

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



UM CONVERSOR BOOST COM COMUTAÇÃO SUAVE APLICADO A
UM SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA

ORIENTANDO: ALEXANDRE BORGES CRISTÓVÃO
ORIENTADOR: PROF. LUIZ CARLOS DE FREITAS, DR.

JULHO
2005

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



UM CONVERSOR BOOST COM COMUTAÇÃO SUAVE APLICADO A
UM SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Uberlândia por **Alexandre Borges Cristóvão**, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica; aprovada em 15/07/2005, pela seguinte banca examinadora:

Luiz Carlos de Freitas, Dr (UFU) – (orientador)

José Antônio Lambert, Dr (UFMT)

Ernane Antônio Alves Coelho, Dr (UFU)

João Batista Vieira Júnior, Dr (UFU)

João Carlos de Oliveira, Dr (UFU)

Valdeir José Farias, Dr (UFU)

Uberlândia, 15 de julho de 2005

UM CONVERSOR BOOST COM COMUTAÇÃO SUAVE APLICADO A UM SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA

ALEXANDRE BORGES CRISTÓVÃO

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Uberlândia por **Alexandre Borges Cristóvão**, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Luiz Carlos de Freitas
(Orientador)

Darizon Alves de Andrade
Coordenador do curso de Pós-Graduação

À *Deus*, A minha mãe Darci Valentim Borges

AGRADECIMENTOS

Neste momento, gostaria de agradecer às pessoas que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho.

Ao Prof. Luíz Carlos de Freitas pela orientação e dedicação que contribuíram de forma decisiva para o desenvolvimento desse trabalho.

Aos Prof. João Carlos de Oliveira e Carlos Augusto Bissoch JR pela grande ajuda e auxílio.

Aos professores do grupo de Eletrônica de Potência, Ernane Antônio Alves Coelho, João Batista Vieira Júnior e Valdeir José Farias, pelo suporte e auxílio.

Aos amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência, pelo incentivo, ajuda e o companheirismo nos momentos difíceis, que muito me ajudaram no decorrer do curso.

À Universidade Federal de Uberlândia e ao Programa CAPES pelo apoio financeiro.

À Texas Instruments, pela doação de alguns componentes.

À minha irmã Juciele Borges Cristóvão, ao meu irmão Thiago César Borges Cristóvão, a minha avó Luzia Valentim Borges e a Lena, que sempre me deram força.

Aos amigos Kleber Lopes Fontoura, Octávio H. Wilken Rosário, Reginaldo "Piau" Assunção, Veraldo "Mundissa" Piasser Miranda e Rodrigo "Bolívia" de Paula.

À Deus por ter me dado força e sabedoria para enfrentar as dificuldades.

RESUMO

Este trabalho apresenta um completo estudo, incluindo os princípios de operações, equações relevantes, o desenvolvimento matemático e exemplo de projeto de uma fonte ininterruptível de energia "*on-line*" não isolada, utilizando um conversor "Boost" como pré-regulador associado a uma célula de comutação, operando em alta frequência.

Demonstra-se que, a combinação da célula de ressonância com o método de controle por corrente média através de um circuito integrado que permite a aplicação do fator de potência unitário, tendo um desempenho satisfatório, alta eficiência, baixo custo e reduzido peso e tamanho, se comparado aos sistemas já existentes .

ABSTRACT

This work presents the complete study regarding a non-isolated online Uninterruptable Power Supply (UPS), which employs a PFC boost converter associated with a passive resonant cell operating at high frequency. The analysis includes the operating principles, mathematical development and design procedure of the proposed system. It can be demonstrated that the use of a resonant cell and average current mode control provides satisfactory performance in the achievement of soft switching and unity power factor, respectively. Additionally, desirable features such as high efficiency, low cost, and also reduced weight and size are obtained.

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	viii
LISTA DE TABELAS.....	xii
LISTA DE FIGURAS	xiii
SIMBOLOGIA.....	xv
CAPÍTULO I	
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO II	
ESTUDO TEÓRICO DO UPS UTILIZANDO A CÉLULA SR-ZCS-ZVS-PWM	
2.1 - INTRODUÇÃO	11
2.2 - CÉLULA DE COMUTAÇÃO	13
2.3 - ANÁLISE QUALITATIVA	14
2.3.1 - Descrição Do Funcionamento.....	16
2.3.1.1 - Primeira Etapa $[t_0, t_1] - \Delta t_1$ -Etapa Linear.....	16
2.3.1.2 - Segunda Etapa $[t_1, t_2] - \Delta t_2$ -Etapa Ressonante.....	17
2.3.1.3 - Terceira Etapa $[t_2, t_3] - \Delta t_3$ -Etapa Linear.....	18
2.3.1.4 - Quarta Etapa $[t_3, t_4] - \Delta t_4$ -Etapa Linear.....	18
2.3.1.5 - Quinta Etapa $[t_4, t_5] - \Delta t_5$ -Etapa de Armazenamento de energia.....	19
2.3.1.6 - Sexta Etapa $[t_5, t_6] - \Delta t_6$ -Etapa Linear.....	19
2.3.1.7 - Sétima Etapa $[t_6, t_7] - \Delta t_7$ -Etapa de Transferência de energia.....	20
2.3.2 - Principais Formas de Onda.....	21
2.3.3 - Plano de Fases	22
2.4 - CONCLUSÃO.....	23
CAPÍTULO III	
ANÁLISE QUANTITATIVA E CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS ELEMENTOS DO SISTEMA UPS PROPOSTO	
3.1 - INTRODUÇÃO.....	25
3.2 - ANÁLISE MATEMÁTICA PARA O UPS UTILIZANDO A CÉLULA SR-ZCS-ZVS-PWM.....	27

3.2.1 - Determinação da Variação da Razão Cíclica.....	27
3.2.2 - Definição dos intervalos de tempo Δt_n considerando apenas o intervalo em que a bateria fornece energia ao sistema.....	30
3.2.2.1 - Primeira Etapa $[t_0, t_1] - \Delta t_1$	31
3.2.2.2 - Segunda Etapa $[t_1, t_2] - \Delta t_2$	33
3.2.2.3 - Terceira Etapa $[t_2, t_3] - \Delta t_3$	35
3.2.2.4 - Quarta Etapa $[t_3, t_4] - \Delta t_4$	37
3.2.2.5 - Quinta Etapa $[t_4, t_5] - \Delta t_5$	38
3.2.2.6 - Sexta Etapa $[t_5, t_6] - \Delta t_6$	38
3.2.2.7 - Sétima Etapa $[t_6, t_7] - \Delta t_7$	40
3.2.3 - Definição dos intervalos de tempo Δt_n , considerando apenas o intervalo em que a rede AC fornece energia ao sistema.....	40
3.2.3.1 - Primeira Etapa $[t_0, t_1] - \Delta t_1$	41
3.2.3.2 - Segunda Etapa $[t_1, t_2] - \Delta t_2$	43
3.2.3.3 - Terceira Etapa $[t_2, t_3] - \Delta t_3$	45
3.2.3.4 - Quarta Etapa $[t_3, t_4] - \Delta t_4$	47
3.2.3.5 - Quinta Etapa $[t_4, t_5] - \Delta t_5$	48
3.2.3.6 - Sexta Etapa $[t_5, t_6] - \Delta t_6$	48
3.2.3.7 - Sétima Etapa $[t_6, t_7] - \Delta t_7$	50
3.3 - ANÁLISE MATEMÁTICA PARA O PLANO DE FASE.....	50
3.3.1 - Primeira Etapa.....	51
3.3.2 - Segunda Etapa.....	51
3.3.3 - Terceira Etapa.....	52
3.3.4 - Quarta Etapa.....	52
3.3.5 - Quinta Etapa.....	53
3.3.6 - Sexta Etapa.....	53
3.3.7 - Sétima Etapa.....	53
3.4 - GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR.....	53
3.4.1 - Cálculo da tensão média em D_0	54
3.5 - DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES MÉDIAS E EFICAZES NOS COMPONENTES ATIVOS E PASSIVOS DO SISTEMA UPS PROPOSTO.....	56
3.5.1 - Corrente média no diodo D_0	56
3.5.2 - Corrente eficaz no diodo D_0	57
3.5.3 - Corrente média na chave auxiliar S_2	58
3.5.4 - corrente eficaz na chave auxiliar S_2	60
3.5.5 - Corrente média na chave principal S_1	60
3.5.6 - Corrente eficaz na chave principal S_1	61
3.6 - CONCLUSÃO.....	62

CAPÍTULO IV

PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE UTILIZANDO O CIRCUITO

INTEGRADO UC-3854 AN.....	63
4.1 - INTRODUÇÃO.....	63
4.2 - CIRCUITO DE CONTROLE DO UPS.....	63
4.3 - PRINCIPAIS TÉCNICAS ATIVAS PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	63
4.3.1 - Modulação por Histerese Variável.....	64
4.3.2 - Controle pelo Pico de Corrente.....	65
4.3.3 - Controle de Corrente “BANG-BANG” com Frequência Fixa.....	66
4.3.4 - Modulação por Largura de Pulso (PWM) senoidal.....	67
4.3.5 - Controle pela Corrente Média.....	68
4.4 - CIRCUITO DE CONTROLE DO PRÉ-REGULADOR BOOST.....	69
4.4.1 - Princípio de Funcionamento do C.I. UC-3854 AN.....	70
4.4.2 - Laço de Realimentação de Corrente.....	70
4.4.3 - Laço Regulador de Tensão.....	71
4.4.4 - Laço de Realimentação da Tensão de Entrada.....	71
4.4.5 - Circuito Integrado aplicado ao Pré-Regulador Boost.....	71
4.4.6 - Funções dos Terminais do C.I. UC-3854 AN.....	73
4.4.7 - Circuito de Geração dos Pulsos para o Conversor Boost.....	82
4.5 - BLOCO DUAL.....	83
4.6 - TRANSFORMADOR DE PULSO.....	84
4.7 - CONCLUSÃO.....	84

CAPÍTULO V

CÁLCULO E PROJETO DO SISTEMA UPS PROPOSTO

5.1 - INTRODUÇÃO.....	86
5.2 - ROTEIRO DE PROJETO.....	86
5.2.1 - Passo 1: Especificação do Projeto.....	87
5.2.2 - Passo 2: Determinação da Corrente de Pico no Indutor L_B do Sistema UPS Proposto.....	88
5.2.3 - Passo 3: Determinação do Indutor L_B do UPS Proposto.....	89
5.2.4 - Passo 4: Escolha do Capacitor de Saída.....	93
5.2.5 - Passo 5: Determinação da Frequência de Ressonância.....	94
5.2.6 - Passo 6: Determinação do Parâmetro α	94
5.2.7 - Passo 7: Cálculo dos Capacitores e Indutores Ressonantes (C_r e L_r).....	94
5.2.8 - Passo 8: Cálculo do Indutor Ressonante L_r	95
5.2.9 - Passo 9: Dimensionamento dos Semicondutores.....	97
5.2.9.1 - Chave Principal S_1	97
5.2.9.1 - Chave Auxiliar S_2	98
5.2.9.3 - Diodos.....	99
5.3 - CONCLUSÃO.....	99

CAPÍTULO VI

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL

6.1 - INTRODUÇÃO.....	100
6.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	101
6.3 - CONCLUSÃO.....	113
CONCLUSÃO GERAL	115
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	117

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 - Tipos de núcleo	90
Tabela 5.2 - Tamanho do núcleo	91
Tabela 6.1 - Classe de equipamento segundo a norma IEC 1000-3-2.....	109
Tabela 6.2 - Limites para Harmônicas de Corrente.....	110
Tabela 6.3 - Norma IEC 1000-3-2 para equipamentos de classe A e seus valores percentuais.....	111
Tabela 6.4 - Conteúdo Harmônico percentual da corrente de entrada do regulador Boost/Inversor.....	112

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - UPS genérica	1
Figura 1.2 - Configuração UPS "off-line"	2
Figura 1.3 - Configuração UPS "on-line"	4
Figura 1.4 - Configuração UPS "line-interactive"	5
Figura 1.5 - Configuração UPS "line-interactive" com transformador.....	5
Figura 1.6 - Sistema UPS com alto fator de potência.....	7
Figura 1.7 - Sistema UPS proposto.....	9
Figura 2.1 - Célula SR-ZCS-ZVS-PWM.....	13
Figura 2.2 - UPS utilizando o conversor Boost SR-PWM.....	15
Figura 2.3a - Primeira etapa linear (t_0 , t_1).....	17
Figura 2.3b - Etapa ressonante (t_1 , t_2).....	17
Figura 2.3c - Segunda etapa linear (t_2 , t_3).....	18
Figura 2.3d - Terceira etapa linear (t_3 , t_4).....	19
Figura 2.3e - Etapa de armazenamento de energia (t_4 , t_5).....	19
Figura 2.3f - Carga linear do capacitor (t_5 , t_6).....	20
Figura 2.3g - Transferência de energia (t_6 , t_7)	20
Figura 2.4 - Formas de ondas relevantes do UPS proposto.....	21
Figura 2.5 - Planos de Fases.....	22
Figura 3.1 - Retificador utilizando estágio pré-regulador.....	26
Figura 3.2 - Forma de onda de tensão de entrada para meio ciclo.....	27
Figura 3.3 - Circuito da primeira etapa de operação	32
Figura 3.4 - Circuito da segunda etapa de operação.....	33
Figura 3.5 - Circuito da terceira etapa de operação.....	36
Figura 3.6 - Circuito da quarta etapa de operação.....	37
Figura 3.7 - Circuito da quinta etapa de operação.....	38
Figura 3.8 - Circuito da sexta etapa de operação.....	39
Figura 3.9 - Circuito da sétima etapa de operação.....	40
Figura 3.10 - Circuito da primeira etapa de operação.....	42
Figura 3.11 - Circuito da segunda etapa de operação.....	43
Figura 3.12 - Circuito da terceira etapa de operação.....	46
Figura 3.13 - Circuito da quarta etapa de operação.....	47
Figura 3.14 - Circuito da quinta etapa de operação.....	48
Figura 3.15 - Circuito da sexta etapa de operação.....	49
Figura 3.16 - Circuito da sétima etapa de operação.....	50
Figura 3.17 - Ganho estático do UPS.....	56
Figura 3.18 - Corrente no diodo D_0	57
Figura 3.19 - Corrente na chave auxiliar S_2	59
Figura 3.20 - Corrente na chave principal S_1	60
Figura 4.1 - Controle da corrente por histerese.....	64
Figura 4.2 - Método de controle pelo pico de corrente.....	66
Figura 4.3 - Controle de corrente “Bang-Bang” com frequência fixa.....	67
Figura 4.4 - Controle por largura de pulso.....	68

Figura 4.5 - Monitoração da corrente pelo Método de Controle da Corrente Média.....	69
Figura 4.6 - Configuração básica do CI 3854.....	70
Figura 4.7 - Esquema interno do CI <i>UC-3854 AN</i>	73
Figura 4.8 – (a)Circuito sensor de corrente . (b)Diagrama de módulo e fase	75
Figura 4.9 - Circuito para a obtenção da tensão CC no terminal 8.....	78
Figura 4.10 - Resposta em frequência do circuito para a obtenção da tensão CC.....	79
Figura 4.11 - Circuito intrínseco do UC-3854 AN para a regulação da tensão de saída.....	79
Figura 4.12 - Circuito de controle do conversor BOOST com o UC-3854 AN.....	82
Figura 4.13 - Circuito do “Tiristor Dual” da chave principal S_1	83
Figura 4.14 - Circuito do transformador de pulso.....	84
Figura 6.1 - UPS Simulado e implementado	102
Figura 6.2 - Tensão e corrente de entrada, (a)simulado (b) protótipo	104
Figura 6.3 - Tensão e corrente na chave principal (S_1), (a)simulado (b) protótipo	105
Figura 6.4 - Tensão e corrente na chave auxiliar (S_2), (a)simulado (b) protótipo	106
Figura 6.5 - Tensão e corrente de saída.....	107
Figura 6.6 - Conteúdo harmônico da corrente de alimentação.....	108

SIMBOLOGIA

- α - impedância característica normalizada para tensão contínua;
- α_1 - impedância característica normalizada para tensão alternada;
- A_{CU} - área de seção transversal do fio de cobre;
- A_e - área efetiva de um núcleo magnético;
- A_L - fator de indutância;
- A_p - produto das áreas ($A_j \cdot A_e$);
- β - relação entre a tensão de saída e o valor de pico da tensão de entrada;
- B_{max} - densidade máxima;
- CA - corrente alternada;
- CC - corrente contínua;
- C_0 - capacitor de saída;
- C_R - capacitor ressonante;
- Δtn - intervalo de tempo para as "n" etapas de funcionamento;
- D - razão cíclica das chaves no circuito PWM convencional;
- D_{max} - razão cíclica máxima;
- D_{min} - razão cíclica mínima;
- D_1 - diodo em série com a bateria;
- D_2 - diodo da célula ressonante.
- D_0 - diodo do indutor Boost.
- d - diâmetro do núcleo do indutor de ressonância;
- d_i - diâmetro total do indutor;
- d_n - diâmetro do núcleo do indutor;

dt	- diâmetro total do fio de cobre;
E	- energia armazenada nos indutores;
f_0	- frequência ressonante;
f_s	- frequência de chaveamento;
G	- ganho estático;
$G_{\text{mín}}$	- ganho estático mínimo;
$I_{D_0\text{med}}$	- corrente média no diodo de saída;
i'_{D_0}	- corrente eficaz no diodo de saída;
I_{LB}	- corrente no indutor do Boost;
I_e	- corrente eficaz de entrada do conversor;
i_e	- corrente instantânea de entrada;
Ie_p	- corrente de entrada de pico do conversor;
$Ie_{p\text{max}}$	- corrente de entrada máxima de pico do conversor;
i_0	- corrente instantânea de saída;
Ie_{max}	- corrente de entrada máxima;
I_0	- corrente de saída;
i_{CR}	- corrente instantânea no capacitor ressonante;
i_{L_R}	- corrente instantânea no indutor ressonante;
I_{L_R}	- corrente no indutor ressonante;
I_{S_1}	- corrente na chave principal S_1 ;
I_{S_2}	- corrente na chave auxiliar S_2 ;
$I_{S_1\text{med}}$	- corrente média na chave principal S_1 ;

I_{S_2med}	- corrente média na chave auxiliar S_2 ;
I_{S_1ef}	- corrente eficaz na chave principal S_1 ;
I_{S_2ef}	- corrente eficaz na chave auxiliar S_2 ;
J	- densidade de corrente;
K	- razão entre tensão da bateria e a tensão de saída;
K_1	- razão entre tensão de entrada AC e a tensão de saída;
K_2	- razão entre tensão da bateria e a tensão média de entrada;
k_j	- coeficiente de densidade de corrente nos fios;
k_u	- fator de utilização da área da janela;
L_B	- indutor “Boost”;
L_R	- indutor ressonante;
l_e	- comprimento efetivo de um núcleo magnético;
l_g	- comprimento do entreferro;
l_f	- comprimento do núcleo;
N	- número de espiras;
P_e	- potência de entrada;
p_e	- potência instantânea de entrada;
p_0	- potência instantânea de saída;
P_o	- potência de saída;
QRC	- conversor quase-ressonante (“QUASI-RESONANT CONVERTER”);
R_0	- resistência de carga;
R_S	- resistor Shunt;
S_1	- chave principal;
S_2	- chave auxiliar;

T	- período total;
T_s	- período da frequência de chaveamento;
t	- tempo;
UPS	- Uninterruptible Power Supply,
V_B	- tensão do banco de baterias;
V_e	- tensão eficaz de entrada;
$V_{e \min}$	- tensão mínima de entrada;
$V_{e \max}$	- tensão máxima de entrada (tensão de pico);
$V_{D_{omed}}$	- tensão média no diodo de saída;
v_e	.. tensão de entrada ;
V_{GS1}	- tensão no gate da chave principal;
V_{GS2}	- tensão no gate da chave auxiliar;
$V_{ds \max}$	- tensão máxima da onda dente de serra;
$V_{e \max}$	- tensão de entrada máxima;
V_0	- tensão de saída;
V_{Saux}	- tensão na chave auxiliar;
$V_{Saux \max}$	- tensão máxima na chave auxiliar;
V_{CR}	- tensão no capacitor ressonante C_R ;
$\overline{V_I}$	- tensão média de entrada;
ZCS	- chaveamento sob corrente nula (“ZERO CURRENT SWITCHING”);
ZVS	- chaveamento sob tensão nula (“ZERO VOLTAGE SWITCHING”);
ΔT	- variação de temperatura;
ϕ	- diâmetro do fio;
η	- rendimento;

- μ_e - permeabilidade efetiva do núcleo;
- μ_o - permeabilidade do vácuo;
- ω - pulsação angular da corrente de entrada;
- ω_{ac} - frequência angular da rede de alimentação;
- ω_0 - frequência angular de ressonância envolvendo L_{r1} e C_{r1} .

