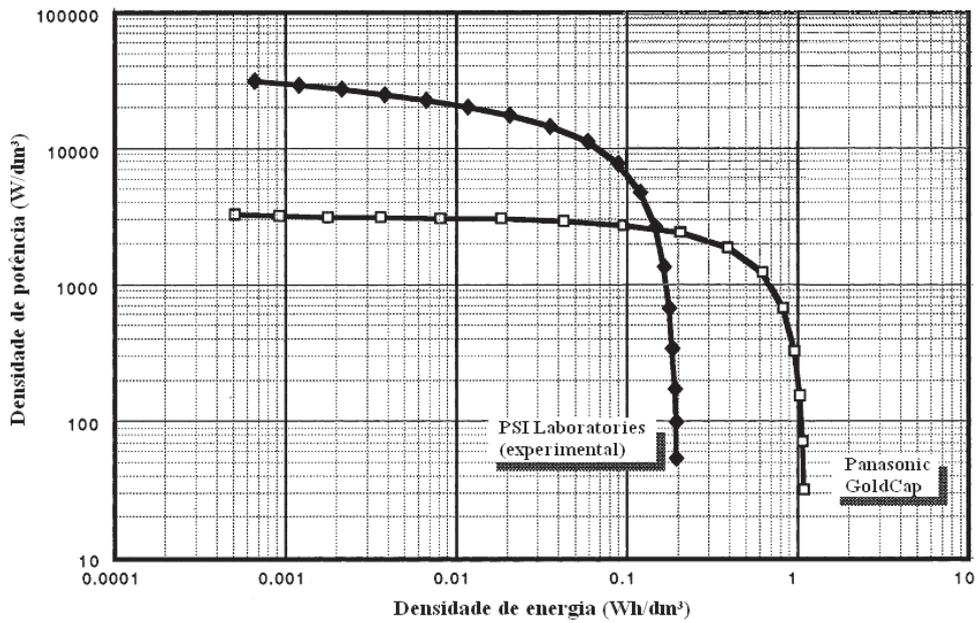


Figura 4.9 – Gráfico de Ragone para dois ultracapacitores.
Fonte: adaptado de (KÖTZ; CARLEN, 2000).

Na Figura 4.9 podem ser vistas as curvas de valores máximos para dois ultracapacitores: um *GoldCap* da Panasonic, com 2,5 V e 10 F, disponível comercialmente, e um capacitor experimental desenvolvido em um laboratório de pesquisas, com 5 V e 0,8 F.

O gráfico de Ragone real se assemelha a Figura 4.9, porém indica não só os pontos de valor máximo, mas toda uma área de valores possíveis de energia e potência, tendo um aspecto mais parecido com a Figura 4.1. Na prática, determinar a área de Ragone para um capacitor se descarregando à potência constante é uma tarefa muito difícil, pois a impedância (e conseqüentemente a resistência interna equivalente) varia com a frequência. Portanto, só se pode desenhar o gráfico de Ragone para uma frequência específica. Aproximações lineares simplificam o processo e permitem a criação de gráficos generalizados, como mostrado na Figura 4.9.

Nota-se na Figura 4.9 que para valores relativamente altos de energia há uma queda significativa da potência, pois o efeito da resistência da camada porosa do eletrodo passa a ser dominante. Por outro lado, altas potências só podem ser obtidas por curtos períodos de tempo, visto que a densidade de energia é consideravelmente baixa, devido à predominância do efeito da resistividade do eletrólito.

Portanto, fica evidente que no projeto de um ultracapacitor as propriedades dos compostos do eletrodo e do eletrólito devem ser consideradas em conjunto, e não isoladas umas das outras, para se obter as características desejadas para o componente.

4.6 Aplicações

O uso de ultracapacitores tem sido crescente nos últimos anos. Na maioria das vezes, eles são empregados em equipamentos eletrônicos, como fontes temporárias de energia ou como fontes principais de energia. Algumas aplicações de grande porte também utilizam ultracapacitores, como veículos elétricos (KÖTZ; CARLEN, 2000).

Nesta subseção são apresentadas algumas das aplicações de ultracapacitores.

A primeira se refere ao componente sendo usado como fonte de energia temporária em computadores, relógios e similares, para manter os dados na memória durante o processo de troca da bateria interna. Podem também substituir a própria bateria, uma vez que os ultracapacitores não requerem manutenção e têm longa vida útil. Exemplos de equipamentos eletrônicos que usam ultracapacitores nesta função: gravadores de vídeo digitais (DVRs, *Digital Video Recorders*); receptores de satélite; sistemas de som automotivos; taxímetros; relógios digitais de mesa; panificadoras e cafeteiras de uso doméstico; máquinas de lavar com painel eletrônico; câmeras digitais; calculadoras portáteis e agendas.

O segundo tipo de aplicação utiliza os ultracapacitores como fonte de energia secundária em caso de falta da alimentação principal, ou como fonte principal de energia. Pode-se citar: pequenos carros de brinquedo recarregáveis, que conseguem atingir grandes acelerações; sistemas industriais de parada de emergência com segurança positiva, que em caso de falha da alimentação da rede mantém a energia pelo tempo necessário para colocar um equipamento em posição não perigosa, substituindo os sistemas convencionais à mola; sistemas de iluminação e sinais luminosos de segurança ou advertência, que utilizam painéis solares e Diodos Emissores de Luz (LEDs, *Light Emitting Diodes*) juntamente com os ultracapacitores; lanternas de recarga rápida ou a dínamo.

Existem também grandes aplicações de potência, onde bancos de ultracapacitores são usados, por exemplo, para dar partida em motores diesel de locomotivas, por sua capacidade de fornecer altos picos de potência, poupando as baterias dessa tarefa, aumentando sua vida útil e diminuindo seu tamanho. É um sistema muito utilizado em locais de clima frio, pela grande dificuldade de se dar partida nos motores de combustão interna à baixas temperaturas.

Na área de transportes, bancos ultracapacitivos de alta tensão (centenas de Volts) têm sido um atrativo às indústrias. Veículos elétricos, híbridos e veículos com célula combustível que possuem ultracapacitores têm surgido no mercado. Os capacitores, neste caso, agem como fornecedores de potência, operando em conjunto com, respectivamente, as baterias, motores de combustão interna e células combustíveis, nos momentos de aceleração do veículo e

recuperando rapidamente a energia nas frenagens. Existem pesquisas com veículos elétricos que empregam apenas o ultracapacitor como fonte de energia, como o ZENN, sigla em Inglês para zero emissão, sem ruído (*Zero Emission, No Noise*), que pode alcançar até 96 km/h e viajar até 100 km com uma única carga.

Ônibus urbanos híbridos também se beneficiam desta tecnologia, especialmente em trajetos com muitas paradas e acelerações, onde boa parte da energia gasta numa aceleração é recuperada na frenagem seguinte. Por exemplo, um ônibus de 18 toneladas exige um ultracapacitor que forneça no mínimo 2 MJ de energia, o que pode ser conseguido com um banco capacitivo que pesa aproximadamente 300 kg e opera com uma tensão de 300 V a 500 V, sendo que esta alta tensão é obtida através da associação série de vários ultracapacitores. Um esquema simplificado deste sistema pode ser visto na Figura 4.10.

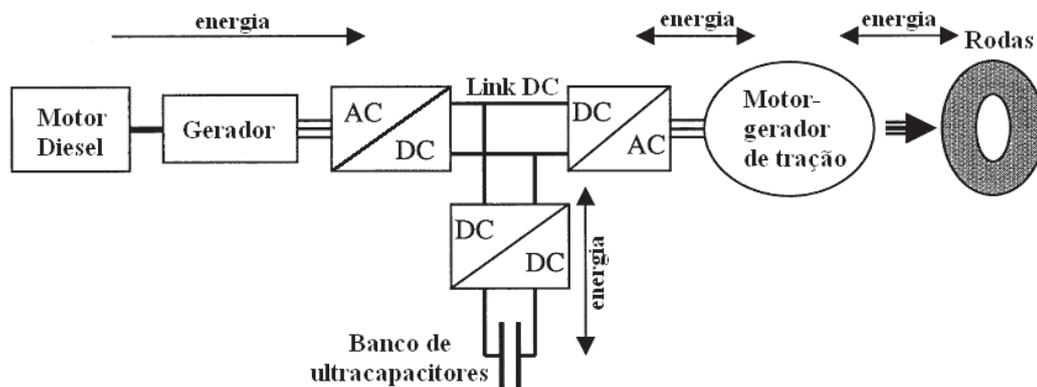


Figura 4.10 – Esquema simplificado de um ônibus híbrido com banco de ultracapacitores.
Fonte: adaptado de (KÖTZ; CARLEN, 2000).

Não só veículos terrestres, mas embarcações e aeronaves também podem utilizar ultracapacitores em seus sistemas. Várias aplicações militares e aeroespaciais existem, incluindo atuadores para controle de flutuação em submarinos, sistemas de lançamento de aeronaves em porta-aviões, partida de motores de caminhões e tanques em climas adversos, alimentação de *lasers*, de detonadores e de sistemas computadorizados em submarinos.

Na área médica, encontram-se ultracapacitores em desfibriladores e máquinas de raios-X.

Em telecomunicações, podem ser empregados em telefones celulares. A miniaturização dos aparelhos exige uma redução do tamanho das baterias de íons de lítio, porém o consumo destes tem aumentado devido às diversas funções que os celulares desempenham além da telefonia. No Sistema Global para Comunicação Móvel (GSM, *Global System for Mobile Communications*), pulsos de corrente com duração de cerca de 0,5 ms são exigidos da bateria a cada 5 ms. Estes pulsos são dez vezes mais intensos que o consumo médio de corrente. Uma

combinação de bateria mais ultracapacitor aumenta significativamente a vida útil da bateria, sendo que o capacitor é recarregado pela bateria no intervalo entre os pulsos.

Conforme apresentado nesta subseção, ultracapacitores estão presentes em muitos equipamentos do dia-a-dia, e com o desenvolvimento de componentes com maiores capacitâncias e tensões, o leque de aplicações poderá aumentar ainda mais nos próximos anos. Para grande parte das aplicações citadas, existem soluções que utilizam apenas baterias ou então outros tipos de capacitores, e que por razões comerciais, são mais atrativas que os ultracapacitores. Contudo, estes últimos oferecem vantagens igualmente atrativas:

- seu preço está gradualmente se reduzindo, equiparando-se às baterias;
- não fazem uso de substâncias químicas nocivas ao meio ambiente, como metais pesados;
- não necessitam de manutenção;
- têm longa vida útil;
- podem ser armazenados por um longo tempo sem uso por possuírem baixa autodescarga.

5 ESTUDO DE VIABILIDADE

Neste capítulo são apresentadas as etapas do estudo para determinação da viabilidade da incorporação de um *nobreak* com ultracapacitor em um microcomputador.

5.1 Escolha da topologia do *nobreak*

5.1.1 *Nobreak* externo à fonte chaveada

Primeiramente, a análise é feita considerando que a carga a ser suprida pelo *nobreak* seja composta pelo microcomputador completo, isto é, placa-mãe, periféricos e monitor, conforme a Figura 5.1.

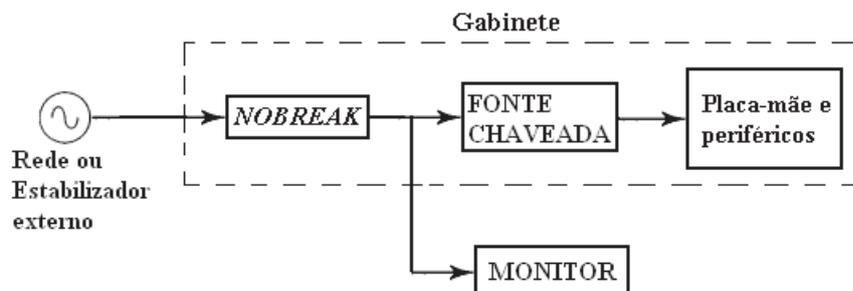


Figura 5.1 – Esquema de um *nobreak* externo à fonte chaveada.