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL

Na medida em que a maioria dos equipamentos utilizados em nosso cotidiano tornam-se cada vez mais essenciais e vitais, a interrupção da operação dos mesmos tornou-se inadmissível em inúmeras aplicações, dentre as quais pode-se destacar os setores de emergências nos hospitais, sistemas controladores de vôos, transporte ferroviário, entre outros.

Sabe-se que, geralmente, a principal causa de falha de operação de tais equipamentos está majoritariamente relacionada com a interrupção não programada e indesejável da alimentação provida pelo sistema elétrico de potência.

Com o pensamento voltado para a questão de falha de suprimento de energia CA, as empresas através de seus pesquisadores desenvolveram equipamentos eletrônicos capazes de suprir, associados a uma fonte alternativa de energia independente, a potência elétrica requerida para garantir a operação dos equipamentos essenciais, mesmo quando houver uma falha da fonte primária de alimentação. Tais equipamentos receberam o nome de "Sistemas Ininterruptos de Suprimento de Energia" ou, em inglês, "Uniterruptible Power Supply" (UPS), cuja estrutura genérica é ilustrada na Figura 1.1.



Figura-1.1 – UPS genérica.

Pode-se observar pela Figura 1.1 que um sistema UPS é constituído por um conversor estático ao centro que processa a energia suprida pela fonte primária CA de alimentação e/ou pela fonte alternativa de energia, e a entrega à carga. Pode-se ainda verificar que a estrutura genérica de uma UPS contempla a possibilidade de interligação entre o sistema de fonte alternativa de energia com a rede CA de alimentação primária, de modo que a fonte alternativa de energia, através do conversor estático bidirecional em corrente (Potência), pode suprir a carga e entregar ao sistema CA de alimentação à energia excedente produzida.

De modo geral os sistemas UPS podem ser classificadas em três categorias básicas estabelecidas internacionalmente como: UPS "off-line", UPS "on-line" e UPS "line-interactive".

As UPS "off-line" são aquelas cuja configuração geral é ilustrada na Figura 1.2.

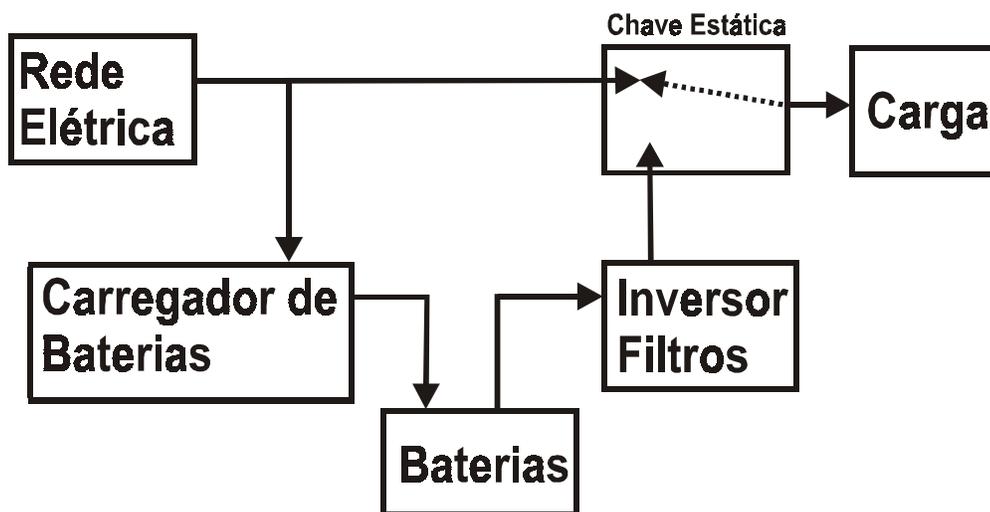


Figura 1.2 – Configuração UPS "off-line".

A figura 1.2 permite visualizar que em um sistema UPS na configuração "off-line" a rede CA alimenta a carga diretamente através de uma chave estática. No caso da falta da alimentação CA, a chave estática é comandada e transfere a função de alimentação da carga para o inversor conectado à fonte alternativa de energia, cuja tensão de saída deve estar em

fase com a tensão da rede para que a dinâmica da carga não seja afetada. Esse tipo de sistema é recomendado para cargas que podem suportar curtas interrupções de energia durante o tempo de comutação da chave estática cuja duração depende do circuito de controle e da tecnologia da chave utilizada.

Conforme apresentado na figura 1.2, a fonte alternativa de energia, constituída por um banco de baterias, está o tempo todo disponível para suprir, através do inversor, a alimentação da carga sempre que o sistema CA de alimentação principal falhar. Neste caso específico, um carregador de baterias deve ser incluído no sistema UPS, elevando preço e volume do sistema como um todo.

Dentre os principais aspectos operacionais relativos à UPS “off-line” destaca-se o fato de que a energia entregue à carga só é processada pelo inversor no caso de falta do sistema de alimentação CA. Esta é uma característica operacional vantajosa com relação à eficiência operacional da UPS. Por outro lado, o sistema de controle necessário para garantir o sincronismo com a rede CA de alimentação, tanto no instante da falta quanto no instante do retorno à função de alimentar a carga, é complexo constituindo, juntamente com o inevitável tempo de transferência de alimentação de um sistema para outro, nas principais desvantagens operacionais deste sistema UPS.

Na configuração de UPS “on-line”, mostrado na figura 1.3, observa-se que o inversor estará sempre alimentando a carga. Durante a presença da rede, o carregador de bateria fornece energia à carga, através do inversor, e às baterias, as quais, uma vez carregadas, permanecem em flutuação até uma falta na rede. Durante a falta, as baterias alimentam a carga através do inversor.

A chave "By-pass" é utilizada apenas para manutenção do sistema UPS.

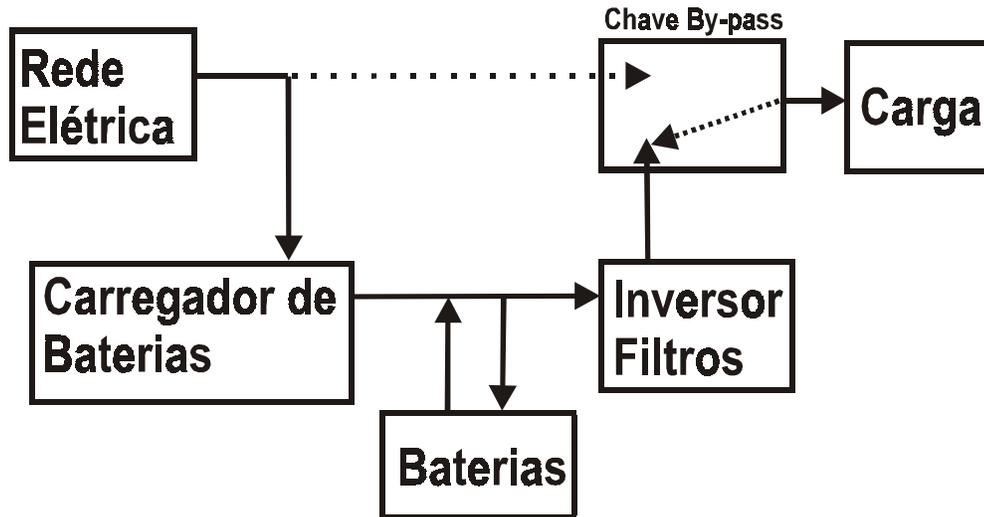


Figura 1.3 – Configuração UPS "on-line".

Ao contrário das UPS “off-line”, nas UPS “on-line” a energia entregue à carga é processada integralmente pelo inversor de modo que sua eficiência operacional é bastante reduzida e seu custo de produção é elevado. Por outro lado a qualidade da tensão de alimentação da carga pode ser controlada garantindo sua qualidade bem como não é necessário o sincronismo da tensão de saída com a tensão da rede CA de alimentação e nem tempo de transferência de suprimento à carga é observado quando um sistema de alimentação é substituído pelo outro por qualquer razão.

No sistema “line-interactive”, mostrado na figura 1.4, um único conversor bi-direcional atua como carregador de bateria (retificador) e inversor. A utilização de apenas um conversor estático aumenta a eficiência, pois é constituído de apenas um estágio de potência, sendo este conectado à rede elétrica através de um indutor de acoplamento e em paralelo com a carga.

Em modo de operação normal, rede presente, o conversor estático opera como carregador do banco de baterias. Na falta, funciona como inversor, alimentado pelo banco de baterias. Nesta configuração, existe um tempo de transição que dependerá da dinâmica do sistema.

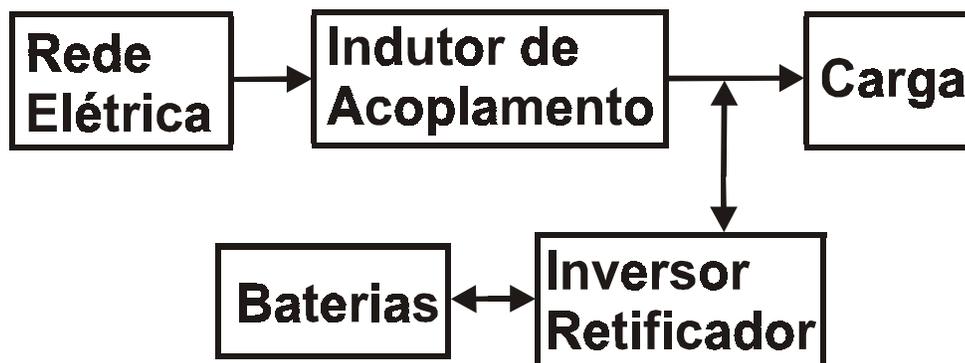


Figura 1.4 - Configuração UPS “line-interactive”

Um sistema UPS “line-interactive” utiliza um único estágio de potência de modo que sua eficiência operacional é bastante elevada, como ocorre com as UPS “off-line”, reduzindo, por esta razão, o custo de produção. A tensão de saída pode ser regulada, bem como permite uso de um sistema de controle capaz de impor elevado fator de potência com baixo THD de corrente visto pelo sistema CA de alimentação.

Por outro lado, na falha do sistema CA de alimentação é inevitável um tempo de transição para que a fonte alternativa de energia assuma a alimentação da carga.

Uma configuração alternativa para um sistema UPS “line-interactive” é ilustrada na figura 1.5 na qual a rede alimenta a carga diretamente por um transformador ferroressonante. Este transformador proporciona o isolamento galvânico da carga, bem como promove a regulação e filtragem da tensão de saída do inversor.

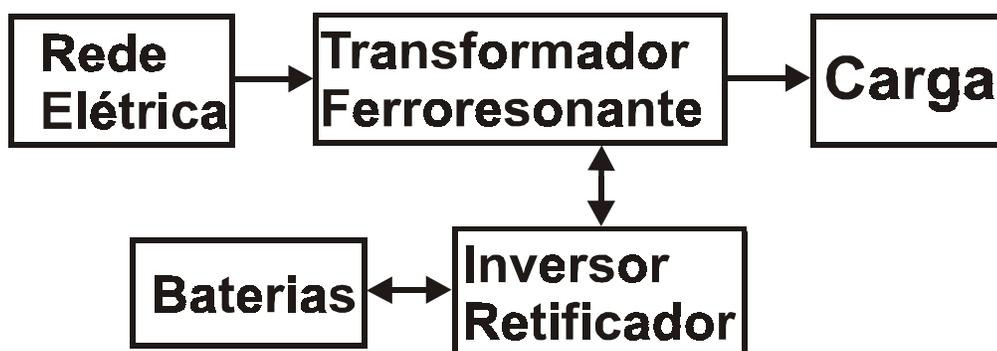


Figura 1.5 – Configuração UPS (“line-interactive”) com transformador.

A energia armazenada no núcleo do transformador não permite que a carga perceba a transição entre inversor/rede e rede/inversor, aumentando a confiabilidade do sistema. Em contra partida esta estrutura apresenta peso e volume elevados em função do transformador, implicando um aumento no custo.

Conforme descrito nos parágrafos precedentes, o projeto e construção de qualquer dos sistemas UPS envolve o uso de um inversor e uma fonte alternativa de energia. Exceto nas configurações “off-line” e “line-interactive” as outras duas são construídas de modo que o inversor é alimentado pelo sistema CA de entrada. Neste modo de operação, geralmente tem-se baixo fator de potência e elevado THD (Taxa de Distorção Harmônica) visto pela fonte CA de alimentação, comprometendo a qualidade da energia suprida pelo sistema às cargas vizinhas ao sistema UPS.

No sentido de resolver este problema e atender as exigências estabelecidas pelas normas nacionais e internacionais relativas ao máximo THD e fator de potência mínimo, é proposto em [1] um sistema UPS tipo “on-line” alimentada através de um pré-regulador Boost com o barramento CC conectado, através de uma chave estática, à fonte alternativa de energia, no caso um banco de baterias, ilustrada pela Figura 1.6.

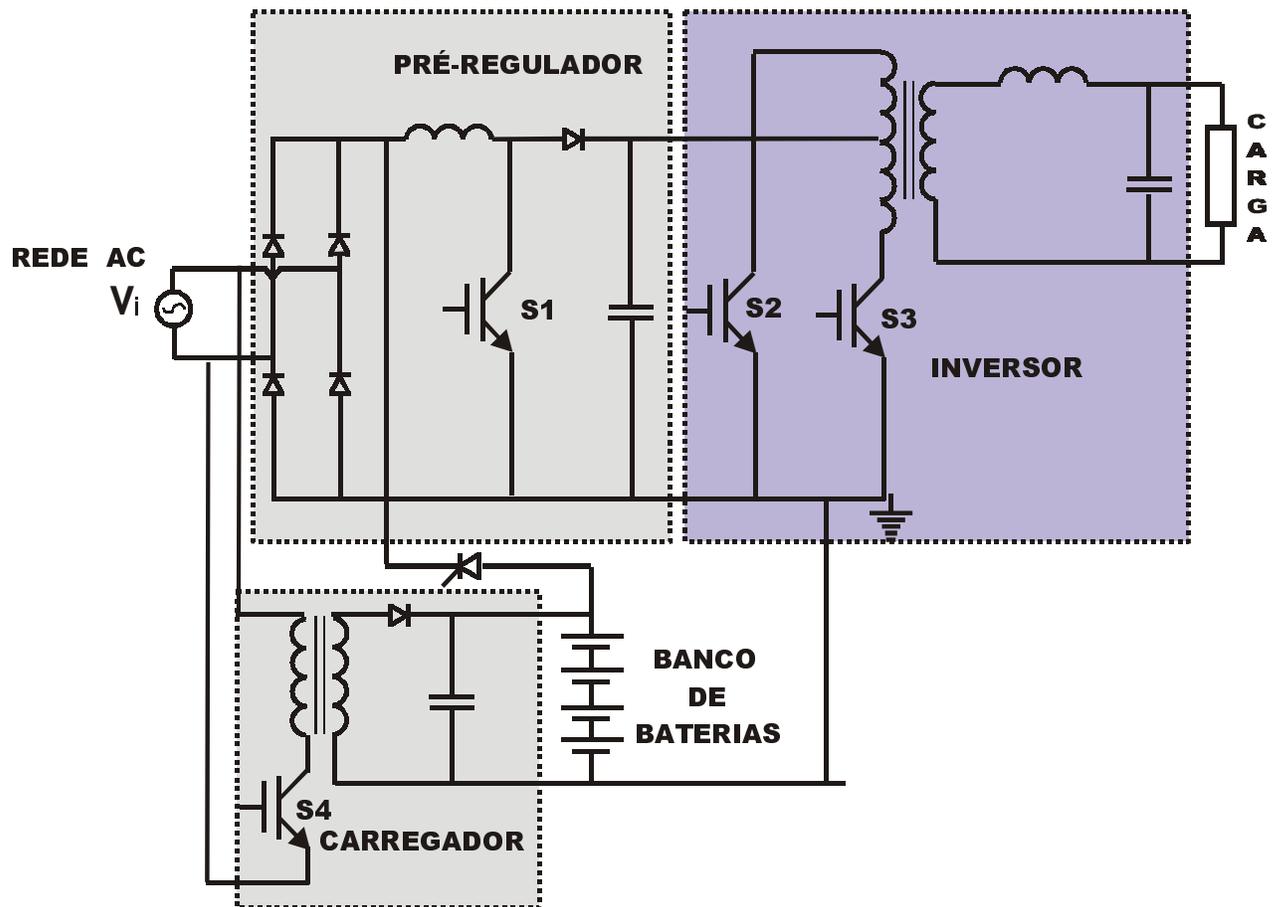


Figura 1.6 - Sistema UPS com alto fator de potência

Pela inspeção da figura 1.6 pode-se dizer que, quanto ao processamento de energia pelo conversor estático associado ao pré-regulador Boost mais um inversor de saída, o sistema UPS pode ser tratado como do tipo "on-line" já que toda energia entregue a carga é processada pelos conversores associados.

Ainda deve-se destacar que este sistema UPS utiliza o pré-regulador Boost com comutação dissipativa e um carregador dedicado é necessário para prover carga das baterias.

Neste trabalho é proposto um novo sistema UPS, ilustrado pela Figura 1.7, capaz de garantir, como na UPS descrita no parágrafo anterior, elevado fator de potência, baixo THD de corrente de entrada, e, além disso proporcionar redução das perdas de comutação e suprimir a necessidade do uso de um carregador de baterias dedicado. Como vantagem

adicional, o uso de uma célula de comutação não dissipativa minimiza a interferência eletromagnética sempre presente em circuitos chaveados.

A UPS proposta neste trabalho e ilustrada pela figura 1.7 é composta por um retificador de entrada, seguido do Pré-regulador Boost responsável pela regulação da tensão de saída da unidade, redução do conteúdo harmônico introduzido no sistema e fator de potência quase unitário para o sistema CA de alimentação quando em operação normal. Destaca-se neste bloco o uso da célula de comutação não dissipativa "Self-Resonant Zero Current and Zero Voltage Switching Pulse Width Modulated" SR-ZCS-ZVS-PWM [5], que garante a operação com comutação não dissipativa das chaves principal S_1 e auxiliar S_2 , sendo que a chave S_1 é comandada para fechar e abrir sob tensão nula, enquanto que a chave S_2 é comandada para fechar com corrente nula e para abrir com corrente e tensão nulas.