Considerando o aspecto de proteção à carga, certamente o *nobreak On-line* (Dupla Conversão) é a topologia que oferece maior nível de proteção, pois a amplitude e frequência de sua tensão de saída são independentes da tensão da rede elétrica; além disso, como o inversor (conversor DC/AC) permanece ativo durante todo o tempo de utilização do microcomputador, na ocorrência de uma perturbação na rede o tempo de transferência é nulo e a carga não sofre qualquer interrupção em seu fornecimento de energia. Ao adotar esta topologia para o *nobreak* o uso de um estabilizador externo é dispensado, já que o próprio UPS se encarrega de controlar a qualidade da energia que é oferecida à carga.

Porém, como todos os conversores de potência do equipamento (retificador, *chopper* e inversor, além de um carregador) estão ativos durante todo o período de funcionamento do *desktop*, o calor dissipado por eles é significativo, o que aumenta a temperatura interna do gabinete. Isso afeta negativamente o desempenho do microcomputador, pois com uma temperatura interna mais alta o processador trabalhará a uma temperatura mais elevada, o que reduz seu desempenho e, conseqüentemente, o desempenho geral do *desktop*. Ainda, sabe-se

que a eficiência do UPS *On-line* é menor que a de outras topologias (cerca de 80%) e ele tem um custo relativamente alto. Portanto, esta topologia não é a melhor para o *nobreak*.

Outra topologia que oferece um alto grau de proteção e qualidade de energia à carga é o UPS de Conversão Delta, pois seus dois conversores lidam com as distorções de tensão e corrente e ele apresenta uma eficiência superior ao *On-line*, de até 95%. Por outro lado, ele necessita de circuitos de controle mais complexos, em razão do princípio de funcionamento desta topologia, o que eleva seu custo. Outra particularidade é a presença de um transformador série no circuito, um componente que precisa suportar a corrente de entrada (à 60 Hz), que para a carga em questão é da ordem de 4 A a 8 A, fazendo com que ele seja grande e pesado, sendo portanto um componente a ser evitado num UPS integrado ao gabinete de um microcomputador. Pode-se dizer que em função do alto custo e da presença do transformador, a topologia de Conversão Delta não é a mais indicada para este *nobreak*.

A presença de um grande transformador é o principal motivo para descartar-se também a topologia Linha Interativa Ferroressonante, na qual o transformador age como um estabilizador de tensão, mas por operar próximo à condição de saturação do núcleo apresenta distorções harmônicas de terceira e quinta ordem, podendo emitir um nível considerável de ruídos audíveis, além de exibir alta temperatura de trabalho.

A geração interna de calor por dissipação dos conversores de potência é um forte motivo para considerar-se a não utilização da topologia Linha Interativa convencional, que possui um estabilizador de tensão. Este circuito poderia eliminar a necessidade de se usar um equipamento externo de mesma função, mas ao fazer isso ocorreria a inclusão de mais uma fonte de calor no interior do gabinete. Além disso, apesar de oferecer alta eficiência (de até 95%), ele possui um custo elevado para o consumidor residencial devido ao estabilizador interno do *nobreak*.

Neste caso, as duas melhores opções disponíveis são a topologia *Stand-by* e a Linha Interativa de Simples Conversão. Esta última faz uso de um conversor bidirecional, ou seja, que pode funcionar tanto como retificador quanto como inversor, atuando também como um estabilizador de tensão ao funcionar em paralelo com a rede elétrica. Tecnicamente, ele tem um desempenho melhor que o *Stand-by* por ter alta eficiência, menor tempo de transferência (rede para armazenador de energia) e melhor qualidade da tensão de saída. Porém, seu custo é mais alto que o *Stand-by* e o *nobreak* deve ser projetado para operar em curtos períodos e apenas ocasionalmente, para manter o *desktop* funcionando pelo tempo necessário para completar o processo de desligamento, o que não justifica o maior custo do Linha Interativa Bidirecional; além disso, a estabilização de tensão é uma função dispensável no UPS, uma

vez que esta tarefa já é desempenhada pelo estabilizador externo ao qual o gabinete e o monitor estão conectados.

Isso leva a conclusão de que a topologia que oferece o menor custo e atende às presentes necessidades é a *Stand-by (Off-line)*. Nela, o inversor só entra em funcionamento na ocorrência de uma perturbação na rede elétrica, o que implica que ele estará desligado a maior parte do tempo, não constituindo uma fonte extra de calor dentro do gabinete e não reduzindo o desempenho do microcomputador. O carregador teoricamente fica ligado o tempo todo, mas se for dimensionado para uma carga lenta do armazenador de energia, consumindo assim menor corrente, não dissipará muito calor. Como o *nobreak* fará uso de um ultracapacitor para armazenar energia, uma vez que este esteja carregado, o circuito carregador pode ser desativado, pois o componente tem uma autodescarga muito baixa, sendo capaz de manter-se carregado por longos períodos de tempo se não for usado.

Com relação ao tempo de transferência rede-UPS, um intervalo de 4 ms (correspondente aproximadamente a um quarto de ciclo de 60 Hz) é aceitável para microcomputadores pessoais de propósito geral.

A ausência de componentes volumosos, como um transformador de potência, permite que a placa de circuito impresso possa ser facilmente posicionada dentro do gabinete, que possui um amplo espaço interno não utilizado, especialmente na parte inferior (chão do gabinete).

Com relação à forma de onda da tensão de saída de um *nobreak Off-line*, que comumente é considerada de baixa qualidade por ser quadrada, pode-se incrementá-la ao se substituir a técnica de chaveamento do inversor para a modulação PWM senoidal, e ao se adicionar um pequeno filtro à saída do circuito obtém-se uma onda muito próxima de uma senóide. Esta é uma modificação que pode ser feita, mas em geral não é necessária, visto que a fonte chaveada do gabinete e a fonte de energia do monitor não são cargas que exigem uma alta qualidade da forma de onda de entrada, já que a tensão alternada será retificada em DC, sendo esta tensão contínua que alimentará os circuitos internos de ambas as fontes e permitirá o funcionamento delas. Se for utilizada a forma de onda quadrada na saída do UPS, deve-se cuidar para que a amplitude da tensão aplicada produza uma tensão retificada com a mesma amplitude que seria obtida ao se aplicar uma tensão senoidal.

5.1.2 Nobreak integrado à fonte chaveada

Neste momento, a análise é feita considerando que a carga a ser suprida pelo *nobreak* seja composta apenas pelo gabinete, conforme mostrado na Figura 5.2, não mantendo a alimentação para o monitor. Esta decisão por si só já representa uma redução substancial da exigência de armazenamento de energia do *nobreak*.

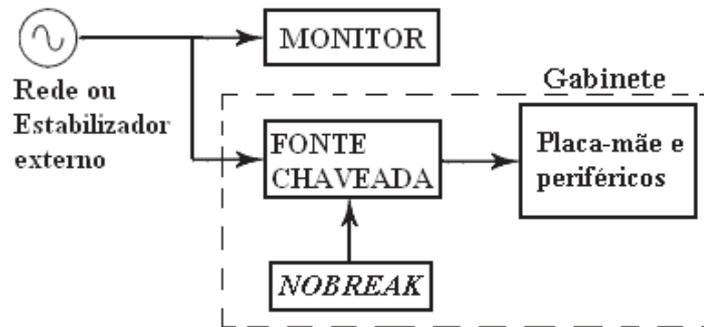


Figura 5.2 - Esquema de um *nobreak* integrado à fonte chaveada.

Existe outra maneira de acrescentar um UPS a um microcomputador, que seria ligar o *nobreak* diretamente à fonte chaveada. Isso seria possível se fosse encontrado nos circuitos da fonte um ponto no qual conectar um dos conversores de potência do UPS: *chopper* ou inversor.

Analisando o diagrama em blocos de uma fonte chaveada (ilustrado no Anexo A e descrito no Apêndice A), nota-se que a saída do inversor poderia ser conectada à entrada da fonte, antes da filtragem de transientes; dessa maneira, seria necessário construir um *nobreak* completo para alimentar a carga. Contudo, existe um ponto no qual pode-se conectar a saída do *chopper*, que é sobre o filtro primário, pois sobre ele existe uma tensão contínua na ordem de algumas centenas de Volts (entre 310 V e 360 V aproximadamente). Isso traria grandes vantagens ao UPS, pois eliminaria a necessidade de se construir um inversor, já que seria usado o chaveamento de potência da própria fonte, tornando o equipamento mais simples e de menor custo. Além disso, seria preciso projetar um retificador apenas para carregar o ultracapacitor, o que não exigiria componentes de potência elevada.

Dessa maneira, o UPS só entraria em funcionamento na ocorrência de uma perturbação na rede elétrica, gerando uma tensão contínua sobre o filtro primário, permitindo à fonte realizar o chaveamento normalmente, pois para ela a origem da tensão DC do filtro primário é irrelevante, desde que o valor desta tensão esteja dentro da faixa normal de operação do circuito. Nota-se também que o *chopper* permanece inativo na maior parte do período de utilização do microcomputador e o retificador carregador do ultracapacitor é um circuito de

baixa potência; em consequência, o UPS não se constitui como uma fonte extra de calor significativa no interior do gabinete, não alterando o desempenho do computador e assim não necessitando reprojeter o sistema de resfriamento do processador e do gabinete. Isso também significa que, do ponto de vista do usuário do *desktop*, não será necessário sacrificar o desempenho para obter maior grau de proteção, não tendo um impacto negativo sobre a experiência do usuário ao utilizar o equipamento.

A integração do *nobreak* é ilustrada, de maneira simplificada, na Figura 5.3.

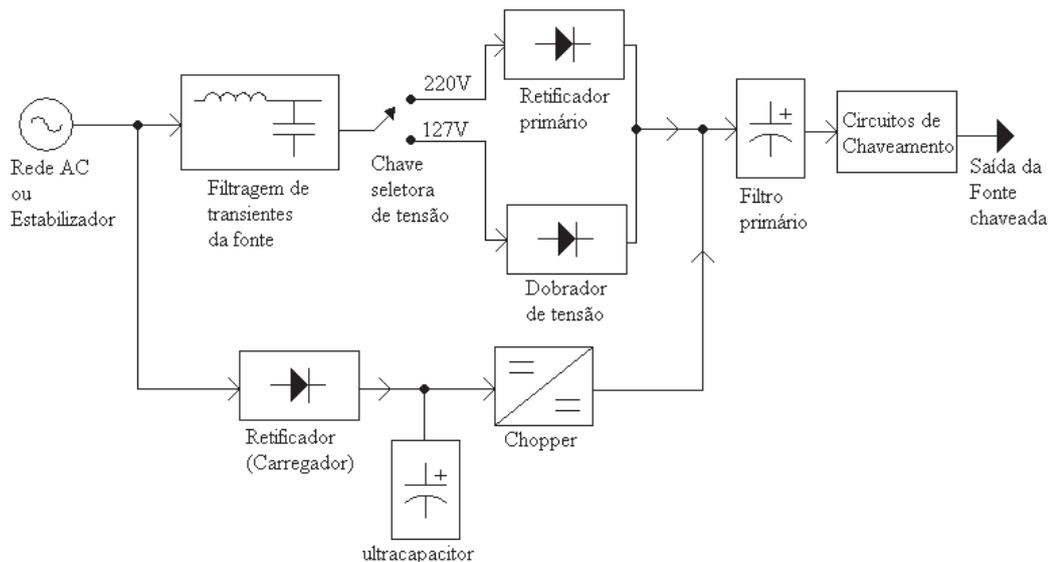


Figura 5.3 – Diagrama em blocos simplificado de um *nobreak* integrado à fonte chaveada tradicional.