Ao barramento CC é conectado um banco de baterias através de um diodo de potência cujo papel é suprir energia à carga em duas condições operacionais: Durante o intervalo de tempo em que a tensão de entrada V_e é menor que a tensão de saída do banco e manter a tensão na carga mesmo quando a fonte de alimentação de entrada estiver ausente.

Por último tem-se o bloco de controle constituído pelo CI 3854, adaptado para esta aplicação, responsável pelo controle da tensão de saída e imposição de corrente quase senoidal de entrada com rede CA presente.

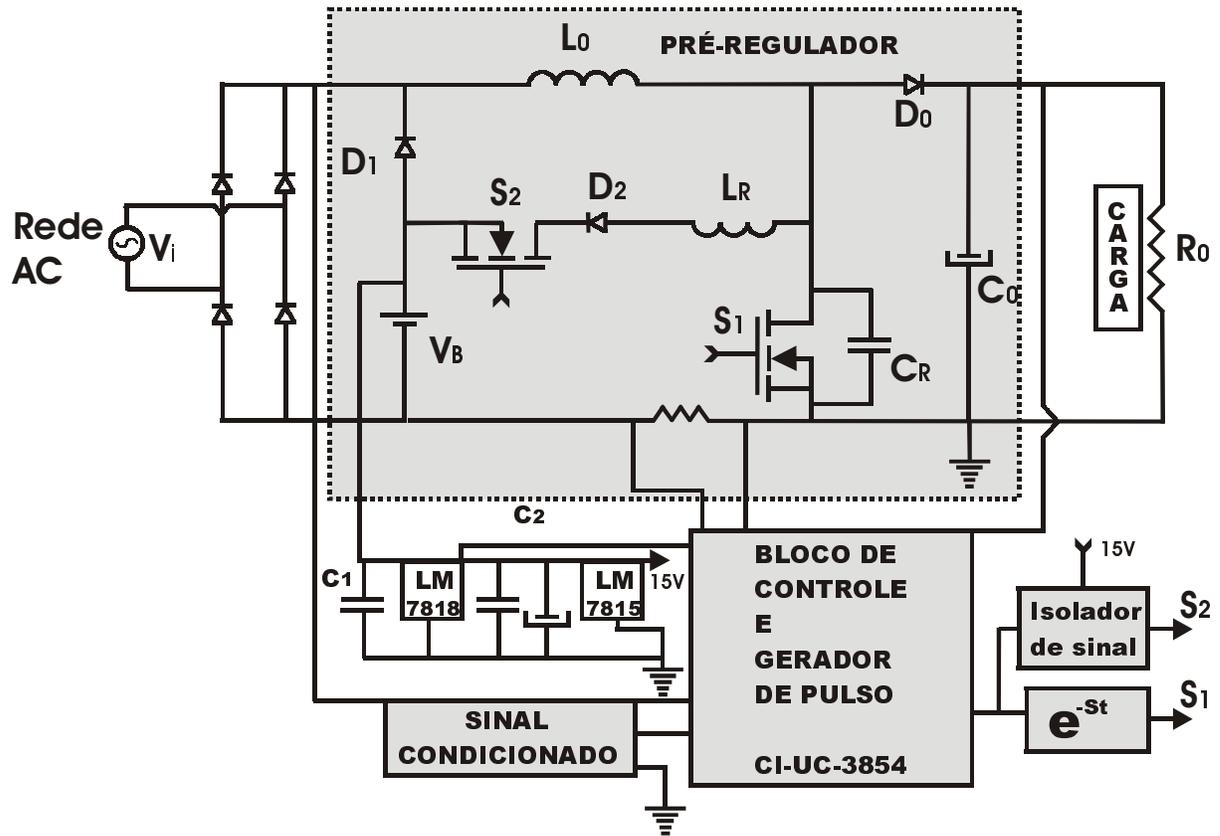


Figura 1.7 – Sistema UPS proposto.

Referindo-se a figura 1.7 , tem-se que a célula SR-ZCS-ZVS-PWM é administrada pelas chaves S_1 e S_2 , diodos D_1 e D_2 , capacitor ressonante C_R , o indutor L_R e o banco de baterias V_B .

Comparando-se o circuito da figura 1.6 com o circuito da figura 1.7 e a partir das análises operacionais de ambas pode-se afirmar que as contribuições da presente dissertação, podem ser resumidas como segue:

1 - o sistema UPS proposto não necessita usar um carregador de baterias dedicado.

Isto só é possível porque durante a operação normal da UPS, a energia de comutação, absorvida pelo capacitor conectado em paralelo com a chave principal, é enviada para o banco de baterias, durante a etapa de ressonância, a cada ciclo de chaveamento

- 2 – o uso da célula de comutação não dissipativa eleva a eficiência operacional do sistema UPS e reduz as interferências eletromagnéticas (EMI);
- 3 – o banco de Baterias conectado ao barramento CC através de um diodo de potência garante operação contínua durante o período de transição devido à falha de alimentação do sistema CA, ao contrário do que ocorre na proposta anterior, na qual um dispositivo chaveado é utilizado para a conexão das baterias à entrada do conversor.

O estudo completo e detalhado da operação e guia de projeto para construção do sistema UPS proposto neste trabalho está distribuída da seguinte maneira:

No capítulo 2 apresenta uma análise qualitativa com o princípio de funcionamento do sistema UPS e descreve a operação do pré-regulador Boost operando com comutação não dissipativa.

No capítulo 3 é desenvolvida uma análise quantitativa onde são apresentadas as equações relevantes bem como, planos de fase, correntes médias e eficazes dos semicondutores e geração dos gráficos para o desenvolvimento do procedimento de projeto do mesmo .

No Capítulo 4 é apresentada a estratégia de controle para o conversor e descreve-se a técnica de controle por corrente média utilizando o Circuito Integrado **UC-3854 AN** para correção do fator de potência (pré-regulador) em condições de rede CA presente.

No Capítulo 5 são apresentados os procedimentos de cálculo para o desenvolvimento de um exemplo de projeto do sistema UPS.

O Capítulo 6 apresenta resultados de simulação e experimentais para o conversor projetado, onde se comprova o princípio de funcionamento do sistema UPS proposto.

Finalmente, na Conclusão Final onde é feita uma conclusão geral sobre o trabalho e apresentadas sugestões para futuros trabalhos.

CAPÍTULO II

ESTUDO TEÓRICO DO UPS UTILIZANDO A CÉLULA SR-ZCS-ZVS-PWM

2.1 - INTRODUÇÃO

O grande aumento da quantidade de equipamentos eletro-eletrônicos e eletromecânicos de uso industrial e residencial [2], que utilizam fontes de alimentação, têm impulsionado o desenvolvimento da Eletrônica de Potência nos últimos anos, principalmente no sentido de se reduzir volume, peso e custo das fontes de alimentação.

Em todos os conversores chaveados, as chaves controladas são comandadas de modo que entrem e saiam de condução com toda corrente de carga. Assim as chaves são submetidas a elevadas solicitações de tensões e/ou correntes e conseqüentemente perdas no chaveamento, devido às comutações. Estas perdas aumentam linearmente com o aumento da frequência de funcionamento. Outro problema do chaveamento dos dispositivos de potência é a geração de interferência eletromagnética (EMI) e interferência radioelétrica (RFI), devido aos elevados di/dt e dv/dt que acompanham as mudanças de estado das chaves

Com o surgimento dos transistores bipolares de potência e posteriormente dos MOSFET's de potência, percebeu-se que a comutação suave reduzia as perdas por comutação e permitia a operação das chaves em frequências superiores às obtidas em circuitos convencionais [3].

Para resolver o problema da comutação dissipativa presente na operação dos conversores, em 1985, F. C. Lee [4] introduziu o conceito de quase-ressonância, a partir do qual foram desenvolvidos os conversores quase-ressonantes (QRCs). Nesses conversores, a comutação

ocorre sob tensão nula (ZVS) ou sob corrente nula (ZCS), tornando-a não dissipativa e possibilitando a sua operação em frequências de chaveamento mais elevadas.

Devido à comutação não dissipativa, geralmente o rendimento dos conversores quase ressonantes (QRCs) é superior ao dos conversores PWM que operam sem a comutação não dissipativa. Entretanto, os conversores QRCs apresentam a desvantagem de utilizar a frequência de chaveamento como variável de controle, impondo que os elementos dos filtros de saída sejam projetados para operar na menor frequência de chaveamento (condição de carga mínima), o que impossibilita a adequada e desejada redução destes componentes. Além disso, a regulação da variável de saída pela variação de frequência de chaveamento exige circuitos de controle complexos e de difícil realização.

Percebendo-se este considerável efeito, foram desenvolvidas diferentes células de comutação não dissipativa, sempre visando a operação em altas frequências.

Neste capítulo é apresentado um sistema UPS utilizando um conversor Boost operando com a célula de comutação não dissipativa "SR-ZCS-ZVS-PWM" [5], que reúne todas as vantagens das outras células em uma célula apenas, sem contudo apresentar nenhuma de suas desvantagens tais como:

- 1) potência limitada nos PWM, QRCs, QRCs-PWM;
- 2) frequência limitada de chaveamento nos PWM.

Ainda neste capítulo são tratadas, em detalhes, o princípio de operação, a análise qualitativa e as formas de ondas mais relevantes, onde as comutações não dissipativas das chaves ZCS e ZVS do sistema UPS proposto, são evidenciadas.

2.2 - CÉLULA DE COMUTAÇÃO

A Figura 2.1 mostra a célula de comutação "SR-ZCS-ZVS-PWM"

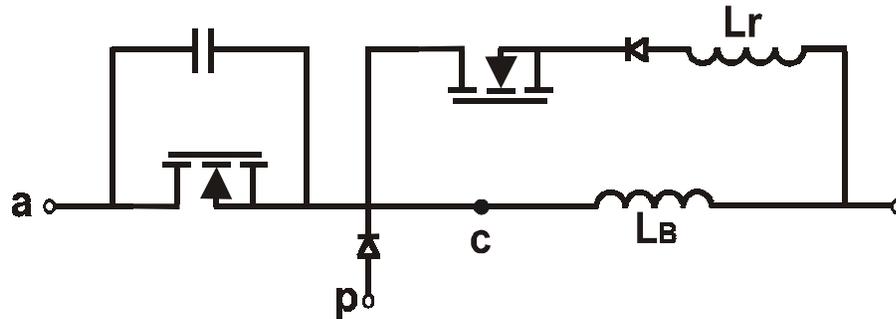


Figura 2.1 - Célula SR-ZCS-ZVS-PWM

Os terminais "a", "b" e "p" são chamados de ativo, comum e passivo respectivamente.

A frequência de chaveamento fixa e o fato de que as duas chaves possuem a fonte ("source") em comum, torna a implementação do circuito de controle mais simples não tendo a necessidade de se isolar os pulsos. As chaves mantêm as características não dissipativas, sendo que a chave S_2 apresenta comutação ZCS e a chave S_1 apresenta comutação ZVS. Os elementos ressonantes são colocados próximos para então facilitar a troca de energia entre ambos.

Estas características construtivas proporcionam a operação dos conversores estáticos à frequências bastantes elevadas, maiores que 200KHz sem comprometer o seu rendimento. Além disso, como as comutações ocorrem de forma suave, obtém-se significativa redução nos níveis de interferências eletromagnéticas (EMI).

Evidentemente, com a elevação da frequência de chaveamento, o peso e o volume do indutor e capacitor de filtro são reduzidos. Como as comutações ocorrem de maneira não dissipativa, o rendimento do conversor pode ser mantido em valores próximos daqueles

observados nos conversores PWM convencionais operando com frequência de chaveamento menor que 100KHz.

Valem ressaltar que os conversores que utilizam a célula de comutação proposta possuem as mesmas características operacionais dos que utilizam a célula de comutação PWM, mas são otimizados em relação aos últimos, por apresentarem as seguintes vantagens adicionais:

- operação para uma grande faixa de carga;
- a máxima tensão nas chaves é limitada pela fonte de entrada e saída;
- alto rendimento;
- alta densidade de potência.

Tem-se em seguida a condição de operação do UPS utilizando um conversor Boost com a célula de comutação "SR-ZCS-ZVS-PWM".

O conversor utilizando a célula de comutação suave, tem a sua operação garantida se a tensão de saída V_0 for maior ou igual a duas vezes o valor da tensão da bateria V_B .

2.3 - ANÁLISE QUALITATIVA

Para a análise qualitativa considera-se a figura simplificada do sistema UPS proposto, mostrado na figura 2.2.

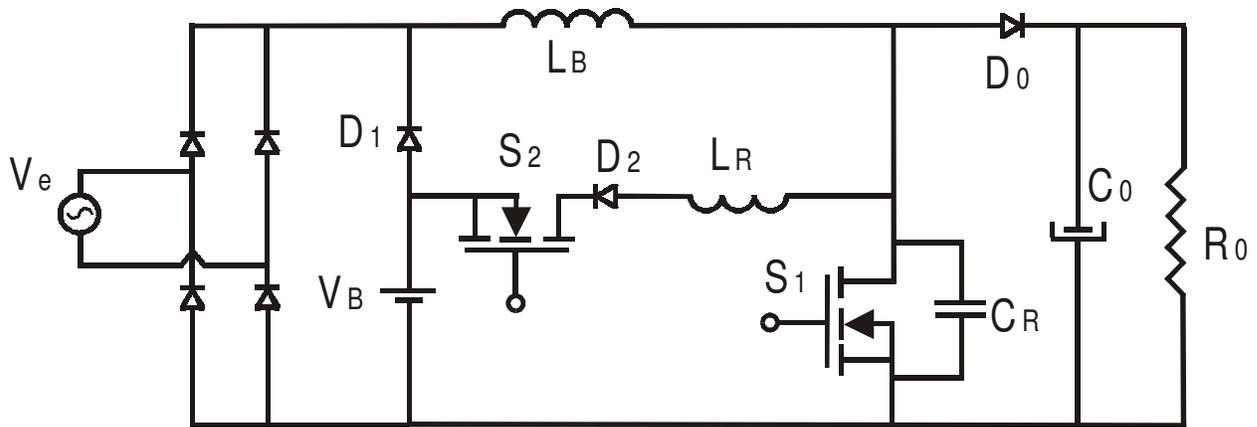


Figura 2.2 - Sistema UPS proposto utilizando o conversor Boost com a célula SR-ZCS-ZVS-PWM.

As etapas de operação do UPS, considerando para cada intervalo de chaveamento o valor instantâneo da corrente de entrada (I_e) e tensão de entrada (V_e), dependerão dos estados correspondentes das chaves S_1 , S_2 e do diodo D_0 . Desta forma é possível determinar sete etapas para um dado período de funcionamento.

A frequência de ressonância é determinada pelo indutor e capacitor ressonantes, devendo sempre ser maior que a frequência de chaveamento f_s .

Para simplificar as análises as seguintes considerações são assumidas:

- o valor instantâneo da tensão de entrada, em um curto intervalo de tempo, correspondente a um período de chaveamento, pode ser considerado constante (V_e);
- todos os elementos condutores serão ideais;
- o fator de qualidade infinito, ou seja não existe perdas nos circuitos ressonantes L_R e C_R ;
- o filtro de saída é grande o suficiente para que a tensão de saída possa ser considerada constante, ou seja, sem "ripple" durante o período de chaveamento.

2.3.1 - Descrição do Funcionamento

A seguir será descrito um sistema UPS utilizando o Conversor Boost SR-PWM operando com a Célula SR-ZCS-ZVS-PWM.

As condições iniciais do circuito são as seguintes:

- a chave S_1 principal está bloqueada;
- a tensão no capacitor ressonante é igual à tensão de saída V_0 ;
- a corrente (I_{L_B}) flui através do diodo D_0 .

2.3.1.1 - Primeira Etapa - Primeira etapa linear (t_0 , t_1) (Figura 2.3a) :

Esta etapa tem início quando a chave S_2 é fechada com corrente nula e o diodo D_1 está conduzindo. Durante esta etapa a corrente I_{L_B} no indutor de entrada L_B passa a circular pelo indutor ressonante L_R , por ação da tensão V_0 no Capacitor C_R . Esta corrente cresce linearmente até atingir o valor I_{L_B} , e a corrente através do diodo D_0 decresce até anular-se. O capacitor ressonante permanece carregado com a tensão V_0 .

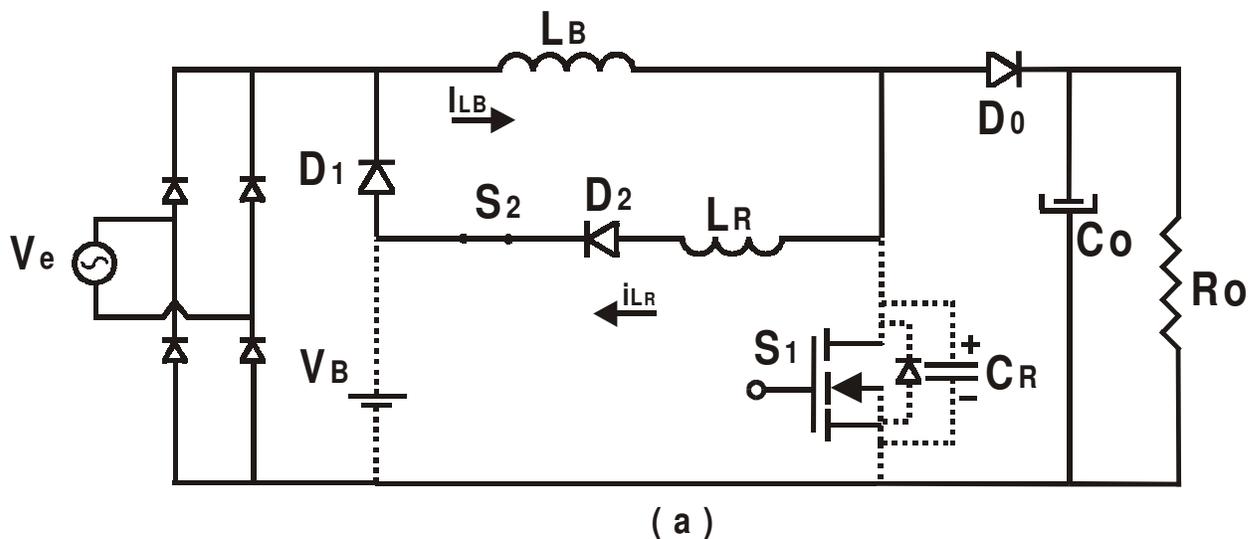


Figura 2.3(a) - Primeira etapa linear

2.3.1.2 - Segunda Etapa - Etapa ressonante (t_1 , t_2) (Figura 2.3b) :

Em $t = t_1$, os diodos D_0 e D_1 bloqueiam-se e o capacitor ressonante começa a descarregar, tem início a etapa ressonante. Durante esta etapa o circuito ressonante oscila até o momento em que a tensão no capacitor ressonante C_R se anula, finalizando esta etapa. Durante esta etapa a corrente na bateria V_B é a soma da corrente I_0 mais a corrente I_{C_R} , proporcionando assim o carregamento da mesma, durante a etapa de ressonância.

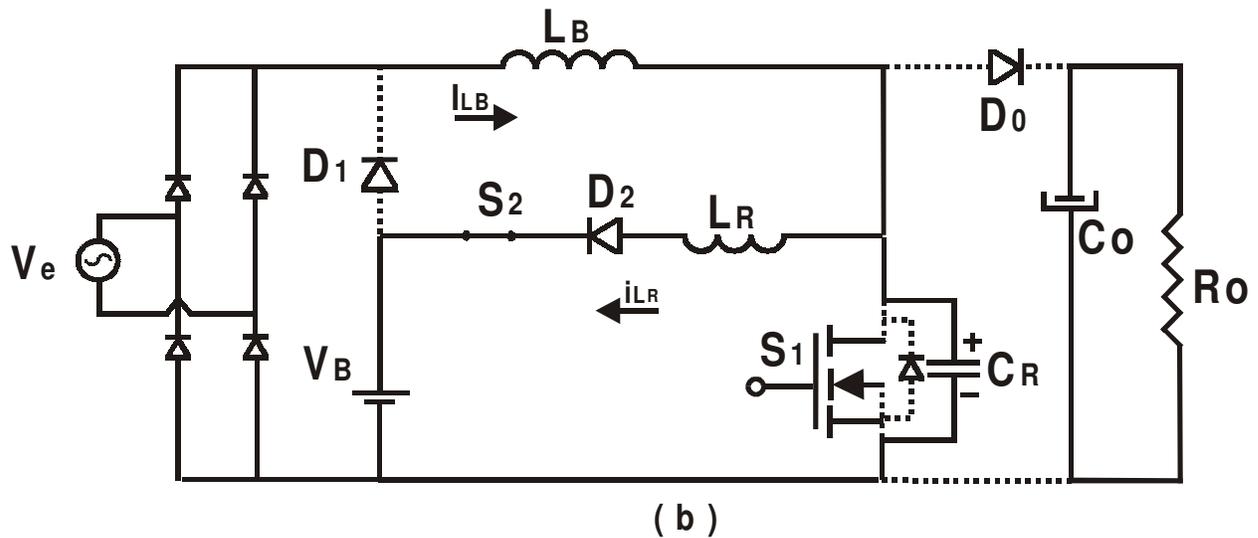


Figura 2.3(b) - Etapa ressonante

2.3.1.3 - Terceira Etapa - Segunda etapa linear (t_2 , t_3) (Figura 2.3c) :

Esta etapa tem início em $t=t_2$. Neste momento o indutor L_R descarrega-se linearmente através da bateria, até atingir a corrente I_0 , caracterizando o término desta etapa. O diodo D_0 e o diodo D_1 continuam bloqueados, essa descarga ocorre através do diodo intrínseco da chave S_1 .

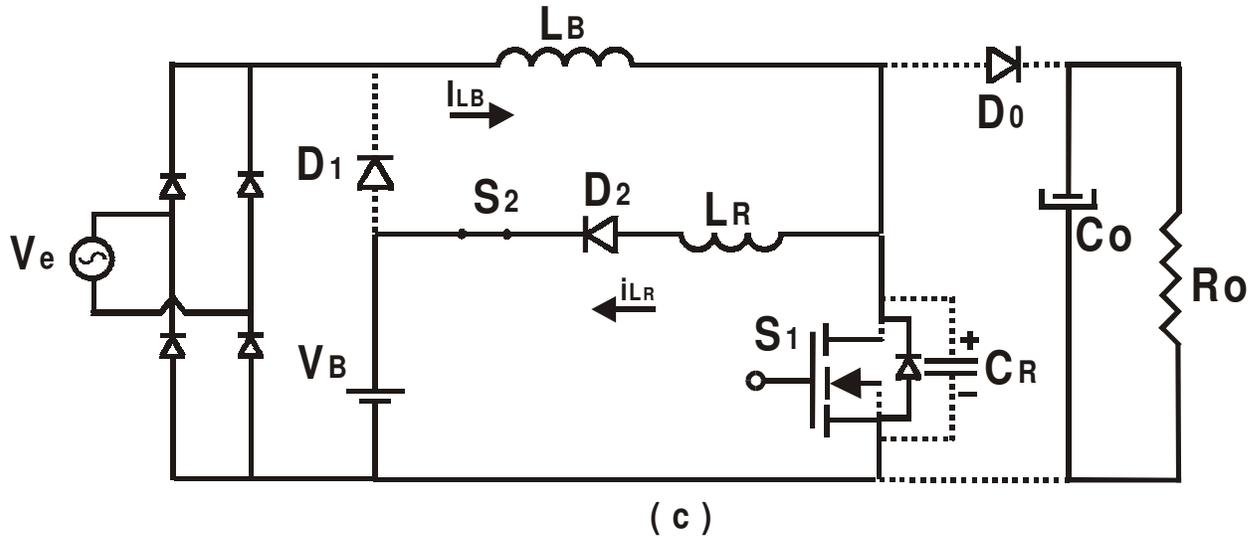


Figura 2.3(c) - Segunda etapa linear

2.3.1.4 - **Quarta Etapa** - Terceira etapa linear (t_3 , t_4) (Figura 2.3d) :

Esta se inicia em $t=t_3$, quando a chave S_1 é fechada, o diodo D_0 e o diodo D_1 continuam bloqueados, a corrente no indutor L_R decresce até se anular e a corrente na chave S_1 , que anteriormente estava nula, cresce até atingir o valor de I_0 , finalizando esta etapa. Este processo também ocorre através da bateria.

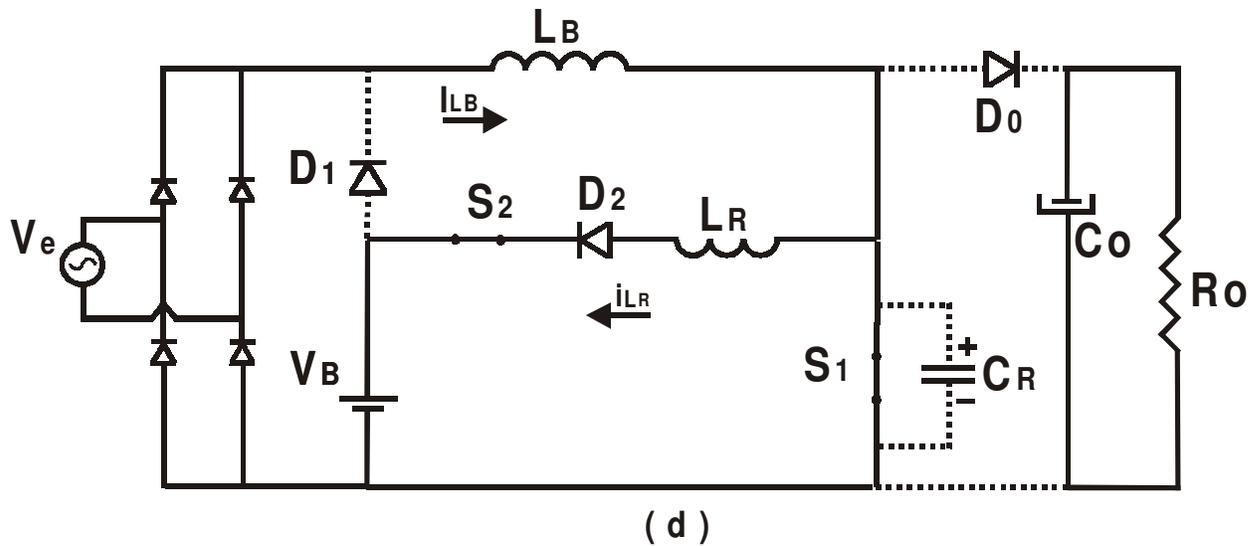


Figura 2.3(d) - Terceira etapa linear

2.3.1.5 - Quinta Etapa - Etapa de Armazenamento de Energia (t_4 , t_5) (Figura 2.3e)

Esta etapa tem início em $t=t_4$, quando a chave S_1 assume a corrente I_0 , e a chave S_2 pode ser aberta com corrente nula, e se finda quando S_1 é aberta com tensão nula, o diodo D_0 , o diodo D_1 e o diodo D_2 estão todos bloqueados nesse momento, o indutor L_R está totalmente descarregado. Durante esta etapa a bateria não recebe mais energia.

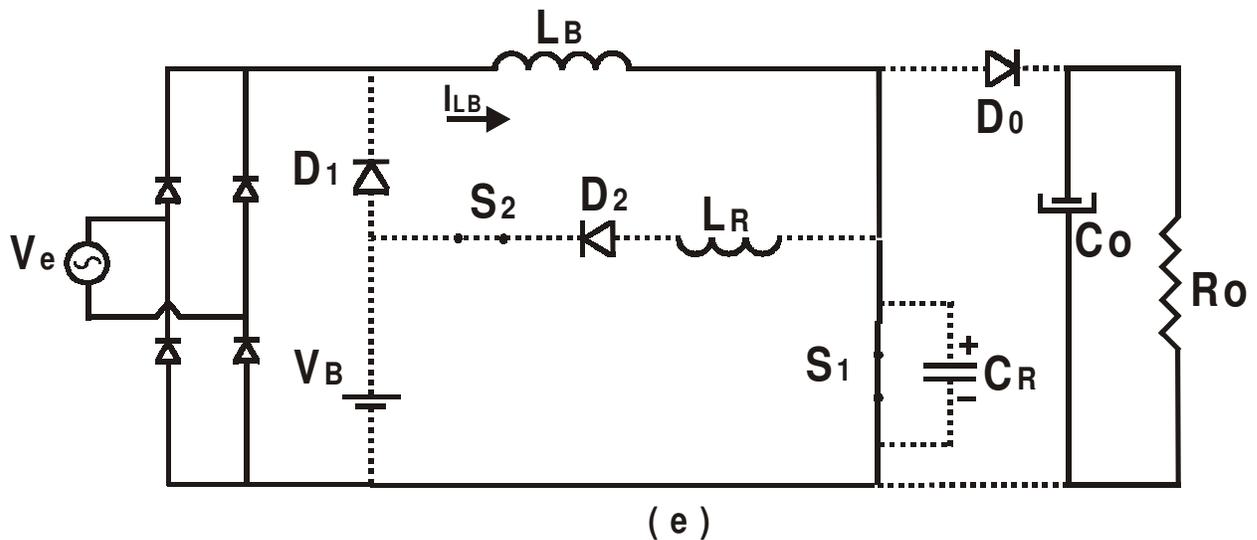


Figura 2.3e - Etapa de Armazenamento de Energia

2.3.1.6 - Sexta Etapa - Carga Linear do Capacitor (t_5 , t_6) (Figura 2.3f) :

Esta etapa tem início em $t=t_5$, no momento em que a chave S_1 é aberta, na forma ZVS, ou seja, com tensão nula, dando início do carregamento do capacitor C_R , e se finda quando a tensão no capacitor, que cresce linearmente, atinge o valor de tensão V_0 . O diodo D_0 , o diodo D_1 e o diodo D_2 continuam bloqueados.

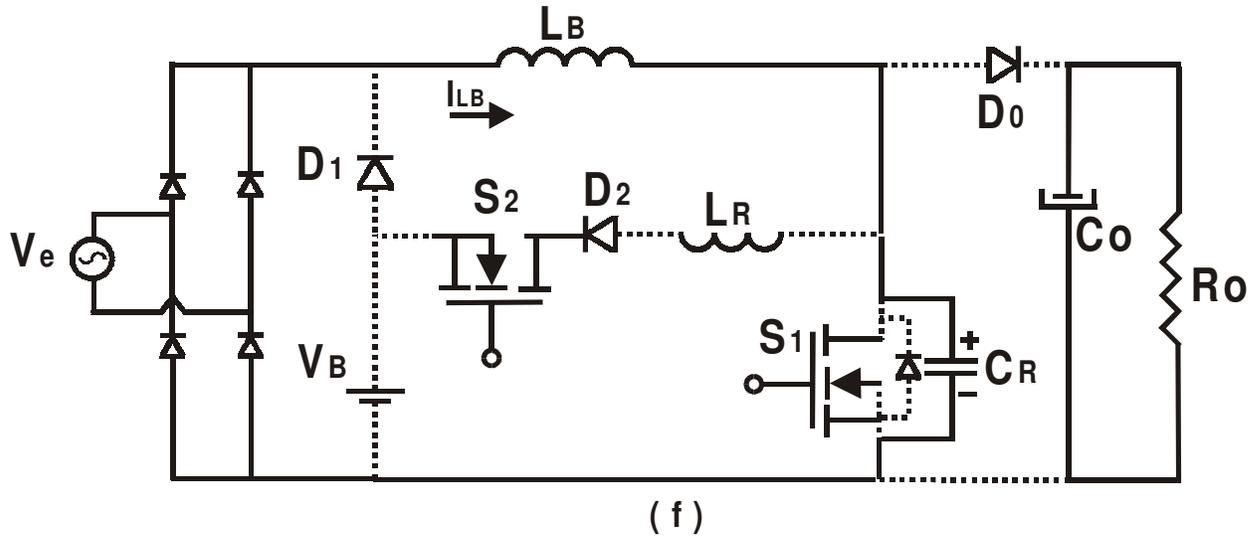


Figura 2.3f - Carga Linear do Capacitor

2.3.1.7 - **Sétima Etapa** - Transferência de energia (t_6 , t_7) (figura 2.3g)

Em $t=t_6$, com o capacitor C_r totalmente carregado, a corrente de entrada I_0 flui através de D_0 , que neste momento está em condução, e transfere energia para a carga. Esta etapa termina quando a chave S_2 é novamente fechada, reiniciando o ciclo.

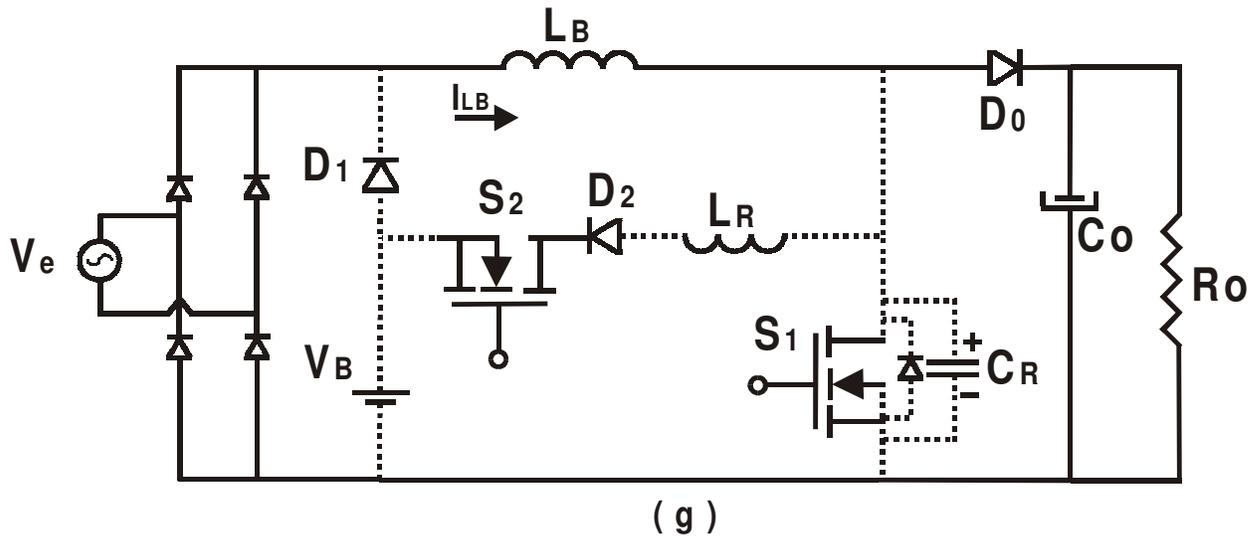


Figura 2.3g - Transferência de energia

2.3.2 - Principais Formas de Onda.

A partir das sete etapas de operação descritas anteriormente pode-se obter as formas de ondas mais relevantes e o plano de fases estão representados nas figuras 2.4 e 2.5 respectivamente.

A figura 2.4 ilustra a tensão e corrente nos elementos ressonantes, onde tem-se que V_0 é a tensão de saída do sistema UPS, V_G é tensão nos gates das chaves: principal S_1 onde tem-se a tensão V_{GS1} e, da chave auxiliar S_2 onde tem-se a tensão V_{GS2} , e ainda as correntes nas chaves principal I_{S1} e chave auxiliar I_{S2} , cuja corrente coincide com a corrente no indutor ressonante I_{LR} , ou seja: $I_{S2} = I_{LR}$, onde I_0 é a corrente de saída.

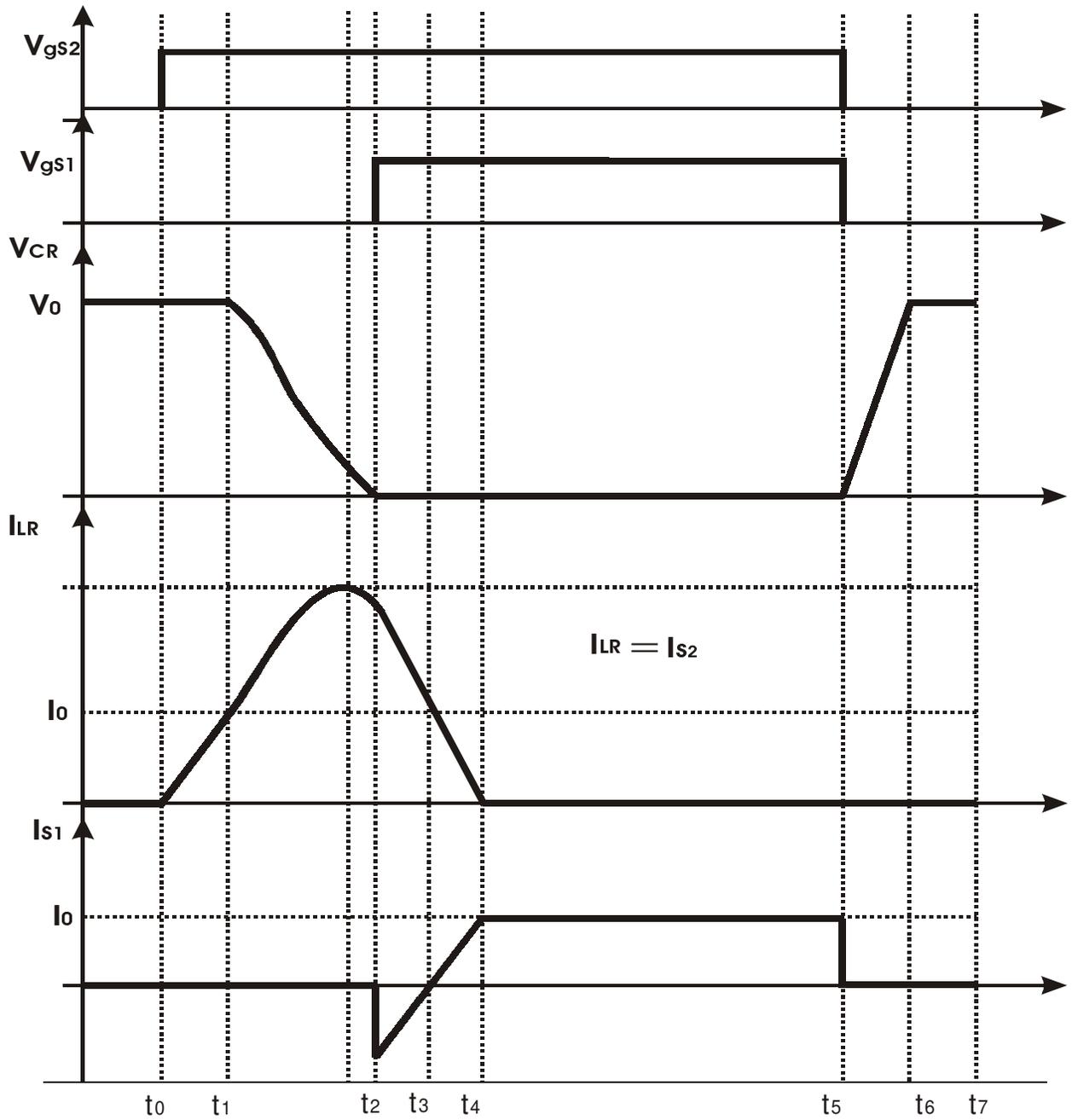


Fig. 2.4 - Formas de ondas relevantes do UPS proposto

2.3.3 - Plano de Fases

A figura 2.5 representa o plano de fases mostrando a evolução da tensão e corrente dos elementos ressonantes no plano cartesiano.