No caso de fontes chaveadas *bivolt*, que se ajustam automaticamente à tensão da rede e dispensam o emprego da chave seletora de tensão, o *nobreak* pode ser conectado sobre o circuito de Correção do Fator de Potência (PFC, *Power Factor Correction*) ativo, conforme ilustrado na Figura 5.4.

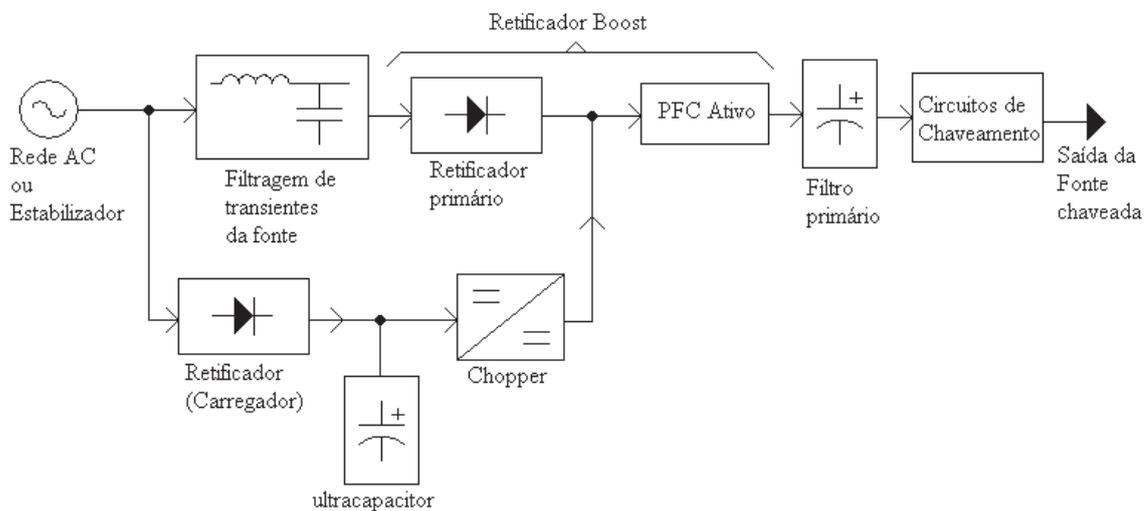


Figura 5.4 – Diagrama em blocos simplificado de um *nobreak* integrado à fonte chaveada *bivolt*.

As análises subsequentes se referem à fonte chaveada tradicional.

A configuração descrita não pode ser denominada como *nobreak* de acordo com a norma ABNT NBR15014:2003, pois a tensão de saída do equipamento não é alternada à frequência de 60 Hz; porém, do ponto de vista prático, pode-se referenciá-lo como *nobreak*, já que o circuito se assemelha bastante a um UPS *Stand-by*, exibindo as seguintes características em comum:

- o UPS só entra em funcionamento se houver uma perturbação na rede elétrica;
- em condições normais, a carga é alimentada diretamente pela concessionária (ou pelo estabilizador externo, se houver), sem qualquer tipo de proteção contra variações de frequência ou de forma de onda;
- existe um tempo de transferência entre a rede e o UPS, decorrente do tempo de detecção da perturbação somado ao tempo necessário para que o *chopper* entre em operação e atinja o regime permanente.

Na realidade, na maioria dos casos a tensão na entrada da fonte chaveada não é a da rede elétrica, mas sim a tensão de saída de um estabilizador, um equipamento separado do microcomputador cuja função é compensar eventuais variações de tensão da rede (dentro de uma certa faixa de atuação determinada pelo fabricante), fornecendo uma saída com valor eficaz constante. O estabilizador é um equipamento presente em praticamente todos os computadores pessoais, por isso pode-se dizer que a tensão de entrada sofre um condicionamento antes de alimentar a fonte.

Neste ponto, é importante frisar que a fonte chaveada ainda está sujeita a variações de frequência e forma de onda da rede, perturbações que não são corrigidas pelo estabilizador.

Deve-se acrescentar que ao fornecer uma tensão de saída contínua, e não alternada, o *nobreak* integrado dispensa o uso de circuitos de sincronismo com a rede elétrica, simplificando o circuito de controle.

Portanto, o modo mais simples e de menor custo para integrar um UPS ao gabinete de um microcomputador é construir uma variação da topologia *Stand-by* que se acopla ao filtro primário da fonte chaveada tradicional ou ao circuito de PFC ativo da fonte *bivolt*, utilizando um *chopper* para elevar a tensão do ultracapacitor até o nível adequado para o funcionamento da fonte. Desta maneira, deve-se lembrar que na ocorrência de uma perturbação na tensão de entrada, como uma interrupção de energia, o monitor será afetado, permanecendo desligado

até que a tensão volte aos valores normais, sendo necessário utilizar outros meios que não o visual para alertar o usuário de que o *nobreak* entrou em ação.

O diagrama em blocos completo do *nobreak* integrado à fonte chaveada tradicional encontra-se na Figura 5.5, e na Figura 5.6 está ilustrado o diagrama completo para a fonte chaveada *bivolt*.

5.2 Escolha dos conversores de potência

5.2.1 Retificador (Carregador)

Este circuito será o responsável por fornecer energia ao ultracapacitor, carregando-o até sua tensão nominal.

Analisando as topologias de retificadores pode-se dizer que, para manter a tensão de carga aplicada com pequeno *ripple* e fazer um melhor aproveitamento da energia de entrada (rede), o retificador de onda completa em ponte é a melhor opção. Isso porque o uso de um retificador de meia onda resultaria em uma tensão de saída com grande *ripple*, o que tornaria a carga do ultracapacitor inconstante; além disso, ele só utiliza a energia de um dos semiciclos da rede, desperdiçando o outro e produzindo uma baixa eficiência. O retificador bifásico de meia onda tem uma eficiência superior, já que utiliza os dois semiciclos, mas a obrigatoriedade de uso de um transformador de potência torna-o menos atrativo que o retificador de onda completa em ponte, que também utiliza os dois semiciclos, mas pode dispensar o transformador, apresentando a mesma eficiência.

Um aspecto relevante aqui é que a tensão sobre um capacitor de filtro situado logo após este retificador é alta: cerca de 180 V para uma rede de 127 V e 311 V para rede de 220 V. Mas a tensão nominal de ultracapacitores individuais ou de pequenos bancos capacitivos é muito baixa, da ordem de poucas dezenas de Volts (bancos) ou somente alguns Volts (células individuais). Isso exigiria uma forte redução na tensão de saída do retificador, tarefa que não pode ser efetuada por um regulador linear, pois a perda de potência sobre este circuito seria muito grande. Uma possível solução seria o emprego de um transformador de potência abaixador de tensão, mas ele seria volumoso e pesado, sendo por isso descartado como melhor solução.

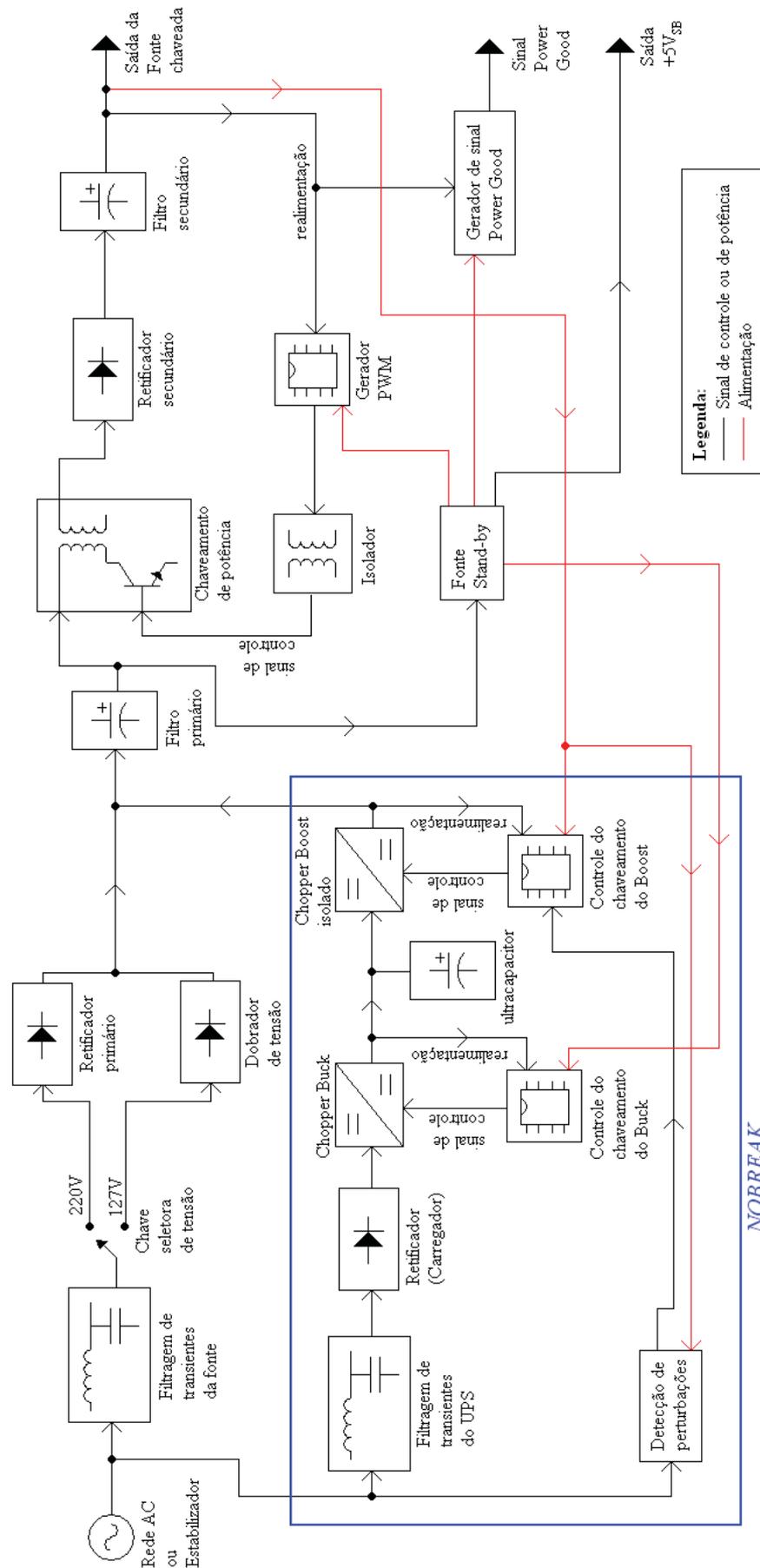


Figura 5.5 – Diagrama em blocos completo do nobreak integrado à fonte chaveada tradicional.