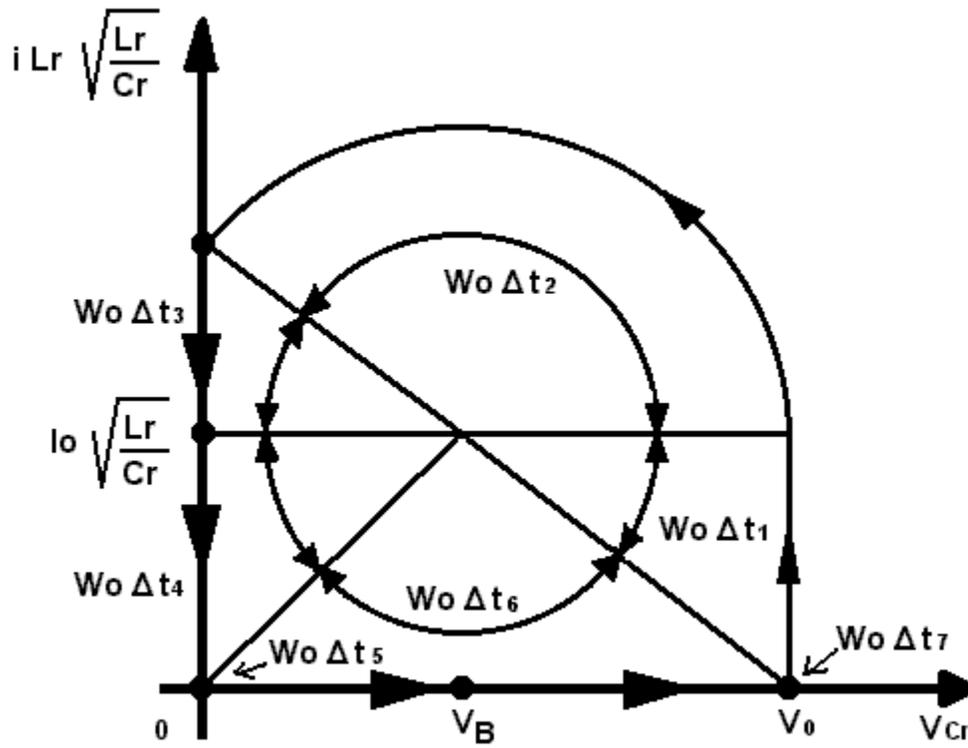


Fig 2.5 - Plano de fases

2.4 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a célula de comutação SR-ZCS-ZVS-PWM.

A partir das formas de onda mostradas, verifica-se a característica ressonante apresentada pelo UPS. Tal característica proporciona chaveamento com corrente e tensão nulas na chave S_2 e

chaveamento com tensão nula na chave S_1 , o que resulta em comutações não dissipativas tanto na entrada em condução quanto no bloqueio das mesmas.

Observa-se ainda, que a partir do plano de fase, a evolução da tensão e corrente no circuito ressonante do conversor e verifica-se que os valores máximos das correntes na chave S_2 , no indutor ressonante e do diodo D_2 ocorrem na segunda etapa ou seja, na etapa ressonante.

CAPÍTULO III

ANÁLISE QUANTITATIVA E CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS ELEMENTOS DO SISTEMA UPS PROPOSTO

3.1 - INTRODUÇÃO

Com o intuito de reduzir a distorção harmônica na corrente de entrada e elevar o fator de potência provocado pelo alto valor da capacitância do filtro de saída encontrado nas fontes de alimentação CA-CC, é introduzido entre o retificador a diodos e o filtro de saída um conversor denominado estágio pré-regulador, cujos interruptores comutam em alta frequência.

O estágio pré-regulador é um conversor comandado de forma tal que drena uma corrente quase senoidal e em fase com a tensão de alimentação, cuja amplitude é controlada de modo a fornecer à carga potência suficiente para manter a tensão de saída num valor regulado preestabelecido.

O princípio básico do estágio pré-regulador consiste em impor que a corrente de entrada siga uma referência de corrente, estabelecida pela multiplicação de um sinal amostrado a partir da tensão senoidal da rede, por um sinal de controle derivado da tensão de saída. O sinal derivado da tensão de entrada dá a forma e o derivado da tensão de saída dá a amplitude do sinal de referência de corrente.

A Fig. 3.1 mostra o esquema do retificador com filtro capacitivo na saída, utilizando um estágio pré-regulador. O circuito pré-regulador normalmente empregado é um conversor boost operando no modo de condução contínua.

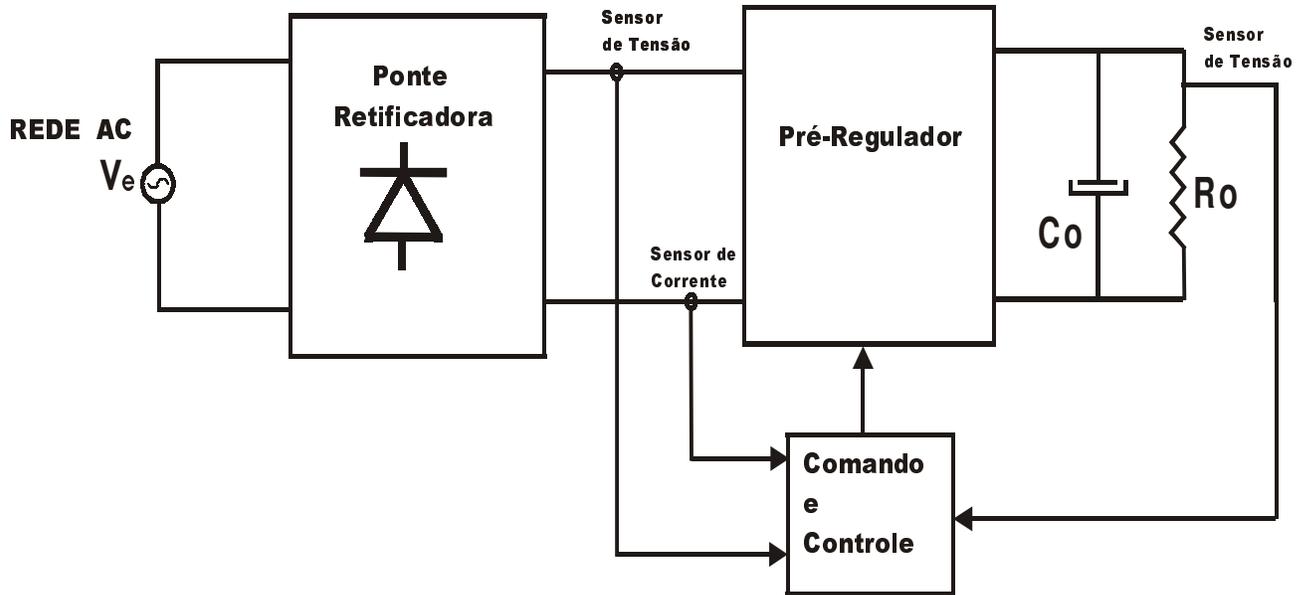


Figura 3.1 - Retificador utilizando estágio pré-regulador

A conversão CA-CC com alto fator de potência é obtida portanto a partir de dois conversores distintos, implicando na utilização de um grande número de semicondutores. Outro aspecto negativo é a baixa eficiência em função de elevadas perdas em condução. As elevadas perdas são provocadas pela circulação simultânea de corrente em três semicondutores em todas as etapas de operação do conversor resultante.

A técnica de controle utilizada é denominada modulação por valores médios da corrente de entrada, obtendo-se na saída do pré-regulador, tensão constante, regulada e independente das variações de carga ou do nível da tensão de alimentação. A corrente drenada possui uma forma senoidal e em fase com a tensão de alimentação.

Conforme análise qualitativa feita anteriormente para o UPS, neste capítulo procede-se o equacionamento matemático das etapas de operação, que possibilita a obtenção de equações fundamentais para o seu dimensionamento.

O equacionamento é apresentado em duas etapas distintas do funcionamento do sistema UPS, a primeira em que o sistema é alimentado apenas pelas baterias, a segunda em que o sistema é alimentado pela rede CA.

3.2 - ANÁLISE MATEMÁTICA PARA O UPS UTILIZANDO A CÉLULA SR-ZCS-ZVS-PWM.

Conforme mostrado na figura 3.2, a forma da onda de tensão do sistema UPS está dividida em 2 partes, a primeira com tensão igual a 60 Volts, tensão fornecida pela fonte alternativa, um conjunto de baterias (V_B), e a segunda, tensão senoidal da rede CA (V_e), sendo assim serão feitas análises para as duas formas de ondas.

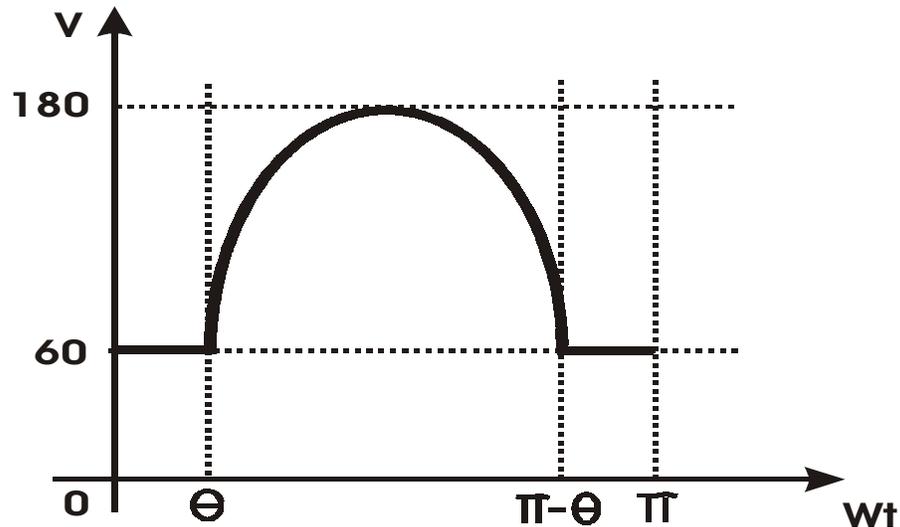


Figura 3.2 - Forma de onda de tensão de entrada para meio ciclo

3.2.1 - Determinação da Variação da Razão Cíclica

A determinação da variação da Razão Cíclica será feita para o período em que a forma de onda da tensão de entrada é senoidal, no intervalo $\theta < \omega.t < \pi - \theta$, ou seja, considerando apenas o

intervalo em que a rede CA fornece energia ao sistema UPS. Desconsiderando-se a ondulação de alta frequência, a corrente no indutor apresenta forma senoidal no referido intervalo, correspondente ao semiciclo positivo de entrada e mesmo valor durante o semi-ciclo negativo de V_e . Assim, será demonstrado apenas os cálculos para a etapa positiva:

$$i_e(\omega.t) = \sqrt{2}.I_e.\text{sen}(\omega.t) \quad \theta < \omega.t < \pi - \theta \quad (3.1)$$

Em (3.1) I_e é o valor eficaz da corrente de entrada.

A corrente é a mesma durante o semiciclo negativo da corrente de entrada.

$$i_e(\omega.t) = \sqrt{2}.I_e.\text{sen}(\omega.t) \quad \pi + \theta < \omega.t < 2\pi - \theta \quad (3.2)$$

Seja a tensão de entrada dada por (3.3).

$$v_e(\omega.t) = \sqrt{2}.V_e.\text{sen}(\omega.t) \quad (3.3)$$

Sendo V_e o valor eficaz da tensão de entrada.

A potência instantânea fornecida pela fonte de alimentação é dada por (3.4).

$$p_e(\omega.t) = v_e(\omega.t).i_e(\omega.t) \quad \theta < \omega.t < \pi - \theta \quad (3.4).$$

Substituindo (3.1) e (3.3) em (3.4), obtém-se:

$$p_e(\omega.t) = \sqrt{2}.V_e.\text{sen}(\omega.t).\sqrt{2}.I_e.\text{sen}(\omega.t) \quad (3.5)$$

Resolvendo:

$$p_e(\omega.t) = 2.V_e.I_e.\text{sen}^2(\omega.t) \quad (3.6)$$

Ou,

$$p_e(\omega.t) = V_e.I_e.[1 - \cos(2.\omega.t)] \quad (3.7)$$

Seja a energia acumulada no indutor durante um período de comutação desprezível quando comparada à energia total transferida à carga num período correspondente ao ciclo da rede. Desta forma, a potência instantânea fornecida ao estágio de saída é igual a potência

instantânea cedida pela fonte de alimentação, então, para o semiciclo positivo de V_e , a potência instantânea de saída é dada por (3.9).

$$p_0(\omega.t) = V_e.I_e.[1 - \cos(2.\omega.t)] \quad \theta < \omega.t < \pi - \theta \quad (3.9)$$

Considerando-se sem ondulação a tensão nos terminais do capacitor C_0 , a corrente fornecida ao estágio de saída, através do diodo D_B , é proporcional à potência instantânea de saída. Então:

$$i_0(\omega.t) = \frac{p_0(\omega.t)}{V_0} \quad \theta < \omega.t < \pi - \theta \quad (3.11)$$

Substituindo (3.9) em (3.11) obtém-se:

$$i_0(\omega.t) = \frac{V_e.I_e.[1 - \cos(2.\omega.t)]}{V_0} \quad \theta < \omega.t < \pi - \theta \quad (3.12)$$

A equação (3.12) representa o valor instantâneo da corrente através de D_0 , ou seja, o valor instantâneo da corrente a cada ciclo de comutação, ao longo de meio ciclo da tensão de alimentação.

Sendo a tensão de saída do conversor constante e a tensão de entrada definida por uma função senoidal, para operação do conversor com frequência de comutação constante, a razão cíclica varia a cada período de comutação, ao longo do ciclo da tensão da fonte de alimentação. A relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, a cada ciclo de comutação, é a expressão válida para o ganho estático do conversor boost no modo de operação contínua da corrente de entrada, com a tensão de entrada e razão cíclica variando com o tempo.

$$\frac{V_0}{v_e(\omega.t)} = \frac{1}{1 - D(\omega.t)} \quad (3.14)$$

Substituindo (3.3) em (3.14), obtém-se (3.15).

$$\frac{V_0}{\sqrt{2}.V_e.\text{sen}(\omega.t)} = \frac{1}{1-D(\omega.t)} \quad (3.15)$$

Definindo-se a relação entre a tensão de saída e o valor de pico da tensão de entrada como o parâmetro β , tem-se que:

$$\beta = \frac{V_0}{\sqrt{2}.V_e} \quad (3.16)$$

Substituindo (3.16) em (3.15), obtém-se a expressão da razão cíclica dada por (3.17).

$$D(\omega.t) = 1 - \frac{1}{\beta}.\text{sen}(\omega.t) \quad (3.17)$$

Em meio ciclo da tensão de alimentação a razão cíclica varia entre um valor mínimo, que é função do parâmetro β , e ocorre no instante da passagem pelo pico da tensão de alimentação quando $\omega.t = \pi/2$, e a unidade, que ocorre no instante da passagem por zero da tensão de alimentação. O valor mínimo de razão cíclica é calculado substituindo $\omega.t = \pi/2$ em (3.17), resultando em (3.18).

$$D_{\min} = 1 - \frac{1}{\beta} \quad (3.18)$$

3.2.2 - Definição dos intervalos de tempo Δt_n , considerando apenas o intervalo em que a bateria fornece energia ao sistema

Para este intervalo serão consideradas as seguintes definições:

A frequência de ressonância ω_0 (em rad/seg.) é dada pela equação (3.1)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R.C_R}} = 2\pi.f \quad (3.19)$$

A corrente no indutor normalizada α é dada por:

$$\alpha = \frac{I_{LB}}{(V_0 - V_B)} \cdot \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (3.20)$$

A constante K é dada por:

$$K = \frac{V_B}{V_0 - V_B} \quad (3.21)$$

A constante K_2 é dada por:

$$K_2 = \frac{V_B}{V_i} \quad (3.22)$$

A razão cíclica D como:

$$D = \frac{T_s}{T} \quad (3.23)$$

onde:

$$T_s = \Delta t_1 + \Delta t_3 + \Delta t_5 \quad (3.24)$$

A definição dos intervalos de tempo Δt_n estará considerando apenas a etapa em que a bateria fornece energia ao sistema UPS, pois é a etapa mais crítica do funcionamento do sistema UPS, onde os esforços nos elementos de comutação, são maiores.

3.2.2.1a) Primeira Etapa - Primeira etapa linear (t_0 , t_1).

A Figura 3.3 apresenta a primeira etapa de operação da estrutura.