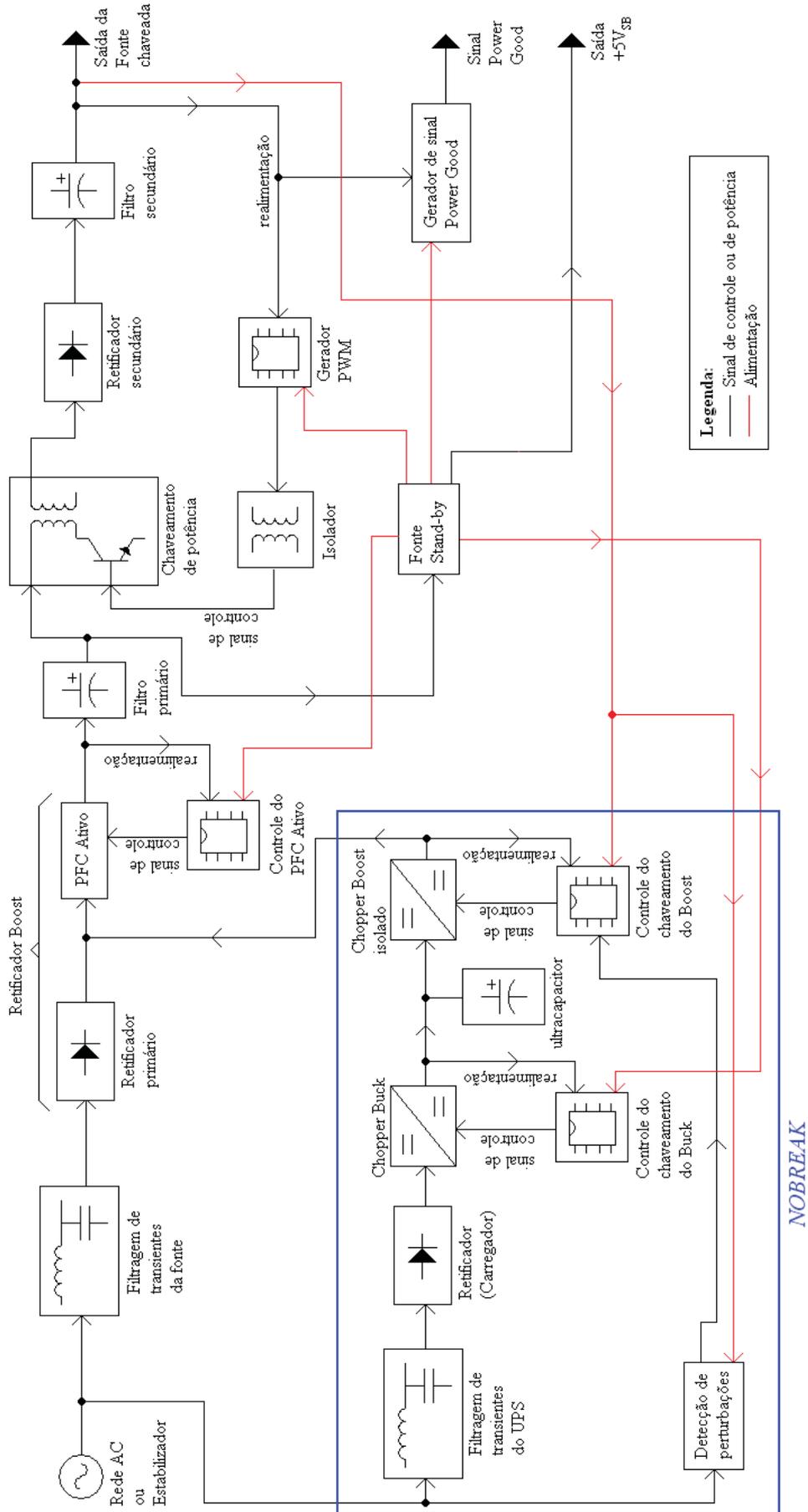


Figura 5.6 - Diagrama em blocos completo do *nobreak* integrado à fonte chaveada *bivolt*.

Outra possibilidade, mais atraente, seria o uso de um retificador em ponte totalmente controlado, cuja tensão de saída é controlada conforme o ângulo de disparo dos tiristores. Dessa maneira pode-se obter uma fonte de alimentação com regulação automática de tensão para diferentes valores de rede, dispensando a adição de uma segunda chave seletora de 127/220V ao gabinete do microcomputador, além daquela já existente na fonte chaveada, o que poderia causar transtornos ao usuário. Necessitaria-se então controlar quatro semicondutores de potência.

Há ainda outro arranjo para solucionar o problema: associar um *chopper Buck* à saída de um retificador em ponte não controlado. Dessa forma, só é necessário controlar um único semicondutor de potência (MOSFET ou IGBT do *Buck*), pois os demais são os diodos do retificador. Isso poderia reduzir o custo do circuito. Destaca-se também que o controle do *Buck* é muito simples, visto que sua função de transferência é linear, ou seja, a tensão de saída é diretamente proporcional ao ciclo de trabalho. Assim, o *chopper* regularia a tensão que vai ser usada para carregar o ultracapacitor, independente da tensão da rede, evitando que ocorra uma sobretensão perigosa que pode inutilizar o componente. Duas observações importantes a se fazer dizem respeito aos componentes do *chopper*: primeiro, deverá ser utilizado um semicondutor (chave) que suporte a máxima diferença de potencial entre entrada e saída; segundo, toda a corrente da carga passa pelo indutor, chave e diodo, então eles devem ser dimensionados adequadamente.

Se o circuito for configurado para que a recarga do ultracapacitor seja relativamente lenta (na ordem de minutos ou dezenas de minutos), exigindo assim menor corrente, o tamanho do indutor e dos semicondutores será reduzido e para pequenas correntes o uso de SCR no retificador não é atrativo, quando se compara o custo de um SCR ao de um diodo de mesma capacidade de corrente. Ainda, deve-se ressaltar que para o correto disparo de um SCR em um retificador em ponte controlado são necessários dois transformadores especiais de pulsos, com a função de isolar o circuito de disparo da parte de potência, o que encareceria a fonte de alimentação.

Portanto, a melhor configuração para o circuito carregador é utilizar um retificador de onda completa em ponte não controlado seguido de um *chopper Buck*, que controlaria a tensão com a qual o ultracapacitor é recarregado. A configuração é exibida na Figura 5.7.

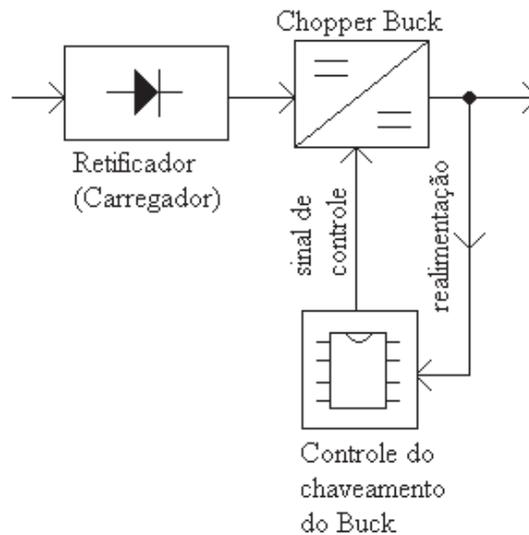


Figura 5.7 – Diagrama em blocos do circuito Carregador.

5.2.2 *Chopper* (elevador de tensão)

De maneira geral, a tensão de um ultracapacitor é baixa, na ordem de alguns Volts, ao passo que a tensão contínua sobre o filtro primário da fonte chaveada é superior, sendo da ordem de centenas de Volts. Isso exige que a tensão do ultracapacitor seja elevada ao nível adequado, e por se tratar de tensão contínua faz-se necessário o emprego de um *chopper*, localizado entre o ultracapacitor e o filtro primário da fonte chaveada.

Para elevação de tensão, a topologia *Boost* é a escolha imediata pelo seu princípio de funcionamento. No entanto, quando a tensão do ultracapacitor estiver próxima ao seu valor mínimo utilizável (próximo ao fim de sua descarga) a tensão de entrada do conversor estará muito baixa, mas a tensão de saída deverá permanecer constante. Supondo, para uma análise quantitativa rápida, que o limiar inferior do ultracapacitor seja 5 V e que a saída do *chopper* deva se manter em 310 V, o ganho de tensão do circuito deverá ser 62, ou seja, a tensão de saída do *Boost* deverá ser 62 vezes superior a de entrada. Se o limiar for menor que 5 V, a relação será ainda maior. Pelo que foi exposto na subseção 3.2.2.2, sabe-se que a função de transferência deste *chopper* não é linear e para obter-se grandes ganhos de tensão é necessário que o ciclo de trabalho esteja próximo do valor um, o que implica em instabilidade do sistema. Como, na prática, a tensão de saída só pode ser cinco vezes superior a de entrada, um único conversor não é o bastante para elevar adequadamente a tensão do ultracapacitor, sendo necessário o uso de um *chopper* multiestágios, que consiste em vários conversores conectados em série; o número de estágios depende do ganho de tensão total desejado e do ganho

máximo de cada estágio, considerando a situação mais crítica, que é o limiar inferior de tensão do ultracapacitor.

Para exercer o controle do chaveamento do conversor, duas abordagens são possíveis. A primeira utilizaria um único circuito de controle para coordenar o chaveamento de todos os estágios; isto poderia ser implementado com o auxílio de um microcontrolador. Esta técnica necessita de algoritmos de controle mais complexos. A segunda abordagem emprega um circuito para cada estágio do *chopper*; dessa maneira, pode-se usar circuitos integrados dedicados encontrados no mercado ou pequenos microcontroladores para cada estágio. Os algoritmos de controle são mais simples e já estariam prontos, no caso de circuitos integrados comerciais, mas é mais difícil garantir a estabilidade do conjunto todo, tendo-se em mente que a tensão do ultracapacitor decresce constantemente, conforme ocorre sua descarga, e que cada estágio funciona de maneira independente dos demais.

Outro aspecto da conversão multiestágios é que as perdas aumentam à medida que o número de estágios aumenta, apesar da eficiência de um único conversor *Boost* ser alta (acima de 90%). Para exemplificar, a eficiência de um conversor de dois estágios é de 81% e para três estágios é 72,9%.

Para solucionar os inconvenientes do emprego de *choppers* não isolados, pode-se utilizar um conversor isolado, o qual é capaz de fornecer alta tensão em sua saída, bastando escolher a relação de espiras do transformador de pulsos adequadamente. Com isto elimina-se também a necessidade de múltiplos circuitos de controle de chaveamento e de algoritmos de controle complexos.

Existem diversas topologias de *choppers* isolados; a escolha de uma delas envolve um estudo aprofundado sobre o funcionamento de cada uma, resposta transitória, critérios de estabilidade, vantagens e desvantagens, o que foge ao escopo deste trabalho, além de se tratar de um assunto muito extenso. O que se pode afirmar é que o emprego de um conversor DC/DC isolado elevador de tensão é a melhor alternativa para transferir a energia do ultracapacitor à fonte chaveada do microcomputador.

5.3 Determinação da carga

Para determinar qual o valor de capacitância necessário para suprir o microcomputador, primeiro é preciso determinar as características da carga.

Como o *nobreak* proposto está localizado dentro do gabinete e conectado diretamente à fonte chaveada, a carga é composta somente pela placa-mãe, periféricos internos (disco rígido, unidade leitora/gravadora de CD ou DVD, etc.) e externos (*mouse*, teclado, caixas de som). Após uma pesquisa com fabricantes de computadores e periféricos, constatou-se que o consumo médio de energia de um equipamento comum é de cerca de 180 W por hora. Um equipamento comum é um microcomputador para uso geral, que não possui adaptações para fins específicos, como jogos, por exemplo, que necessitam de placas de vídeo poderosas e que consomem mais energia que placas comuns.

O monitor não é considerado como parte da carga, apesar de seu plugue ser geralmente conectado à fonte chaveada, porque a tomada reservada para ele na fonte nada mais é do que uma derivação (ou *by-pass*) da entrada da rede elétrica, existente para maior comodidade do usuário, pois evita a necessidade de se ter que usar duas tomadas para ligar o *desktop*, bastando apenas uma. Dessa maneira, a fonte alimenta apenas o gabinete do microcomputador, sendo o monitor suprido pela própria rede elétrica. Isso implica que o *nobreak*, ao entrar em funcionamento durante uma falha da rede manterá apenas o gabinete em operação, já que é nele que estão contidos os dados do usuário, sendo o monitor desativado.