Nesta etapa a corrente no indutor ressonante L_R é definida pelas seguintes expressões:

$$V_0 - V_B = L_R \frac{di_{L_R}}{dt} \quad (3.25)$$

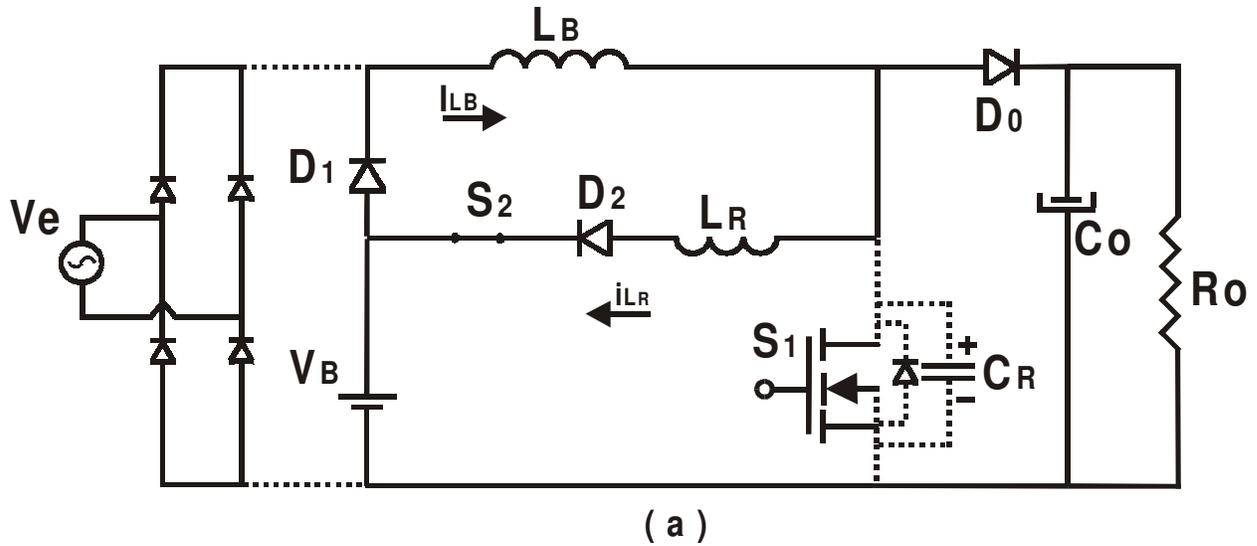


Fig. 3.3 - Circuito da primeira etapa de operação

Resolvendo-se a equação (3.25) tem-se:

$$i_{L_R}(t) = \frac{(V_0 - V_B)}{L_R} t \quad (3.26)$$

Assim, quando $i_{L_R}(t) = I_{LB}$, $t = \Delta t_1$. Portanto:

$$\Delta t_1 = \frac{L_R \cdot I_{LB}}{V_0 - V_B} \quad (3.27)$$

Multiplicando-se e dividindo-se a expressão (3.27) por ω_0 , definido pela expressão (3.19), obtêm-se:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I_{LB}}{(V_0 - V_B)} \quad (3.28)$$

Substituindo-se (3.20) em (3.28) obtêm-se a equação (3.29) que define o tempo de duração desta etapa. Portanto, tem-se:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (3.29)$$

A equação de tensão no capacitor ressonante C_R , durante esta etapa é dada por:

$$V_{C_R}(t) = V_0 \quad (3.30)$$

3.2.2.2 b) Segunda Etapa - Etapa ressonante (t1 , t2):

A figura 3.4 apresenta a segunda etapa de operação do UPS

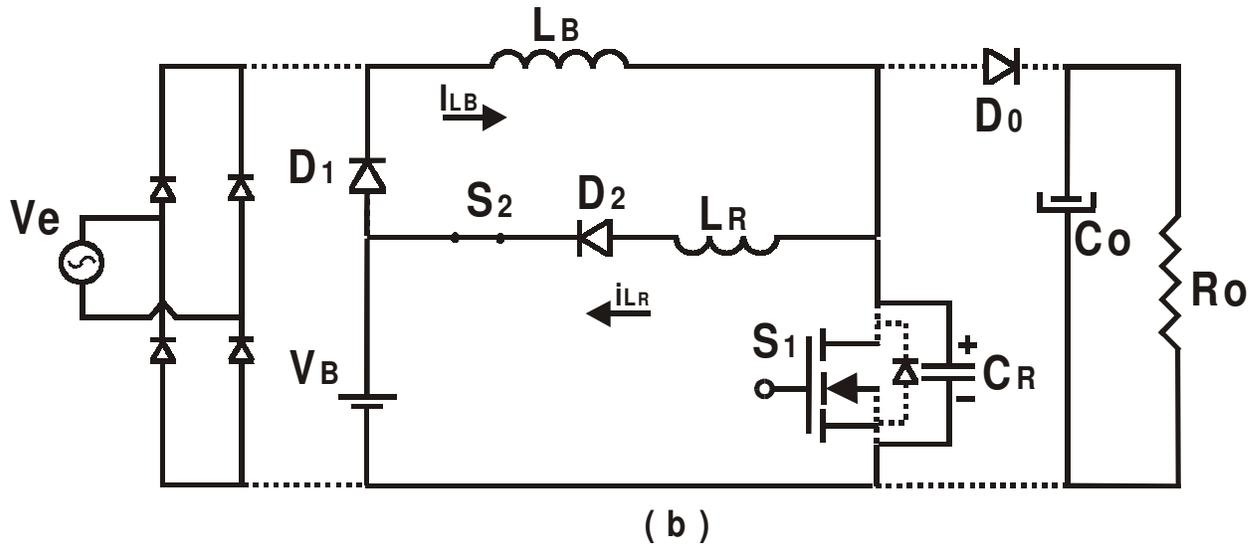


Fig 3.4 - Circuito da segunda etapa de operação

A duração desta etapa é definida pelo intervalo de tempo Δt_2 (t1 , t2).

Deduzindo as expressões que definem a tensão no capacitor ressonante C_R e a corrente no indutor ressonante L_R temos:

$$i_{C_R}(t) = C_R \cdot \frac{dV_{C_R}(t)}{dt} \quad (3.31)$$

$$I_{L_B}(t) = i_{C_R}(t) + i_{L_R}(t) \quad (3.32)$$

Como:

$$V_{C_R}(t) = V_{L_R}(t) + V_B \quad (3.33)$$

$$V_{C_R}(t) = L_R \frac{di_{L_R}(t)}{dt} + V_B \quad (3.34)$$

Isolando-se $i_{C_R}(t)$ na expressão (3.32) e substituindo-se na expressão (3.31) e em seguida derivando-se a expressão resultante tem-se:

$$\frac{di_{L_R}(t)}{dt} = -C_R \frac{d^2V_{C_R}(t)}{dt^2} \quad (3.35)$$

A partir de (3.34) e (3.35), encontra-se a expressão que define a tensão no capacitor ressonante C_R . Assim, tem-se:

$$V_{C_R}(t) = -L_R \cdot C_R \cdot \frac{d^2V_{C_R}(t)}{dt^2} + V_B \quad (3.36)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.36) obtêm-se:

$$V_{C_R}(s) = \frac{S \cdot V_{C_R}(0)}{(\omega_0^2 + S^2)} + \frac{1}{(\omega_0^2 + S^2)} \cdot \frac{dV_{C_R}(0)}{dS} + \frac{V_B}{S(1 + \frac{S^2}{\omega^2})} \quad (3.37)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (3.37), encontra-se:

$$V_{C_R}(t) = (V_{C_R}(0) - V_B) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{dV_{C_R}(0)}{dt} \cdot \text{sen } \omega_0 t + V_B \quad (3.38)$$

substituindo-se (3.31) em (3.32), tem-se:

$$\frac{dV_{C_R}(0)}{dt} = \frac{I_{L_B} - I_{L_R}(0)}{C_R} \quad (3.39)$$

substituindo-se (3.39) em (3.38), tem-se:

$$V_{C_R}(t) = (V_{C_R}(0) - V_B) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0 C_R} \cdot [I_{L_B} - I_{L_R}(0)] \cdot \text{sen } \omega_0 t + V_B \quad (3.40)$$

substituindo-se (3.23) em (3.14) e (3.15) e dividindo-se a equação resultante por $C_R \cdot \omega_0$, tem-se:

$$\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I_{L_R}(t) = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I_{L_B} + (V_{C_R}(0) - V_B) \text{sen } \omega_0 t - \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} [I_{L_B} - i_{L_R}(0)] \cdot \cos \omega_0 t \quad (3.41)$$

Das condições iniciais tem-se que:

$$I_{L_R}(0) = I_{L_B} \quad (3.42)$$

$$V_{C_R}(0) = V_0 \quad (3.43)$$

Assim as expressões (3.40) e (3.41) tornam-se:

$$V_{C_R}(t) = (V_0 - V_B) \cdot \cos \omega_0 t + V_B \quad (3.44)$$

$$\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I_{L_R}(t) = (V_0 - V_B) \text{sen } \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I_{L_B} \quad (3.45)$$

Quando $V_{C_R}(t) = 0$, $t = \Delta t_2$ assim a expressão (3.40) torna-se:

$$\cos(\omega_0 \cdot \Delta t_2) = \frac{V_B}{(V_0 - V_B)} \quad (3.46)$$

Como $\omega_0 \cdot \Delta t_2$ encontra-se no segundo quadrante, conforme mostra o plano de fase da figura 2.8, o intervalo de tempo Δt_2 é dado por:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} [\pi - \cos^{-1} K] \quad (3.47)$$

Onde "K" é a expressão (3.21) escrita anteriormente.

3.2.2.3. c) Terceira Etapa - Segunda etapa linear (t2 , t3):

A figura 3.5 apresenta a terceira etapa de operação do UPS.

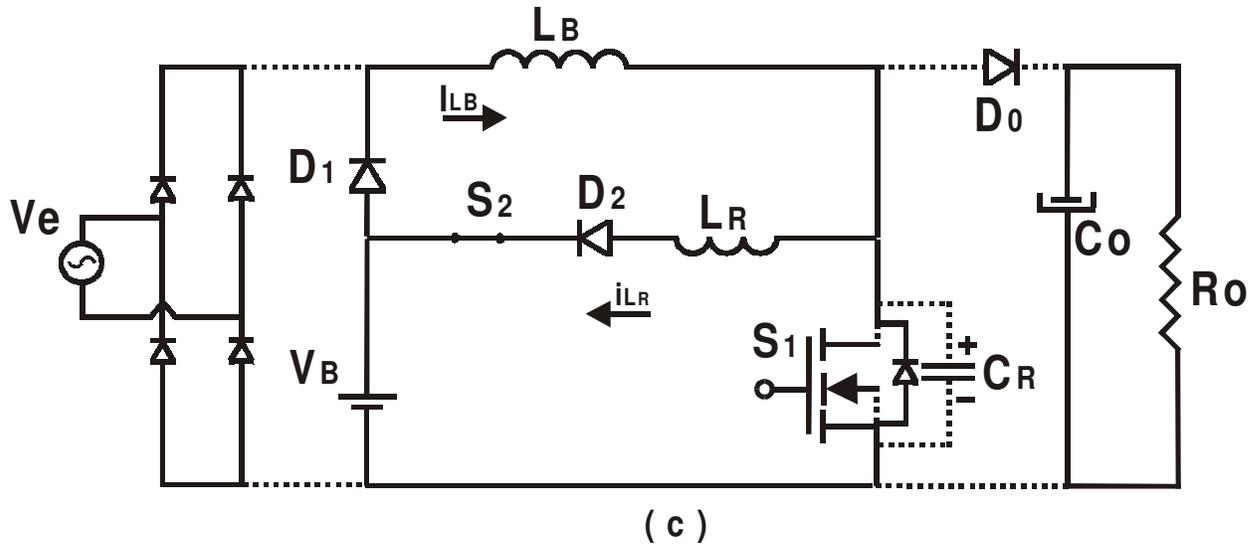


Fig 3.5 - Circuito da terceira etapa de operação

Durante esta etapa Δt_3 (t_2 , t_3), a corrente no indutor ressonante é dada por:

$$\frac{di_{L_R}(t)}{dt} = -\frac{V_B}{L_R} \quad (3.48)$$

e

$$V_{C_R}(t) = 0 \quad (3.49)$$

Resolvendo (3.48) obtêm-se:

$$i_{L_R}(t) = -\frac{V_B}{L_R} \cdot t + I_{L_R}(t_2) \quad (3.50)$$

Onde:

$$i_{L_R}(t_2) = (V_0 - V_B) \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \cdot \text{sen } \omega_0 \Delta t_2 + I_{L_B} \quad (3.51)$$

Quando $t = \Delta t_3$, $i_{L_R}(t) = I_B$, então:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{1 - K^2}}{K} \quad (3.52)$$

3.2.2.4.d) Quarta Etapa - Terceira etapa linear (t3 , t4):

A figura 3.6 representa a quarta etapa de operação do UPS.

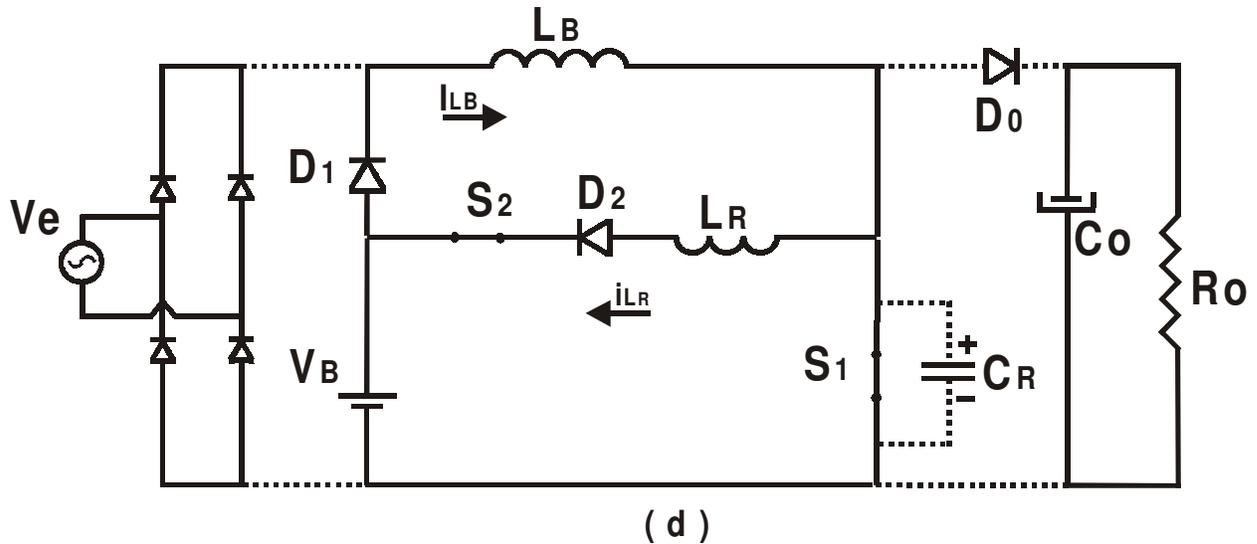


Fig 3.6 - Circuito da quarta etapa de operação

Considerando-se a equação (3.48) anterior tem-se:

$$i_{L_R}(t) = -\frac{V_B}{L_R} \cdot t + I_{L_R}(t_3) \quad (3.53)$$

Onde:

$$i_{L_R}(t_3) = I_{L_B} \quad (3.54)$$

Quando $t = \Delta t_4$, $i_{L_R}(t) = 0$, então (3.51) torna-se:

$$\Delta t_4 = L_R \cdot \frac{I_{L_B}}{V_B} \quad (3.55)$$

Substituindo-se (3.20) em (3.55) e logo em seguida multiplicando-se e dividindo-se por ω_0 encontra-se:

$$\Delta t_4 = \frac{\alpha}{K \cdot \omega_0} \quad (3.56)$$

3.2.2.5.e) Quinta Etapa - Etapa de Armazenamento de Energia (t_4 , t_5):

A Figura 3.7 representa a quinta etapa de operação do UPS.

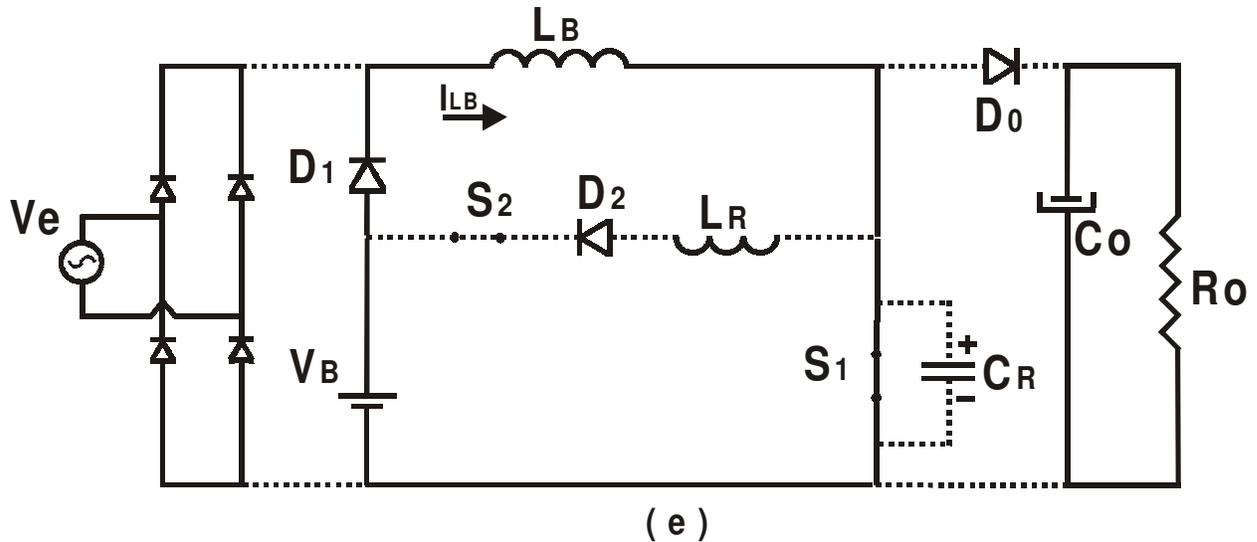


Fig 3.7 - Circuito da quinta etapa de operação.

Esta etapa se inicia quando a chave S_1 atinge a corrente I_{LB} e termina quando S_1 sai de condução na forma ZVS.

O intervalo de tempo Δt_5 é determinado conforme se segue:

$$\Delta t_5 = D.Ts - \Delta t_3 - \Delta t_4 \quad (3.57)$$

Ou ainda, por:

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \left[D.Ts.\omega_0 - \frac{\sqrt{1-K^2}}{K} - \frac{\alpha}{K} \right] \quad (3.58)$$

3.2.2.6 e) Sexta Etapa - Carga Linear do Capacitor (t_5 , t_6):

A Figura 3.8 representa a sexta etapa de operação do UPS.

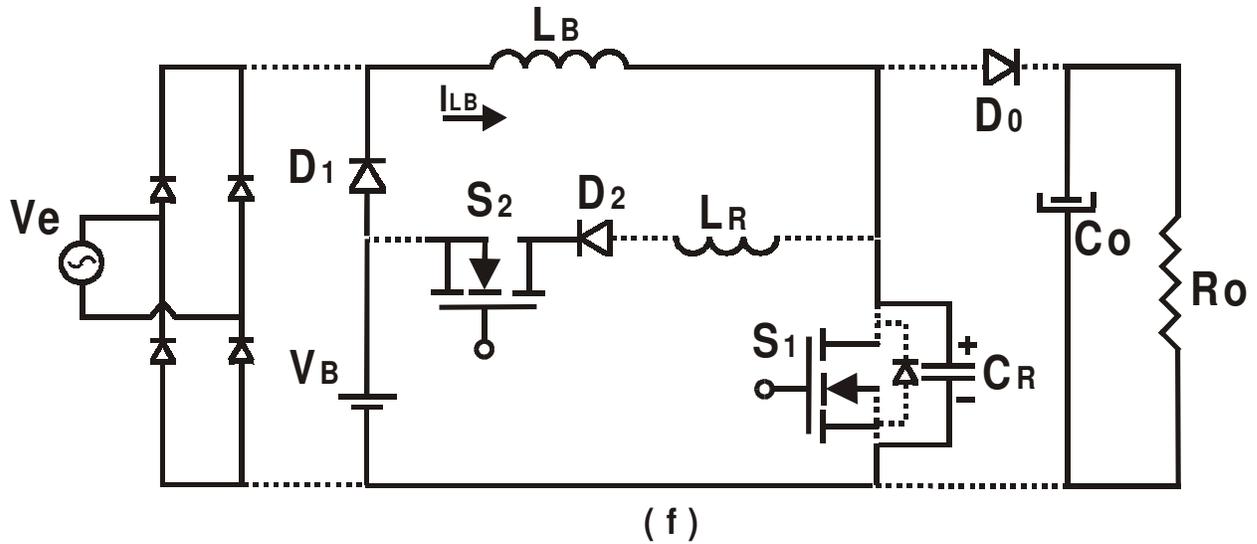


Fig 3.8 - Circuito da sexta etapa de operação.