Os periféricos externos básicos (*mouse*, teclado e caixas de som) não afetam significativamente o consumo do *desktop*, pois cada um consome no máximo 2,5 W por hora. As caixas de som mais comuns do mercado, que retiram sua alimentação de uma porta de Barramento Serial Universal (USB, *Universal Serial Bus*) são as maiores consumidoras, pois pela especificação do padrão USB 2.0 cada porta fornece no máximo 0,5 A a 5 V (tensão contínua), o que resulta em um limite de 2,5 W por hora. Qualquer outro dispositivo USB, como uma memória portátil (*pen drive*), está sujeito ao mesmo limite (USB IMPLEMENTERS FORUM, 2000). Se o dispositivo já utilizar o novo padrão USB 3.0, que permite que cada porta forneça no máximo 0,9 A a 5 V (USB IMPLEMENTERS FORUM, 2011), o consumo máximo aumenta para 4,5 W por hora, que ainda pode ser considerado um valor baixo e que não afeta significativamente o consumo do *desktop*.

Além de determinar o consumo, é preciso se determinar o intervalo de tempo pelo qual o *nobreak* deverá suprir a carga.

A finalidade do *nobreak* para computadores pessoais proposto neste trabalho é fornecer energia por tempo suficiente para que o usuário pare o que estiver fazendo e proteja (salve) seus dados com segurança, e não para que ele continue trabalhando com o microcomputador

quando ocorre uma perturbação na rede elétrica. Sendo assim, o intervalo de tempo deve ser definido como sendo suficiente para permitir o correto desligamento do equipamento.

O sistema operacional *Microsoft Windows*[®] é atualmente o mais utilizado do mundo, presente na grande maioria dos *desktops*. Nele, existem dois métodos de desligamento: desligamento completo convencional e hibernação. Durante o primeiro método apresentado, o usuário precisa salvar manualmente seus dados, interromper suas atividades e ordenar o desligamento; o sistema operacional precisa encerrar os aplicativos ativos, fechar as conexões de rede, salvar as modificações feitas nos arquivos de sistema durante o uso, encerrar os processos internos ainda ativos e finalmente fechar o sistema operacional, desligando a fonte. Todas estas operações demandam uma quantidade considerável de tempo, que varia de computador para computador. Este tempo pode ser estendido caso haja algum aplicativo que não esteja respondendo (travado), caso no qual o sistema aguarda alguns segundos antes de tentar encerrar o programa novamente e se não obtiver êxito, fecha-o abruptamente, com possível perda de dados e configurações do usuário.

Por outro lado, ao utilizar o recurso de hibernação, o sistema operacional simplesmente interrompe temporariamente as tarefas em execução, grava todo o conteúdo da Memória de Acesso Aleatório (RAM, *Random Access Memory*) no disco rígido e desliga a fonte, o que por sua simplicidade se traduz em um tempo muito curto para executar esta sequência de operações; tipicamente, este processo dura menos de 30 s para a maior parte dos microcomputadores com *Microsoft Windows*[®], sendo mais rápido que o desligamento completo convencional. Posteriormente, ao religar o *desktop*, o sistema operacional volta a funcionar do ponto em que tinha parado. Por este motivo o uso da hibernação tem preferência estratégica sobre o desligamento convencional, pois desta forma será exigida menor capacidade de armazenamento de energia do ultracapacitor do UPS.

Como o processo de hibernação leva no máximo 30 s, para oferecer ao *nobreak* a capacidade de permitir que o *desktop* entre em hibernação uma segunda vez logo após a ocorrência de uma falta da rede e restabelecimento da energia, sem que tenha havido tempo suficiente para a recarga completa do ultracapacitor, e considerando também a existência de uma margem de segurança, neste trabalho escolheu-se um intervalo de tempo de 75 s como sendo o tempo mínimo pelo qual o *nobreak* deverá ser capaz de suprir a carga.

5.4 Determinação da capacidade do ultracapacitor

5.4.1 Cálculo da energia armazenada mínima

Nesta subseção será desenvolvida uma equação que descreve a capacitância do ultracapacitor em função de sua tensão nominal, tendo em vista a energia armazenada mínima para suprir a carga.

Sabe-se que a energia armazenada em um capacitor de qualquer tipo é função da capacitância e da tensão aplicada, conforme a equação (4.2).

Nota-se na equação (4.2) que a energia aumenta quadraticamente com o aumento da tensão (supondo a capacitância constante) e que a energia máxima é obtida quando o capacitor está carregado com sua tensão nominal máxima suportável pelo dielétrico. Supondo uma descarga do capacitor à corrente constante, ocorre que a tensão decresce linearmente, mas a energia restante diminui rapidamente, conforme se pode observar na Figura 5.8.

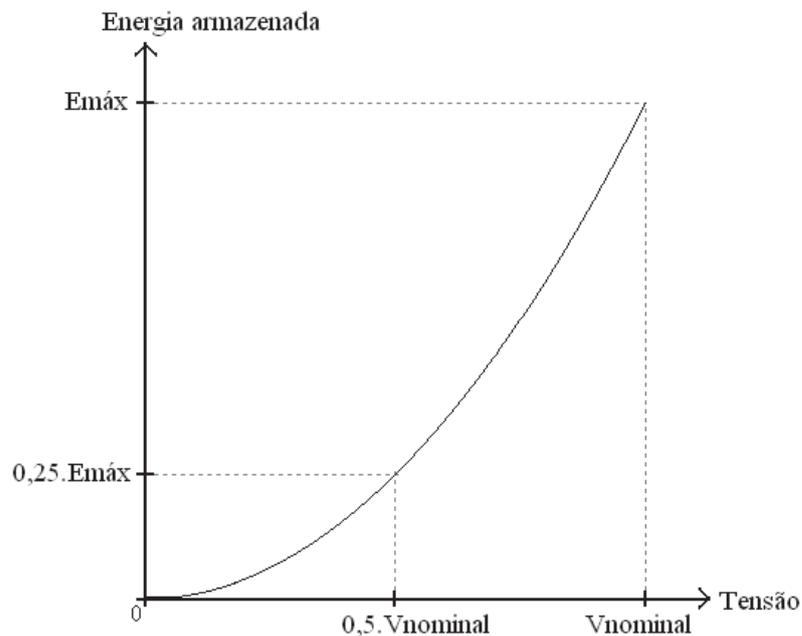


Figura 5.8 – Gráfico da energia armazenada *versus* tensão aplicada em um capacitor.
Fonte: próprio autor.

Considerando o processo de descarga do capacitor, pode-se dizer que ele só libera sua energia quando ocorre uma variação da diferença de potencial sobre seus terminais, o que permite que a equação (4.2) seja reescrita como (5.1):

$$\Delta E = E_{INICIAL} - E_{FINAL}$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{INICIAL}^2 - \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{FINAL}^2$$

$$\therefore \Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{INICIAL}^2 - V_{FINAL}^2) \quad (5.1)$$

Percebe-se que para aproveitar toda a energia armazenável pelo capacitor a tensão deveria variar de seu valor nominal até zero, fazendo com que a variação da diferença de potencial equivalha à própria tensão nominal do componente. Porém, em termos práticos isto não é viável, pois exigiria que o *chopper* isolado na saída do *nobreak* tenha capacidade de elevar uma tensão muito próxima de zero (quando o ultracapacitor estiver no final da descarga) até cerca de 311 V no mínimo; isso se traduz em um transformador de pulsos superdimensionado, com alta relação de espiras e grande dificuldade para o controle do chaveamento manter o circuito estável. Por este motivo só se pode aproveitar parte da energia armazenada no ultracapacitor do *nobreak*, o que significa que para que o projeto seja viável tem-se a expressão (5.2):

$$V_{INICIAL} - V_{FINAL} < V_{NOMINAL} \quad (5.2)$$

Considerando uma variação da diferença de potencial equivalente a metade da tensão nominal, verifica-se que a energia aproveitável (ΔE) é dada por (5.3):

$$V_{INICIAL} = V_{NOMINAL} = V_{NOM}$$

$$V_{FINAL} = \frac{V_{NOM}}{2}$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{INICIAL}^2 - V_{FINAL}^2)$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \left[V_{NOM}^2 - \left(\frac{V_{NOM}}{2} \right)^2 \right]$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \left[V_{NOM}^2 - \frac{V_{NOM}^2}{4} \right]$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{3}{4} \cdot V_{NOM}^2 \quad (5.3)$$

$$\text{Mas: } E_{MÁX} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{NOM}^2$$

$$\text{Portanto: } \Delta E = \frac{3}{4} \cdot E_{MÁX}$$

Vê-se que 75% da energia do ultracapacitor é aproveitada, permanecendo ainda 25% no componente.

Para um melhor aproveitamento da capacidade do ultracapacitor, pode-se considerar que a variação da diferença de potencial equivalha a dois terços da tensão nominal; neste caso, a energia aproveitável é dada por (5.4):

$$\begin{aligned}
 V_{INICIAL} &= V_{NOM} \\
 V_{FINAL} &= \frac{V_{NOM}}{3} \\
 \Delta E &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{INICIAL}^2 - V_{FINAL}^2) \\
 \Delta E &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot \left[V_{NOM}^2 - \left(\frac{V_{NOM}}{3} \right)^2 \right] \\
 \Delta E &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot \left(V_{NOM}^2 - \frac{V_{NOM}^2}{9} \right) \\
 \Delta E &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{8}{9} \cdot V_{NOM}^2 \\
 \therefore \Delta E &= \frac{8}{9} \cdot E_{MAX}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Constata-se que cerca de 88,9% da energia do ultracapacitor é utilizada, reduzindo a parcela não utilizada a apenas 11,1%.

Repetindo-se o procedimento para uma variação da diferença de potencial equivalente a três quartos da tensão nominal (ou seja, $V_{FINAL} = \frac{V_{NOM}}{4}$), obtém-se que 93,8% da energia do ultracapacitor é utilizada. Nota-se que o aumento da energia aproveitável é menor a cada aumento da diferença de potencial, e a partir de dois terços da tensão nominal o aumento é pouco significativo.

Portanto, pode-se considerar como faixa de tensão utilizável do ultracapacitor como sendo desde a sua tensão nominal até metade da tensão nominal. Uma faixa maior não provoca um aumento significativo no valor da energia aproveitável.

Conforme o exposto na subseção 5.3, o consumo médio de um *desktop* comum é de 180 W por hora. Em termos de unidades do Sistema Internacional (SI), tem-se que a energia consumida no período de uma hora é:

$$\begin{aligned}
 E &= 180 \text{ Wh} \\
 1 \text{ Wh} &= 3600 \text{ J} \\
 E &= 180 \cdot 3600 \\
 E &= 648 \text{ kJ}
 \end{aligned}$$

Para manter o microcomputador operando pelo tempo estipulado no projeto do *nobreak*, que é de 75 s, tem-se:

$$\begin{aligned}
 1 h &= 3600 s \\
 E_D &= E \cdot \frac{75}{3600} \\
 E_D &= 648 \cdot 10^3 \cdot \frac{75}{3600} \\
 E_D &= 13,5 kJ
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

Sendo E_D a energia consumida pelo *desktop* no período de 75 s.