A duração desta etapa é definida pelo intervalo de tempo Δt_6 (t_5 , t_6). A tensão no capacitor ressonante é dada por:

$$\frac{dV_{C_R}(t)}{dt} = \frac{I_{LB}}{C_R} \quad (3.59)$$

Resolvendo-se (3.59) tem-se:

$$V_{C_R}(t) = \frac{I_{LB}}{C_R} t \quad (3.60)$$

Quando $t = \Delta t_6$, $V_{C_R}(t) = V_0$, portanto:

$$\Delta t_6 = \frac{V_0 \cdot C_R}{I_{LB}} \quad (3.61)$$

Multiplicando-se e dividindo-se (3.60) por ω_0 substituindo-se as equações (3.20) e (3.21) obtêm-se:

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{(K+1)}{\alpha} \quad (3.62)$$

A impedância característica normalizada α_1 é dada por:

$$\alpha_1(t) = \frac{I_e \text{sen}(\omega.t)}{V_0 - V_e \text{sen}(\omega.t)} \cdot \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (3.64)$$

A constante K_1 é dada por:

$$K_1 = \frac{V_e \text{sen}(\omega.t)}{V_0 - V_e \text{sen}(\omega.t)} \quad (3.65)$$

Substituindo a corrente de entrada instantânea I_e na equação (3.64) pela corrente senoidal de entrada, encontra-se a expressão (3.66), a qual mostra que o parâmetro (α_1) é variável no tempo, ou seja:

$$\alpha_1(t) = \frac{I_{e_{\max}}}{(V_0 - V_{e_{\max}})} \cdot \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot \text{sen } \omega t \quad (3.66)$$

onde:

$V_{e_{\max}}$ = Valor de pico da tensão de entrada.

$I_{e_{\max}}$ = Valor de pico da corrente de entrada.

ω = pulsação angular da corrente de entrada.

Fazendo-se $\omega.t = \pi/2$, obtêm-se o valor máximo de α determinado pela equação (3.67):

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{e_{\max}}}{(V_0 - V_e)} \cdot \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (3.67)$$

3.2.3.1a) Primeira Etapa - Primeira etapa linear (t0 , t1).

A Figura 3.10 apresenta a primeira etapa de operação da estrutura.

Nesta etapa a corrente no indutor ressonante L_R é definida pelas seguintes expressões:

$$V_0 - V_e \cdot \text{sen}(\omega.t) = L_R \frac{di_{L_R}}{dt} \quad (3.68)$$

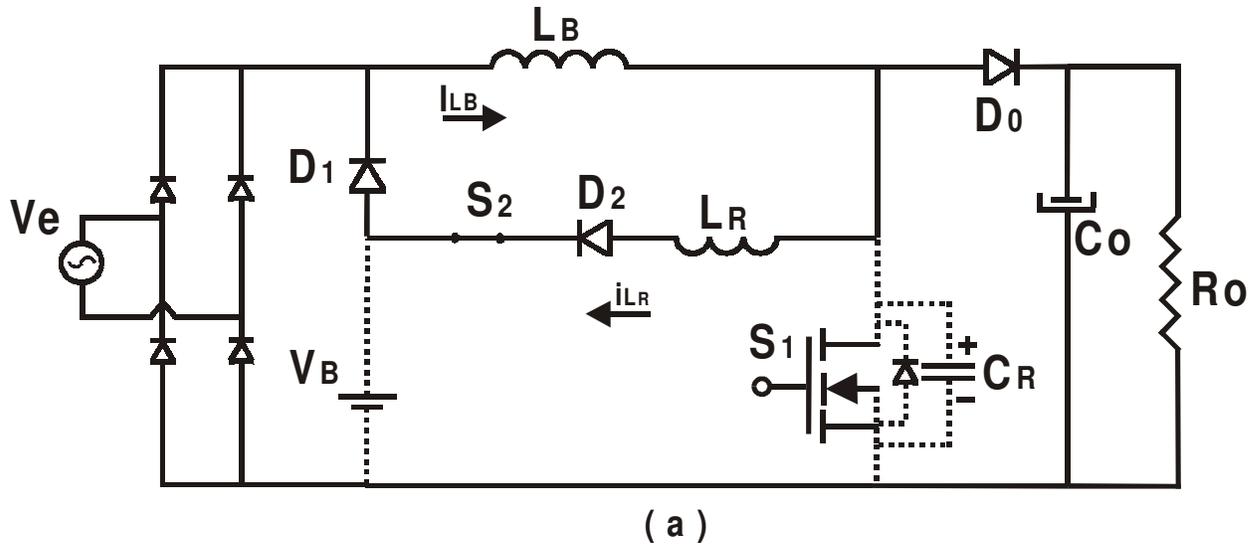


Fig. 3.10 - Circuito da primeira etapa de operação

Resolvendo-se a equação (3.68) tem-se:

$$i_{L_R}(t) = \frac{[V_0 - V_e \cdot \text{sen}(\omega t)]}{L_R} t \quad (3.69)$$

Assim, quando $i_{L_R}(t) = I_{L_B}$, $t = \Delta t_1$. Portanto:

$$\Delta t_1 = \frac{L_R \cdot I_e \text{sen}(\omega t)}{V_0 - V_e \text{sen}(\omega t)} \quad (3.70)$$

Multiplicando-se e dividindo-se a expressão (3.70) por ω_0 , definido pela expressão (3.19), obtêm-se:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{L_R} \cdot I_e \text{sen}(\omega t)}{\sqrt{C_R} [V_0 - V_e \text{sen}(\omega t)]} \quad (3.71)$$

Substituindo-se (3.64) em (3.71) obtêm-se a equação (3.72) que define o tempo de duração desta etapa. Portanto, tem-se:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha(t)}{\omega_0} \quad (3.72)$$

A equação de tensão no capacitor ressonante C_R , durante esta etapa é dada por:

$$V_{C_R}(t) = V_0 \quad (3.73)$$

3.2.3.2 b) Segunda Etapa - Etapa ressonante (t1 , t2):

A figura 3.11 apresenta a segunda etapa de operação do UPS

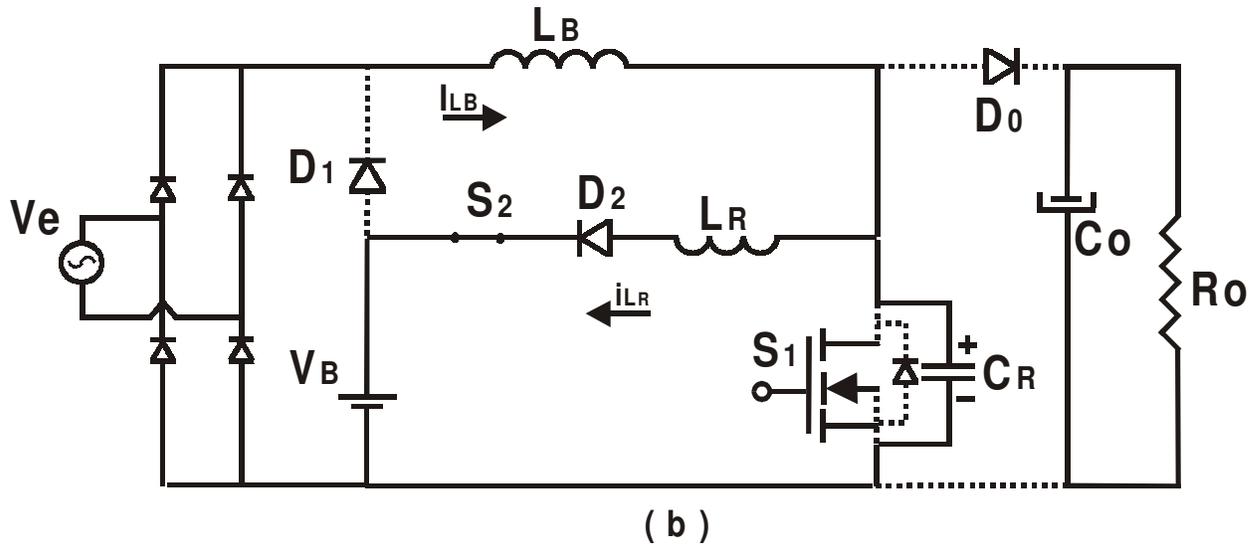


Fig 3.11 - Circuito da segunda etapa de operação

A duração desta etapa é definida pelo intervalo de tempo Δt_2 (t1 , t2).

Deduzindo as expressões que definem a tensão no capacitor ressonante C_R e a corrente no indutor ressonante L_R tem-se:

$$i_{C_R}(t) = C_R \cdot \frac{dV_{C_R}(t)}{dt} \quad (3.74)$$

$$I_{L_B}(t) = i_{C_R}(t) + i_{L_R}(t) \quad (3.75)$$

Como:

$$V_{C_R}(t) = V_{L_R}(t) + V_B \quad (3.76)$$

$$V_{C_R}(t) = L_R \frac{di_{L_R}(t)}{dt} + V_B \quad (3.77)$$

Isolando-se $I_{C_R}(t)$ na expressão (3.75) e substituindo-se na expressão (3.74) e em seguida derivando-se a expressão resultante tem-se:

$$\frac{di_{L_R}(t)}{dt} = -C_R \frac{d^2V_{C_R}(t)}{dt^2} \quad (3.78)$$

A partir de (3.77) e (3.78), encontra-se a expressão que define a tensão no capacitor ressonante C_R . Assim, tem-se:

$$V_{C_R}(t) = -L_R \cdot C_R \cdot \frac{d^2V_{C_R}(t)}{dt^2} + V_B \quad (3.79)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.79) obtêm-se:

$$V_{C_R}(s) = \frac{S \cdot V_{C_R}(0)}{(\omega_0^2 + S^2)} + \frac{1}{(\omega_0^2 + S^2)} \cdot \frac{dV_{C_R}(0)}{dS} + \frac{V_B}{S(1 + \frac{S^2}{\omega^2})} \quad (3.80)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (3.80), encontra-se:

$$V_{C_R}(t) = (V_{C_R}(0) - V_B) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{dV_{C_R}(0)}{dt} \cdot \text{sen } \omega_0 t + V_B \quad (3.81)$$

substituindo-se (3.74) em (3.75), tem-se:

$$\frac{dV_{C_R}(0)}{dt} = \frac{I_{L_B} - I_{L_R}(0)}{C_R} \quad (3.82)$$

substituindo-se (3.82) em (3.81), tem-se:

$$V_{C_R}(t) = (V_{C_R}(0) - V_B) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0 C_R} \cdot [I_{L_B} - I_{L_R}(0)] \cdot \text{sen } \omega_0 t + V_B \quad (3.83)$$

substituindo-se (3.83) em (3.74) e (3.15), e dividindo-se a equação resultante por $C_R \cdot \omega_0$,

tem-se:

$$\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I_{L_R}(t) = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I_{L_B} + (V_{C_R}(0) - V_B) \text{sen } \omega_0 t - \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} [I_{L_B} - i_{L_R}(0)] \cdot \cos \omega_0 t \quad (3.84)$$

Das condições iniciais tem-se que:

$$I_{L_R}(0) = I_{L_B} \quad (3.85)$$

$$V_{C_R}(0) = V_0 \quad (3.86)$$

Assim as expressões (3.83) e (3.84) tornam-se:

$$V_{C_R}(t) = (V_0 - V_B) \cdot \cos \omega_0 t + V_B \quad (3.87)$$

$$\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I_{L_R}(t) = (V_0 - V_B) \text{sen } \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I_{L_B} \quad (3.88)$$

Quando $V_{C_R}(t) = 0$, $t = \Delta t_2$ assim a expressão (3.83) torna-se:

$$\cos(\omega_0 \cdot \Delta t_2) = \frac{V_B}{(V_0 - V_B)} \quad (3.89)$$

Como $\omega_0 \cdot \Delta t_2$ encontra-se no segundo quadrante, conforme mostra o plano de fase da figura 2.8, o intervalo de tempo Δt_2 é dado por:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} [\pi - \cos^{-1} K] \quad (3.90)$$

Onde "K" é a expressão (3.21) escrita anteriormente.

3.2.3.3. c) Terceira Etapa - Segunda etapa linear (t2 , t3):

A figura 3.12 apresenta a terceira etapa de operação do UPS.

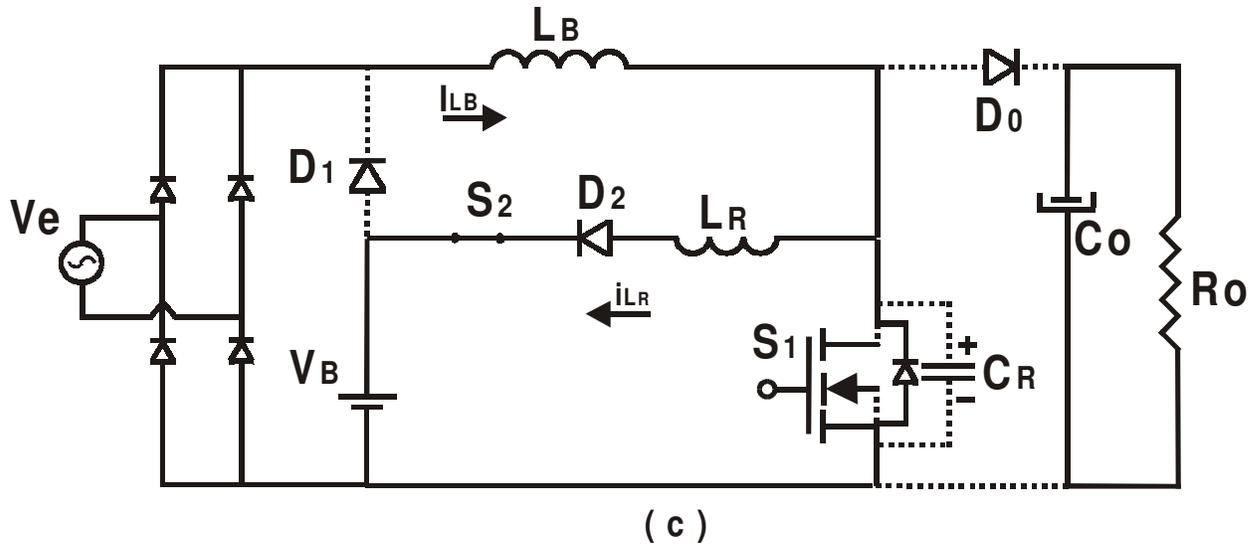


Fig 3.12 - Circuito da quarta etapa de operação

Durante esta etapa Δt_3 (t_2 , t_3), a corrente no indutor ressonante é dada por:

$$\frac{di_{L_R}(t)}{dt} = -\frac{Ve \cdot \text{sen}(\omega t)}{L_R} \quad (3.91)$$

e

$$V_{C_R}(t) = 0 \quad (3.92)$$

Resolvendo (3.31) obtêm-se:

$$i_{L_R}(t) = -\frac{Ve \cdot \text{sen}(\omega t)}{L_R} \cdot t + I_{L_R}(t_2) \quad (3.93)$$

Onde:

$$i_{L_R}(t_2) = [V_0 - Ve \cdot \text{sen}(\omega t)] \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \cdot \text{sen} \omega_0 \Delta t_2 + Ie \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.94)$$

Quando $t = \Delta t_3$, $i_{L_R}(t) = Ie \cdot \text{sen}(\omega t)$, então:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{1 - K_1^2}}{K_1} \quad (3.95)$$

3.2.3.4.d) Quarta Etapa - Terceira etapa linear (t3 , t4):

A figura 3.13 representa a quarta etapa de operação do UPS.

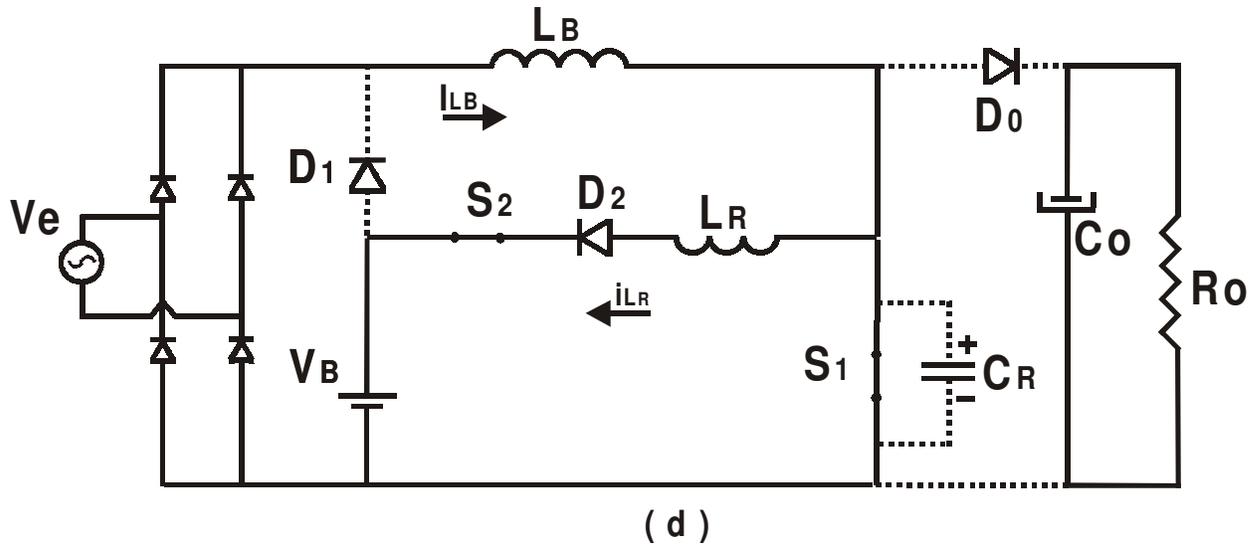


Fig 3.13 - Circuito da quarta etapa de operação

Considerando-se a equação (3.91) anterior tem-se:

$$i_{L_R}(t) = -\frac{V_e \cdot \text{sen}(\omega t)}{L_R} \cdot t + I_{L_R}(t_3) \quad (3.96)$$

Onde:

$$i_{L_R}(t_3) = I_e \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.97)$$

Quando $t = \Delta t_4$, $i_{L_R}(t) = 0$, então (3.94) torna-se:

$$\Delta t_4 = L_R \cdot \frac{I_e \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_e \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (3.98)$$

Substituindo-se (3.64) em (3.98) e logo em seguida multiplicando-se e dividindo-se por ω_0 encontra-se:

$$\Delta t_4 = \frac{\alpha_1}{K_1 \cdot \omega_0} \quad (3.99)$$

3.2.3.5.e) Quinta Etapa - Etapa de Armazenamento de Energia (t4 , t5):

A Figura 3.14 representa a quinta etapa de operação do UPS.