A energia fornecida pelo ultracapacitor, considerando uma diferença de potencial igual à metade da tensão nominal, é dada pela expressão (5.3). Igualando a energia fornecida à energia consumida, ou seja, igualando as expressões (5.3) e (5.5), encontra-se a equação (5.6):

$$\begin{aligned}
 \Delta E &= E_D \\
 \frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{3}{4} \cdot V_{NOM}^2 &= 13,5 \cdot 10^3 \\
 \frac{3}{8} \cdot C \cdot V_{NOM}^2 &= 13500 \\
 C \cdot V_{NOM}^2 &= 13500 \cdot \frac{8}{3} \\
 C \cdot V_{NOM}^2 &= 36000 \\
 C &= \frac{36000}{V_{NOM}^2}
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

Sendo V_{NOM} a tensão dada em Volts e C a capacitância em Farads.

A equação (5.6) relaciona capacitância do ultracapacitor a sua tensão nominal, e pode ser utilizada para calcular componentes comerciais que atendam as especificações da carga proposta.

Nota-se que a equação (5.6) é da forma:

$$C = \frac{b}{V_{NOM}^2} \tag{5.7}$$

Sendo b uma constante dada em função da energia consumida pela carga em um certo intervalo de tempo.

Comparando as equações (5.6) e (5.7), verifica-se que $b = 36000$ para o caso apresentado. Adotando o mesmo método de cálculo para outros intervalos de tempo diferentes

de 75 s e mantendo o consumo em 180 W por hora, obtém-se para b os valores mostrados na Tabela 5.1:

Tabela 5.1- Constante b para diferentes intervalos de tempo

Tempo (s)	b
30	14400
60	28800
120	57600
180	86400
300	144000

5.4.2 Escolha do ultracapacitor

A equação (5.6) foi utilizada para se proceder à escolha de um modelo comercial de ultracapacitor que atenda às especificações da carga proposta.

Pesquisou-se nas folhas de dados (*datasheets*) de fabricantes de ultracapacitores as características dos componentes. Os fabricantes consultados foram: AVX; Cap XX; ELIT; ELNA; EPCOS (Siemens Matsushita); ELTON; Maxwell Technologies; NEC-TOKIN; Panasonic; PowerStor; e Tavrira.

Dentre os modelos analisados, os que apresentaram as características mais adequadas ao *nobreak* proposto estão listados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Características de alguns modelos comerciais de ultracapacitores

Fabricante: Maxwell Technologies					
Item	Modelo	Capacitância (F)	Tensão nominal (V)	Dimensões ¹ (mm)	Peso (kg)
1	BCAP0350 E270 T11	350	2,7	D: 33,3 A: 61,5	0,060
2	BCAP0650 P270	650	2,7	D: 60,7 A: 51,5	0,160
3	BCAP3000 P270 K05	3000	2,7	D: 60,7 A: 138	0,510
Fabricante: ELNA					
Item	Modelo	Capacitância (F)	Tensão nominal (V)	Dimensões ¹ (mm)	Peso (kg)
4	DP-2R5D607AA5	600	2,5	D: 35 A: 105	não informado
5	DP-2R5D158CC0	1500	2,5	D: 51 A: 120	não informado

¹ D: diâmetro; A: altura

Todos os ultracapacitores da Tabela 5.2 possuem formato cilíndrico.

Nota-se que nenhum dos ultracapacitores da Tabela 5.2 é capaz de suprir a carga usando-se apenas um capacitor. No entanto, ao associar vários componentes idênticos para formar um banco de capacitores consegue-se preencher os requisitos de energia. Os possíveis arranjos utilizando os itens um a cinco da Tabela 5.2 são mostrados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Arranjos de bancos de ultracapacitores

Item	Quantidade	Arranjo	Descrição
1	16	4 x 4	quatro conjuntos em paralelo, cada um com quatro ultracapacitores em série
2	9	3 x 3	três conjuntos em paralelo, cada um com três ultracapacitores em série
3	2	1 x 2	um conjunto com dois ultracapacitores em série
4	9	3 x 3	três conjuntos em paralelo, cada um com três ultracapacitores em série
5	4	2 x 2	dois conjuntos em paralelo, cada um com dois ultracapacitores em série

O arranjo quadrado (com o mesmo número de componentes em série e em paralelo) é o mais atrativo para se construir um banco, visto que permite um aumento significativo na energia armazenada. Nele, a capacitância total é igual à capacitância de cada componente (ou seja, não há perda de capacitância) e a tensão total é maior; como a energia armazenada é proporcional ao quadrado da tensão nominal do capacitor, conforme a equação (4.2), um aumento na tensão resulta em grande elevação da energia.

Cada um dos itens exibidos nas Tabelas 5.2 e 5.3 apresenta suas particularidades, mas no geral pode-se dizer que, pelas dimensões dos componentes, todos os conjuntos podem ser inseridos dentro do gabinete de um microcomputador, pois o volume ocupado por eles é pequeno o bastante para caber no gabinete, como está apresentado na Tabela 5.4. A maioria pode ser fixada na lateral interna da carcaça metálica oposta àquela onde se localiza a placa-mãe do *desktop*, na posição vertical, exceto o banco do item três das Tabelas 5.2 a 5.4, que devido as suas dimensões deve ser posicionado na horizontal, no chão do gabinete.

O posicionamento dos ultracapacitores deve ser tal que a circulação interna de ar no gabinete não seja prejudicada e que as saídas ou entradas de ventilação não sejam obstruídas.

Tabela 5.4 – Características dos bancos ultracapacitivos

Item	Capacitância total (F)	Tensão total (V)	Área de base (cm ²)	Volume ocupado (cm ³)	Peso total (kg)	Energia máxima armazenável (kJ)
1	350	10,8	185,0	1147	0,96	20,41
2	650	8,1	334,9	1742	1,44	21,32
3	1500	5,4	74,4	1027	1,02	21,87
4	600	7,5	110,3	1158	-	16,88
5	1500	5,0	104,4	1249	-	18,75

Outro ponto de destaque é que, para efeito de comparação, a maior área de base da Tabela 5.4 (334,9 cm²) é de mesma ordem de grandeza que área de um quadrado com 18cm de lado (324 cm²); os demais bancos ultracapacitivos têm áreas menores. Isto evidencia que os bancos são pequenos e deixam ainda muito espaço livre dentro do gabinete. De maneira geral eles não são muito pesados, então não dificultam o transporte e manuseio do gabinete pelo usuário.

A escolha de um dos bancos capacitivos propostos depende das características desejadas. Com relação à tensão de trabalho, a melhor escolha seria o item um, que tem a maior tensão nominal, exigindo do transformador de pulsos do *chopper* isolado uma menor relação de espiras e menor corrente circulante no circuito primário. Se o fator de escolha for a área da placa que sustentará o banco, o item cinco é mais atrativo, pois a placa necessária será menor. Para que os ultracapacitores ocupem pouco volume no interior do gabinete, a escolha recai no item três. Com um peso total menor dentre aqueles que possuem tal informação, os itens um e três possibilitariam o uso de suportes menos robustos que os do item dois, mais pesado.

Do ponto de vista da eletrônica de potência, a opção mais atrativa é aquela que é capaz de suprir a carga e que oferece a maior tensão nominal, pois assim a construção do conversor *Boost* seria facilitada, bem como seu controle, e a corrente circulante no enrolamento primário seria mais baixa, permitindo o emprego de um transformador de pulsos menor; ou seja, o banco capacitivo formado por dezesseis ultracapacitores idênticos de 350 F e 2,7 V cada (item um das Tabelas 5.2 à 5.4), em arranjo quadrado (4x4) é a formação escolhida, sendo equivalente a um único ultracapacitor de 350 F e 10,8 V.

Verifica-se que, do ponto de vista técnico, a incorporação a um microcomputador de um *nobreak* com ultracapacitor substituindo a bateria é viável.

Do ponto de vista econômico, um banco de ultracapacitores tem um custo superior ao de uma bateria para UPS. Para efeito de comparação, o banco de ultracapacitores escolhido

neste trabalho tem um custo aproximadamente cinco vezes superior ao custo médio de baterias para *nobreaks* encontradas no mercado nacional.

5.5 Considerações técnicas

Nesta subseção são discutidos alguns aspectos técnicos de importância que devem ser levados em consideração no projeto e construção do *nobreak* integrado.

5.5.1 Resistência série equivalente dos ultracapacitores

A resistência série equivalente de um ultracapacitor, parte do modelo elétrico do componente, apresenta diferentes valores para cada modelo de ultracapacitor construído por um fabricante. Por exemplo, a Tabela 5.5 mostra os valores de resistência para os ultracapacitores analisados na Tabela 5.2. Ao se colocar dois componentes com resistências distintas, porém com mesma tensão nominal, em série e se aplicar uma tensão igual à soma dos valores nominais dos dois capacitores, a probabilidade de ocorrência de uma falha que destruirá ambos os componentes é alta.

Tabela 5.5 – Características elétricas dos ultracapacitores

Fabricante: Maxwell Technologies			
Item	Tensão máxima suportável (V)	Tempo suportável de sobretensão (s)	Resistência série equivalente em DC (mΩ)
1	2,85	1	3,2
2	2,85	1	0,8
3	2,85	1	0,29
Fabricante: ELNA			
Item	Tensão máxima suportável (V)	Tempo suportável de sobretensão (s)	Resistência série equivalente a 1 kHz (mΩ)
4	2,5	-	10
5	2,5	-	10

Isso se deve ao fato de que a queda de tensão será maior no ultracapacitor que possuir a maior resistência série equivalente; quando a tensão é aplicada ao conjunto, existirá uma grande chance de que este ultracapacitor em particular se carregue com uma tensão maior que seu valor nominal, ocorrendo uma sobretensão. Ultracapacitores são muito sensíveis a sobretensões, mesmo de curta duração (na faixa de segundos), sendo que este fenômeno pode acarretar em rompimento do dielétrico e curto-circuito do componente. Neste caso, toda a

tensão seria aplicada ao outro capacitor (de menor resistência) que, pelo mesmo motivo, entrará em curto-circuito também.

Este princípio vale para quaisquer outros arranjos de ultracapacitores onde haja pelo menos dois componentes em série.

A Tabela 5.5 mostra a tensão máxima suportável e o tempo de sobretensão para os ultracapacitores analisados neste trabalho; comparando com a tensão nominal dos componentes dada na Tabela 5.2, nota-se que há pouca ou nenhuma margem para sobretensões.

Em casos mais extremos, uma sobretensão pode causar uma elevação da temperatura interna do ultracapacitor tal que provoque a explosão do invólucro externo do mesmo, constituindo-se um risco de acidentes pessoais ou de dano a equipamentos e componentes próximos, o que seria desastroso para um banco de ultracapacitores situado dentro do gabinete e próximo à placa-mãe de um microcomputador.

A melhor maneira de minimizar o risco de falha do banco é utilizar componentes idênticos, pois assim as resistências série equivalentes teriam valores muito próximos uns dos outros, senão iguais, o que garantiria uma distribuição uniforme da tensão aplicada ao banco e evitaria sobretensões nos componentes.

Além desta medida, a adição de um circuito de monitoramento de tensão seria altamente desejável, reduzindo ainda mais a probabilidade da ocorrência de sobretensões nos ultracapacitores e também poderia evitar um excesso da tensão aplicada, eventualmente causada pela falha do *chopper Buck* que alimenta o banco ultracapacitivo. Na ocorrência de uma sobretensão, o circuito de monitoramento poderia desconectar o banco do restante do *nobreak*, impedindo que os capacitores sejam danificados.

5.5.2 Interferência por radiofrequência (RFI)

Os *choppers* do *nobreak*, por operarem com chaveamento em alta frequência (na faixa de dezenas de quilohertz) produzem interferências que se propagam pelo ar e também através de fios, trilhas e outras partes metálicas da placa de circuito impresso, que podem afetar negativamente o funcionamento do *desktop* ou se espalhar via rede elétrica para outros equipamentos.

Para evitar a propagação aérea de radiofrequências, é necessário que a placa de circuito impresso esteja contida dentro de um invólucro metálico, que agirá como uma blindagem,

evitando assim que as interferências se espalhem. Este invólucro deverá contemplar aberturas para a correta dissipação de calor dos circuitos; contudo, elas deverão ser pequenas o bastante para reduzir ao máximo a propagação de radiofrequências e grandes o suficiente para permitir uma circulação de ar adequada.

Para evitar a propagação de interferências através das trilhas do circuito, que podem se espalhar para fora do gabinete do *desktop*, o emprego de um circuito de filtragem de transientes na entrada do *nobreak* é uma maneira eficaz de minimizar tanto as interferências que vêm do circuito interno quanto aquelas que vêm pela rede elétrica.

Além disso, para minimizar as chances de radiofrequências geradas no *nobreak* interferirem no próprio *nobreak*, deve-se evitar a confecção de trilhas longas na placa de circuito impresso, que funcionariam como antenas transmissoras e receptoras de sinais (BARBI, 2007).

5.5.3 Detecção de perturbações

É necessário incluir um circuito capaz de detectar rapidamente a ocorrência de uma perturbação na rede elétrica (variação da tensão, frequência ou forma de onda que exceda os limites aceitáveis pela fonte chaveada) e ativar o *chopper Boost* para alimentar a fonte do computador.

O *Boost* deve ser capaz de entrar em regime permanente rapidamente, sincronizando sua tensão de saída com a já existente sobre o filtro primário da fonte, para evitar que ocorra um curto-circuito no filtro primário. O controle de chaveamento do *Boost* se encarregaria desta tarefa, aproveitando-se da própria malha de realimentação do circuito.

Esta operação tem que ser rápida o bastante para evitar que o sinal *Power Good* (PG, Alimentação Estabilizada), que indica à placa-mãe do microcomputador que as tensões de alimentação estão estáveis e no nível adequado, seja perdido, causando um desligamento inesperado do equipamento.

5.5.4 Alimentação dos circuitos de controle do *nobreak*

Quando a tensão da rede está presente e em níveis normais, a alimentação dos circuitos de controle do *nobreak* pode ser obtida através de um regulador conectado à rede elétrica.

Porém, quando ocorre uma perturbação os circuitos têm que continuar recebendo energia para controlar o UPS.

Considerando que a maioria dos circuitos integrados de controle opera com 5 V, que é uma das tensões de saída da fonte chaveada, e também que estes circuitos não consomem muita corrente, a alimentação deles pode ser fornecida por uma das saídas da fonte chaveada, sendo esta uma solução fácil e de baixo custo.

5.5.5 Sinalização de falha da rede elétrica

É necessário sinalizar ao usuário, quando ocorre uma falha da rede elétrica, que o *nobreak* entrou em ação e o *desktop* iniciou o processo de hibernação automaticamente. O modo tradicional seria através de uma mensagem exibida no monitor, mas como este estará desligado quando ocorrer uma interrupção da energia deve ser empregado outro método de aviso.

Uma maneira prática é usar o alto-falante interno (*speaker*) do gabinete, pois todo o circuito necessário já estaria instalado. Haveria assim um alerta sonoro (uma sequência de tons pré-determinada com duração de alguns segundos, repetitiva ou não) indicativo da ação do *nobreak*. Por exemplo, na ocorrência de uma falha da rede, um sinal de interrupção seria ativado, indicando ao processador que execute um programa que toca o alerta sonoro e inicie a hibernação do computador. Semelhante ao que ocorre em computadores portáteis (*notebooks*), o processo seria iniciado automaticamente, dando maior comodidade ao usuário.

5.5.6 Operação com o microcomputador desligado

Conforme o exposto na subseção 5.5.4, a alimentação dos circuitos de controle do *Buck* e do *Boost* pode ser obtida de uma das saídas da fonte chaveada. Isso impõe a condição lógica de que o *nobreak* só poderá entrar em ação se o microcomputador estiver em operação. No entanto, isso impede que o banco de ultracapacitores seja recarregado quando o *desktop* está desligado, porém conectado à rede elétrica. Para otimizar o funcionamento do *nobreak*, a alimentação do circuito de controle de chaveamento do *Buck* pode ser obtida da Fonte *Stand-by* da fonte chaveada, ilustrada nas Figuras 5.5 e 5.6, que entra em operação sempre que o gabinete seja conectado à rede, independentemente de o restante do microcomputador estar

ligado ou não. Assim, é possível recarregar os ultracapacitores mesmo com o *desktop* desligado.

A alimentação do circuito de controle de chaveamento do *Boost*, assim como do circuito de Detecção de perturbações, pode continuar vindo da saída da fonte chaveada, visto que estes circuitos só precisam funcionar quando o microcomputador está em operação.

6 CONCLUSÃO

A incorporação de um *nobreak* que utiliza um ultracapacitor como elemento armazenador de energia em um microcomputador mostrou-se viável para um *nobreak* de pequena capacidade.

O sistema mostrou-se capaz de alimentar um *desktop* por tempo suficiente para que, na ocorrência de uma perturbação na energia da rede elétrica, o microcomputador seja desligado automaticamente e de maneira adequada utilizando o recurso de hibernação do sistema operacional *Microsoft Windows*[®], de forma semelhante ao que ocorre em computadores portáteis como *notebooks*, tendo ainda capacidade suficiente para repetir o processo uma segunda vez caso uma nova perturbação ocorra antes que o ultracapacitor esteja completamente recarregado.

No estado da arte atual, o ultracapacitor ainda não pode ser comparado às baterias no quesito densidade de energia, que é de menor valor, visto que é necessário utilizar um banco de ultracapacitores para suprir a carga, sendo que se fosse utilizada uma bateria de mesma capacidade ela seria mais leve e de dimensões menores. Porém, o rápido avanço das pesquisas neste campo poderá apresentar no futuro ultracapacitores semelhantes a baterias.

A maior vantagem da incorporação de um *nobreak* com ultracapacitor a um microcomputador é a maior confiabilidade oferecida pelo conjunto, reduzindo consideravelmente a probabilidade de perdas de dados do usuário em caso de falha da rede elétrica. Além disso, a eliminação da carcaça externa do *nobreak*, aproveitando a do próprio gabinete, proporciona uma economia de material e de recursos financeiros, pois não é necessário confeccionar uma grande carcaça plástica ou metálica para abrigar somente os componentes do *nobreak*. A carcaça metálica do microcomputador oferece a proteção necessária para ambos os equipamentos, sendo necessário apenas um pequeno invólucro metálico ao redor da placa de circuito impresso do *nobreak* para evitar interferências por radiofrequência. Pode-se dizer ainda que a exclusão de um conversor de potência (inversor de tensão) e do circuito de sincronismo com a rede do *nobreak* aumenta significativamente a relação custo/benefício do *desktop* equipado com o *nobreak* proposto.

A substituição da bateria química tradicional por um banco de ultracapacitores também traz uma série de vantagens ao conjunto, sendo que a principal é a redução do tempo de recarga do elemento armazenador de energia. Baterias empregadas em *nobreaks* geralmente levam horas para serem completamente recarregadas, ao passo que um banco ultracapacitivo

pode ser recarregado em minutos, permitindo que o *nobreak* esteja pronto para entrar em ação rapidamente após a normalização da energia da rede elétrica.

Outras vantagens são: menor impacto ambiental, pois o componente não utiliza compostos químicos potencialmente tóxicos para sua construção, sendo que seu descarte pode ser feito sem tratamentos especiais, facilitando também a reciclagem do lixo eletrônico (ao final da vida útil do computador); redução dos custos de manutenção, já que não é necessário substituir os ultracapacitores devido a sua longa vida útil, não existindo assim partes que precisem de manutenção, poupando o usuário de abrir seu próprio microcomputador para efetuar serviços no *nobreak*; e com um tempo de armazenagem extenso, o ultracapacitor não tem sua tensão reduzida após longos períodos sem uso, estando pronto para proteger o computador em uma falha da rede, devido a sua baixa corrente de fuga interna resultante da ocorrência desprezível de reações químicas no armazenamento de energia.

Este trabalho foi um estudo inicial sobre o uso de ultracapacitores em equipamentos eletrônicos. Como proposta para trabalhos futuros, sugere-se o projeto detalhado dos conversores de potência do *nobreak* proposto, juntamente com seus respectivos circuitos de controle, e a implantação do mesmo, integrado à fonte chaveada de um microcomputador. Outra sugestão interessante é o desenvolvimento de estudos sobre a utilização de ultracapacitores em outros equipamentos, descrevendo possíveis aplicações alternativas para o componente. Ainda, sugere-se como trabalho futuro a programação e implementação de um circuito de controle microprocessado responsável pela comunicação entre o *nobreak* e a placa-mãe do computador, para ativar automaticamente a hibernação deste equipamento.

REFERÊNCIAS

AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000. 479 p.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 15014**: Conversor e semicondutor – Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) – Terminologia. Rio de Janeiro, 2003.

BARBI, I. **Eletrônica de potência**: projetos de fontes chaveadas. 2. ed. Florianópolis: Ed. do autor, 2007. 334 p.

BONAN, G.; FLORES, G. C.; MARTINS, A. S. **Estágio Inversor Para Nobreaks**. Artigo técnico do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento da CP Eletrônica S.A. Disponível em: <http://www.cp.com.br/upl/artigo_17.pdf>. Acesso em: 16 abr. 2011.

BONAN, G.; GABIATTI, G.; MARTINS, A. S. **Associação Paralelo Ativo e Passivo**: Vantagens e Benefícios. Artigo técnico do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento da CP Eletrônica S.A. Disponível em: <http://www.cp.com.br/upl/artigo_2.pdf>. Acesso em: 16 abr. 2011.

BONAN, G.; GABIATTI, G.; MARTINS, A. S. **Estágio Retificador Para Nobreaks**. Artigo técnico do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento da CP Eletrônica S.A. Disponível em: <http://www.cp.com.br/upl/artigo_16.pdf>. Acesso em: 16 abr. 2011.

BONAN, G.; GABIATTI, G.; MARTINS, A. S. **Nobreak**: Topologias Principais. Artigo técnico do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento da CP Eletrônica S.A. Disponível em: <http://www.cp.com.br/upl/artigo_1.pdf>. Acesso em: 16 abr. 2011.

BURKE, A. Ultracapacitors: why, how and where is the technology. **Journal of Power Sources**, [s.l.], v. 91, p. 37-50, 2000.

CZARKOWSKI, D. DC-DC Converters. IN: RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Washington: National Academic Press, 2001. cap.13, p. 245-259.

FONTECH TECNOLOGIA E INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA (Brasil). José Luiz de Arruda. **Fonte no-break**. BR n. PI 9203632-5 A, 14 set. 1992.

INSTITUTO BRASILEIRO DO COBRE. **Harmônicas nas instalações elétricas**: Causas, efeitos e soluções. São Paulo: [s.n.], 2001. 66 p. Disponível em:

<http://www.procobre.org/archivos/pdf/sistemas_electricos/harmonic.pdf>. Acesso em: 1 jun. 2011.

KÖTZ, R.; CARLEN, M. Principles and applications of electrochemical capacitors. **Electrochimica Acta**, [s.l.], v. 45, p. 2483-2498, 2000.

NASIRI, A. Uninterruptible Power Supplies. IN: RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Washington: National Academic Press, 2001. cap.24, p. 619-633.

NEVANIR DE SOUZA JÚNIOR (Brasil). Nevanir de Souza Júnior. **Circuito eletrônico conversor para fonte de computador com caráter de nobreak com acoplamento DC/DC**. BR n. PI 0604185-0 A, 31 maio 2006.

PANDOLFO, A. G.; HOLLENKAMP, A. F. Carbon properties and their role in supercapacitors. **Journal of Power Sources**, [s.l.], v. 157, n. 1, p. 11-27, Apr. 2006.

POMILIO, J. A. Componentes passivos utilizados em fontes chaveadas. IN:____. **Fontes chaveadas**. [Campinas]: [s.n.], 2010. p. 6-1-6-19. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/CAP6.pdf>>. Acesso em: 2 jun. 2011.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999. 828 p.

RATHMANN, S.; WARNER, H. A. New generation UPS technology: the delta conversion principle. IN: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE ANNUAL MEETING, 30., 1996, San Diego. **IEEEExplore**, San Diego, v. 4, Oct. 1996. Ed. Esp.

TOSSI, L. Qualidade de energia. **O Setor Elétrico**, [s.l.], v. 60, n. 1, jan. 2011. Disponível em: <http://www.osetoreletrico.com.br/web/documentos/fasciculos/Ed60_fasc_condicionamento_capI.pdf>. Acesso em: 18 abr. 2011.

TOSSI, L. Topologias de UPS estático. **O Setor Elétrico**, [s.l.], v. 61, n. 2, fev. 2011. Disponível em: <http://www.osetoreletrico.com.br/web/documentos/fasciculos/ed61_fasc_condicionamento_capII.pdf>. Acesso em: 18 abr. 2011.

USB IMPLEMENTERS FORUM. **Universal Serial Bus Specification: Revision 2.0**. Especificação oficial do padrão USB 2.0, publicada em 27 abr. 2000. Disponível em: <http://www.usb.org/developers/docs/usb_20_101111.zip>. Acesso em: 4 nov. 2011.

USB IMPLEMENTERS FORUM. **Universal Serial Bus 3.0 Specification**. Especificação oficial do padrão USB 3.0, publicada em 6 jun. 2011. Disponível em: <http://www.usb.org/developers/docs/usb_30_spec_092911.zip>. Acesso em: 4 nov. 2011.

RBIBLIOGRAFIA CONSULTADA

ESPINOZA, J. R. Inverters. IN: RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Washington: National Academic Press, 2001. cap.15, p. 353-404.

LAI, Y. M. Power Supplies. IN: RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Washington: National Academic Press, 2001. cap.23, p. 593-618.

MELLO, L. F. P. de. **Projetos de fontes chaveadas**: teoria e prática. 1. ed. São Paulo: Érica, 2011. 284 p.

RODRÍGUEZ, J. et al. Single-phase Controlled Rectifiers. IN: RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Washington: National Academic Press, 2001. cap.11, p. 179-200.

TORRES, G.; LIMA, C. **Anatomia das fontes de alimentação chaveadas**. Artigo do Clube do Hardware. Disponível em: <<http://www.clubedohardware.com.br/artigos/1218>>. Acesso em: 2 jun. 2011.

TORRES, G.; LIMA, C. **Tudo o que você precisa saber sobre as proteções da fonte de alimentação**. Artigo do Clube do Hardware. Disponível em: <<http://www.clubedohardware.com.br/artigos/1873>>. Acesso em: 2 jun. 2011.

APÊNDICE A – Descrição do diagrama em blocos de uma fonte chaveada

Uma fonte chaveada tradicional utilizada em microcomputadores é composta pelos circuitos básicos descritos a seguir:

- Filtragem de transientes: impede que ruídos gerados pelo Chaveamento de potência se espalhem para fora da fonte e também reduz ruídos externos que venham da rede, desviando-os para o terra. Além disso, em fontes de boa qualidade, possui um elemento (varistor) para desviar impulsos transitórios que ocorram na rede para não danificar a fonte.
- Chave seletora de tensão: localizada na parte externa da fonte, permite que o usuário selecione a tensão da rede que alimenta a fonte.
- Retificador primário: conversor de potência AC/DC que opera quando a rede tem tensão nominal de 220 V.
- Retificador/Dobrador de tensão: é uma variação do Retificador primário, que retifica a rede quando esta é de 127 V e dobra a tensão para que sempre exista o mesmo valor de tensão sobre o Filtro primário. A própria Chave seletora modifica a configuração do Retificador primário, transformando-o em um Retificador/Dobrador de tensão.
- Filtro primário: é composto de um ou dois capacitores eletrolíticos de alto valor, dependendo da configuração do Chaveamento de potência. Atenua as ondulações da tensão de saída do retificador.
- Chaveamento de potência: é onde ocorre um chaveamento em alta frequência (tipicamente 60 kHz ou 70 kHz) da tensão contínua do Filtro primário, gerando uma tensão alternada na sua saída. Várias topologias podem ser usadas para o circuito de chaveamento, utilizando um ou mais semicondutores de potência (geralmente MOSFETs), controlado(s) pelo Gerador PWM.
- Retificador secundário: é composto de vários conversores de potência AC/DC, um para cada tensão de saída da fonte. Para efeito de simplificação foi representado apenas um bloco deste tipo no Anexo A.
- Filtro secundário: composto de capacitores eletrolíticos para atenuar ondulações de tensão do Retificador secundário. Em muitos casos inclui também indutores de alisamento em série com o Retificador secundário.
- Gerador PWM: circuito integrado responsável pelo controle em malha fechada das tensões de saída, mudando o ciclo de trabalho de chaveamento de potência para estabilizá-las. Em alguns casos, este circuito também é responsável pelas proteções da fonte (contra sobretensão, subtensão, curto-circuito, etc.) e pela geração do sinal *Power Good*.

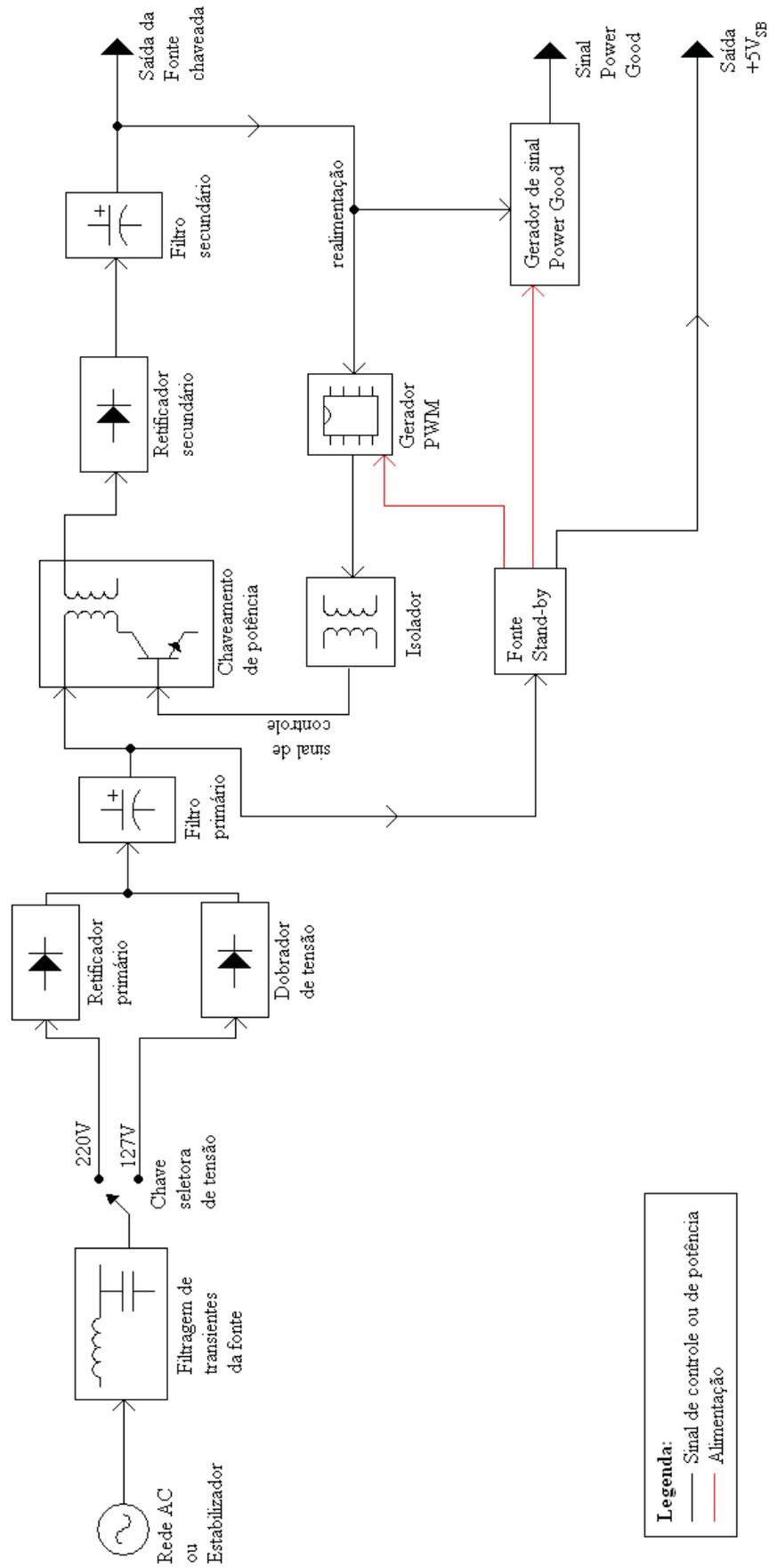
- Isolador: tem por função isolar o circuito de controle (Gerador PWM) do circuito de potência (Chaveamento), transmitindo adequadamente os sinais de primeiro para o(s) semicondutor(es) de potência. Na maioria das fontes é empregado um transformador de pulsos, mas também pode ser utilizado um ou mais optoacopladores.
- Fonte *Stand-by*: responsável por gerar a tensão $+5V_{SB}$, chamada de alimentação do modo *Stand-by* (SB), que deve estar presente assim que a fonte chaveada é conectada à rede elétrica, independentemente do microcomputador estar em operação ou não. Basicamente é um conversor DC/DC auto-oscilante com transformador de pulsos. Este circuito também alimenta o Gerador PWM e o de sinal *Power Good*.
- Gerador de sinal *Power Good*: quando o Chaveamento de potência é ativado leva um intervalo de tempo para que as tensões de saída se estabilizem em seus valores nominais e a placa-mãe não pode começar a funcionar durante o período transitório da fonte, pois podem ocorrer falhas de processamento. Este circuito gera um sinal à placa-mãe indicando a presença de tensões estabilizadas nas saídas da fonte, permitindo a correta inicialização do *desktop*.

Além da fonte chaveada tradicional existe também a fonte chaveada *bivolt*, a qual possui um circuito de PFC ativo responsável pela minimização das distorções na forma de onda da corrente de entrada, que tornam a fonte chaveada uma carga com baixo fator de potência e que introduz harmônicos na rede elétrica. O circuito mais comumente utilizado é o Retificador *Boost*, descrito na subseção 3.2.4 deste trabalho, que possui um circuito integrado de controle próprio para comandar a chave semicondutora; é usual que esta chave seja composta de um par de MOSFETs de potência em paralelo. Em alguns casos, o mesmo circuito integrado responsável pelo Gerador PWM também controla o PFC ativo.

No Anexo B está ilustrado o diagrama em blocos da fonte chaveada *bivolt*. Todos os demais blocos desta fonte estão descritos neste Apêndice, dispensando maiores comentários sobre eles.

Existem outros circuitos numa fonte chaveada (como, por exemplo, as proteções), mas o detalhamento de nenhum deles é necessário para este trabalho e por este motivo eles não foram incluídos no Apêndice A e nos Anexos A e B.

ANEXO A – Diagrama em blocos de uma fonte chaveada tradicional



ANEXO B – Diagrama em blocos de uma fonte chaveada *bivolt*