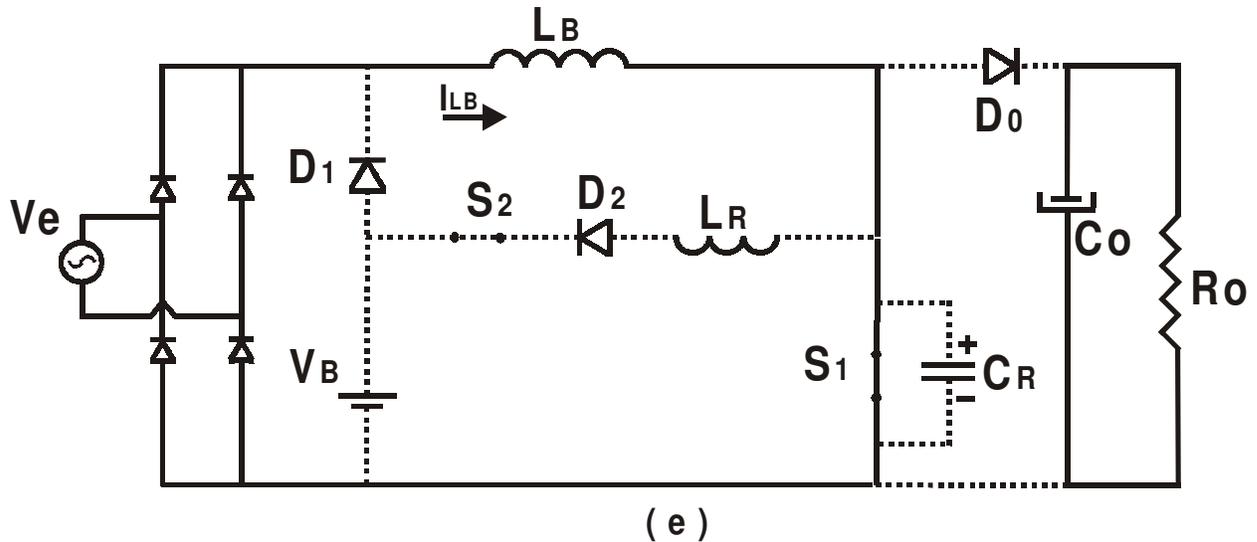


Fig 3.14 - Circuito da quinta etapa de operação.

Esta etapa se inicia quando a corrente na chave S_1 atinge a corrente I_i e termina quando S_1 sai de condução na forma ZVS.

O intervalo de tempo Δt_5 é determinado conforme se segue:

$$\Delta t_5 = D.Ts - \Delta t_3 - \Delta t_4 \quad (3.100)$$

Ou ainda, por:

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \left[D.Ts.\omega_0 - \frac{\sqrt{1-K_1^2}}{K_1} - \frac{\alpha_1}{K_1} \right] \quad (3.101)$$

3.2.3.6 e) Sexta Etapa - Carga Linear do Capacitor (t5 , t6):

A Figura 3.15 representa a sexta etapa de operação do UPS.

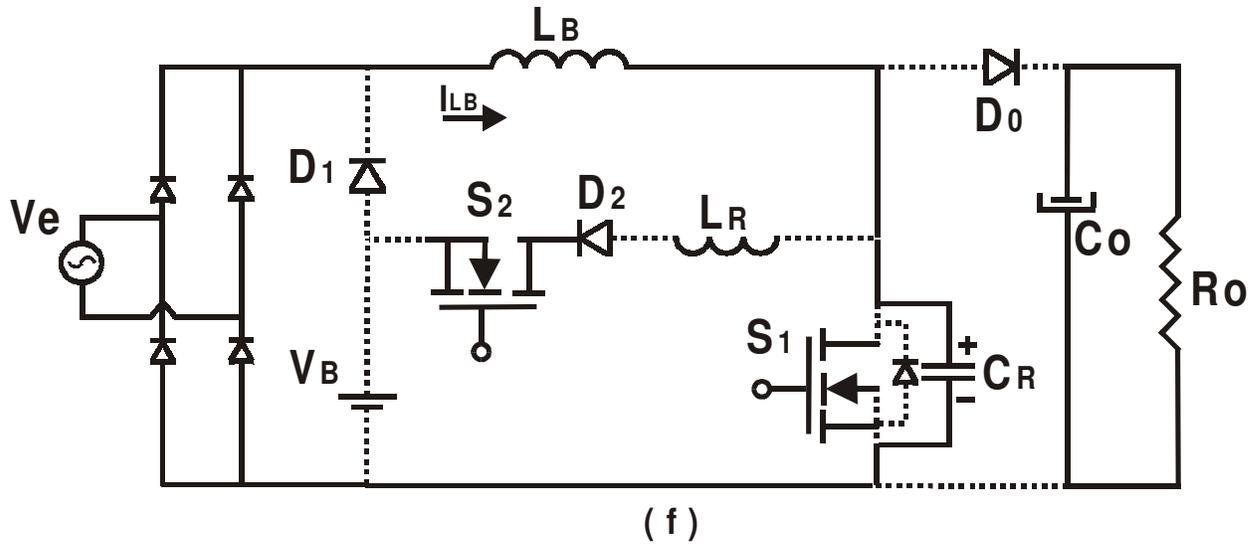


Fig 3.15 - Circuito da sexta etapa de operação.

A duração desta etapa é definida pelo intervalo de tempo Δt_6 (t_5 , t_6). A tensão no capacitor ressonante é dada por:

$$\frac{dV_{C_R}(t)}{dt} = \frac{Ie \cdot \text{sen}(\omega t)}{C_R} \quad (3.102)$$

Resolvendo-se (3.102) tem-se:

$$V_{C_R}(t) = \frac{Ie \cdot \text{sen}(\omega t)}{C_R} t \quad (3.103)$$

Quando $t = \Delta t_6$, $V_{C_R}(t) = V_0$, portanto:

$$\Delta t_6 = \frac{V_0 \cdot C_R}{Ie \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (3.104)$$

Multiplicando-se e dividindo-se (3.103) por ω_0 substituindo-se as equações (3.64) e (3.65) obtêm-se:

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{(K_1 + 1)}{\alpha_1} \quad (3.105)$$

3.2.3.7 g) Sétima etapa - Etapa de Transferência de Energia (t_6 , t_7)

A Figura 3.16 representa a sétima etapa de operação do UPS.

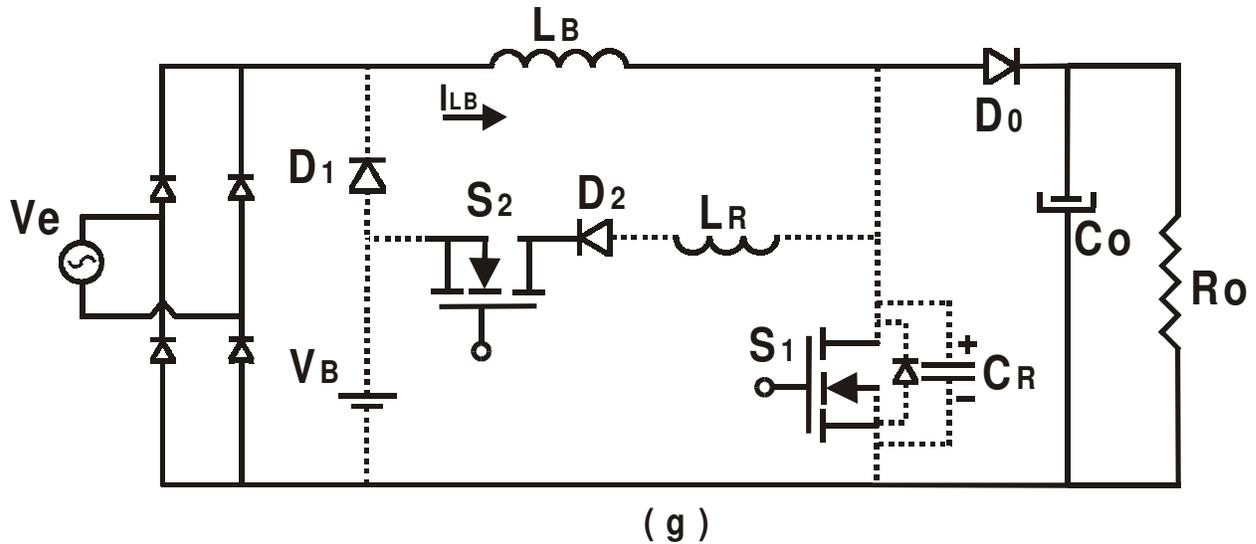


Fig 3.16 - Circuito da sétima etapa de operação.

Durante esta etapa o indutor L_B transfere energia para a carga. Portanto:

$$\Delta t_7 = T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6) \quad (3.106)$$

Onde:

T_s = Período de Chaveamento

3.3 - ANÁLISE MATEMÁTICA PARA O PLANO DE FASE

As sete etapas de funcionamento do UPS podem ser representadas algebricamente, permitindo uma análise sobre o seu comportamento durante um ciclo de funcionamento, devido ao fato de que a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência da rede podemos considerar que os valores que variam em baixa frequência são constantes. O plano de fase de qualquer circuito oscilante representa a evolução da corrente e tensão do circuito ressonante no

plano cartesiano. A corrente no indutor ressonante, colocada no eixo das ordenadas, é multiplicada pelo fator $(L_R/C_R)^{1/2}$, tornando o produto com dimensão de tensão. O ângulo $\omega_0 \Delta t_n$, no plano de fase é definido pelo produto da frequência de oscilação do circuito, equação (3.1), pelo tempo de cada etapa.

3.3.1 a) Primeira etapa:

A equação (3.20) pode ser escrita como em (3.62)

$$\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot I_{L_R}(t) = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot \frac{(V_0 - V_B)}{L_R} t \quad (3.107)$$

Multiplicando-se (3.107) por (j) e adicionando-se á equação (3.30) obtêm-se:

$$V_{C_R}(t) + j \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot I_{L_R}(t) = V_0 + j \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot \frac{(V_0 - V_B)}{L_R} t \quad (3.108)$$

Definindo-se:

$$Z(t) = V_{C_R}(t) + j \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot I_{L_R}(t) \quad (3.109)$$

Obtém-se a equação (3.110) que descreve o plano de fase para esta etapa de operação:

$$Z(t) = V_0(t) + j \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot \frac{(V_0 - V_B)}{L_R} t \quad (3.110)$$

3.3.2 b) Segunda etapa:

Multiplicando-se a equação (3.45) por (j) e somando-se à equação (3.44) obtêm-se a equação (3.111) que descreve o plano de fase para esta etapa da operação:

$$Z(t) = V_B + j \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I_{L_B} + (V_0 - V_B) \cdot e^{(j\omega_0 t)} \quad (3.111)$$

A equação (3.111) representa uma circunferência com os seguintes parâmetros:

$$\text{Centro} - \left(V_B; j \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot I_{LB} \right) \quad (3.112)$$

$$\text{Raio} - (V_0 - V_B) \quad (3.113)$$

3.3.3 c) Terceira etapa:

Multiplicando-se (3.50) por:

$$j \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (3.114)$$

E somando-se com (3.49), tem-se:

$$Z(t) = j \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot \left[I_{L_R}(t_2) - \frac{V_B}{L_R} t \right] \quad (3.115)$$

Esta equação descreve no plano de fase a descarga linear do indutor ressonante L_R até quando a corrente atingir I_{LB} , marcando o término desta etapa e o início da quarta etapa.

3.3.4 d) Quarta etapa:

Multiplicando-se a equação (3.53) pela equação (3.114) e sabendo-se que a tensão no capacitor ressonante (C_R) é nula, a equação (3.115) fica da seguinte forma:

$$Z(t) = j \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \cdot \left[I_{LB} - \frac{V_B}{L_R} t \right] \quad (3.116)$$

Esta equação descreve no plano de fase o término da descarga de energia do indutor ressonante L_R .

3.3.5 e) Quinta etapa:

Nesta etapa o circuito ressonante permanece sem oscilação, sendo representado no plano de fase por apenas um ponto. Nesta etapa ocorre o acúmulo de energia no indutor L_B .

3.3.6f) Sexta etapa:

Nesta etapa a corrente no indutor ressonante L_R é nula, então a equação que descreve o plano de fase para esta etapa é dado somente pela equação (3.60), originado (3.117):

$$Z(t) = \frac{I_{LB}}{C_R} t \quad (3.117)$$

3.3.7 g) Sétima etapa:

Nesta etapa o circuito ressonante não oscila, permanecendo o capacitor ressonante C_R carregado até que se inicie um novo ciclo. Nesta etapa ocorre transferência de energia do indutor L_B para a carga.

3.4 - GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR

O ganho estático (G) do UPS foi determinado considerando-se a malha externa do conversor, portanto, para um valor mais real do Ganho estático, considerou-se a tensão média da tensão de entrada \bar{V}_i , como a tensão aplicada ao sistema UPS, sendo assim, tem-se:

$$\bar{V}_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_e(t).dt \quad (3.118)$$

essa equação é dividida em três etapas, a primeira e a terceira, com tensão constante e, a segunda com tensão variável.

$$\bar{V}_i = \frac{1}{\pi} \left\{ \int_0^\theta V_B \cdot d\theta + \int_\theta^{\pi-\theta} V_{e(pico)} \text{sen}(\theta) d\theta + \int_{\pi-\theta}^\pi V_B \cdot d\theta \right\} \quad (3.119)$$

aplicando-se a integral em (3.119), temos

$$\bar{V}_i = \frac{1}{\pi} \left\{ V_B \cdot \theta + V_{e(pico)} \cdot (-\cos \theta) \Big|_{\theta}^{\pi-\theta} + V_B \cdot \theta \right\} \quad (3.120)$$

resolvendo a equação (3.120) obtêm-se a equação (3.121)

$$\bar{V}_i = \frac{1}{\pi} \left\{ 2V_B \cdot \theta + V_{e(pico)} \cdot [-\cos(\pi - \theta) + \cos \theta] \right\} \quad (3.121)$$

simplificando a equação (3.121) temos a equação (3.122)

$$\bar{V}_i = \frac{1}{\pi} \left\{ 2V_B \cdot \theta + V_{e(pico)} \cdot 2 \cos \theta \right\} \quad (3.122)$$

Resolvendo (3.122), obtêm-se a equação da tensão média do sistema UPS proposto, em (3.123)

$$\bar{V}_i = \frac{2}{\pi} \left\{ V_B \cdot \theta + V_{e(pico)} \cdot \cos \theta \right\} \quad (3.123)$$

Temos então que:

$$\bar{V}_i + V_{D_0med} = V_0 \quad (3.124)$$

3.4.1 - Cálculo da tensão média em D_0 .

O valor médio da tensão em D_0 é dado por:

$$V_{D_0med} = \frac{1}{T_S} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} [(V_0 - V_B) \cdot \cos \omega_0 t + V_B] + V_0 \cdot D \cdot T_S + \frac{V_0 \cdot \Delta t_6}{2} \right\} \quad (3.125)$$

Resolvendo-se (3.125) obtêm-se:

$$V_{D_0med} = \frac{1}{T_S} \left\{ \frac{V_0 - V_B}{\omega_0} \cdot \text{sen} \omega_0 \Delta t_2 + V_B \cdot \Delta t_2 + V_0 \cdot D \cdot T_S + \frac{V_0 \cdot \Delta t_6}{2} \right\} \quad (3.126)$$

Substituindo (3.47) e (3.62) em (3.126).

$$V_{D_0med} = \frac{V_B}{T_s \omega_0} \left[\frac{\sqrt{1-K^2}}{K} + \pi - \cos^{-1} K \right] + V_0 \cdot D + \frac{V_0}{2T_s \omega_0} \cdot \frac{K+1}{\alpha} \quad (3.127)$$

Substituindo (3.127) em (3.118) e em (3.22) encontra-se:

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1 + \frac{K_2}{T_s \omega_0} \left(\frac{\sqrt{1-K^2}}{K} + \pi - \cos^{-1} K \right)}{1 - D - \frac{1}{2T_s \omega_0} \cdot \frac{K_1 + 1}{\alpha}} \quad (3.128)$$

A equação (3.128) representa o ganho estático do conversor que, resolvida para valores de carga (α) e razão cíclica (D) originou a curva da figura 3.17.

Analisando a equação (3.128) e a figura 3.17, nota-se que o funcionamento deste conversor é basicamente a superposição de um conversor convencional e um conversor quase ressonante, operando com QRC para cargas leves e como PWM para cargas altas, sem entretanto apresentar nenhuma das limitações observadas na operação dos conversores PWM e outros que também utilizam técnicas de comutação não dissipativas.

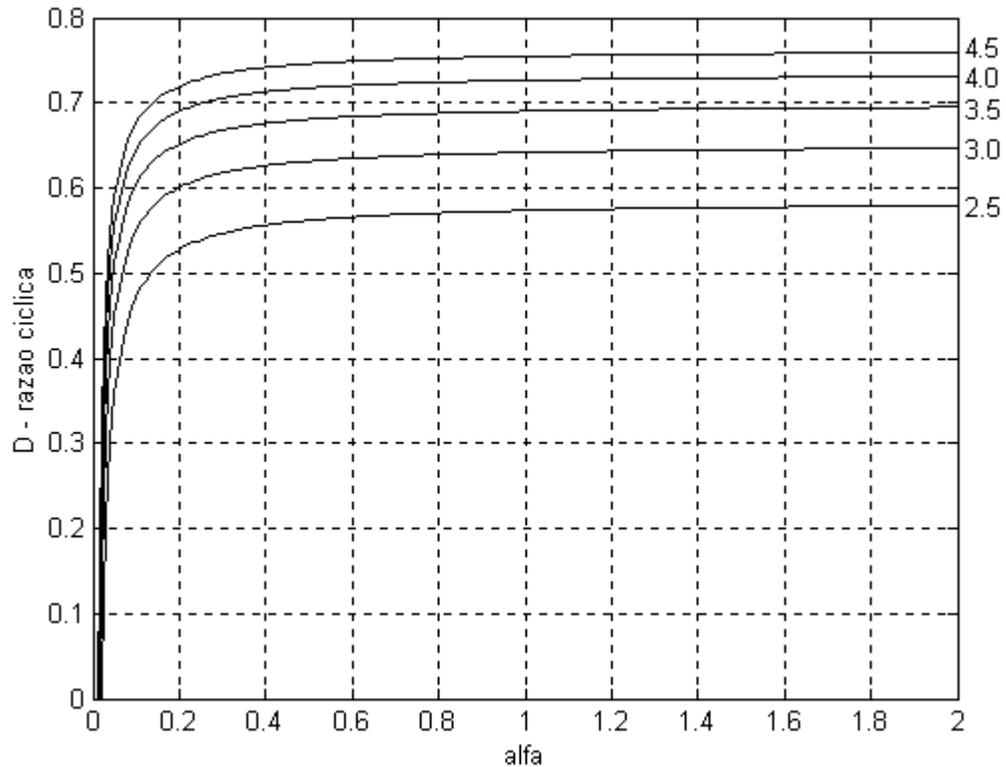


Figura - 3.17 - Ganho estático do UPS

3.5 - DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES MÉDIAS E EFICAZES NOS COMPONENTES ATIVOS E PASSIVOS DO SISTEMA UPS PROPOSTO

O pior caso para dimensionar a corrente dos semicondutores é quando a carga é alimentada apenas pelo conjunto de baterias. Nesta condição tem-se o maior valor de corrente nestes elementos.

3.5.1 - Corrente média no diodo D_0 .

Observa-se na figura - 3.18, que apenas na primeira e sexta etapas de funcionamento do UPS há circulação de corrente no diodo D_0 .

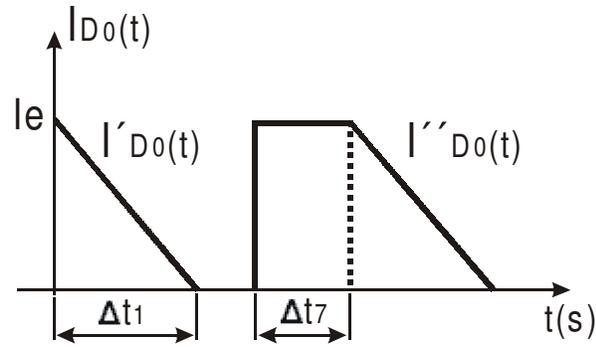


Figura - 3.18 - Corrente no diodo D_0

O valor médio da corrente é dado por:

$$I_{D_0med} = \frac{1}{2T_s} \cdot I_{LB} \cdot \Delta t_1 + \frac{1}{T_s} \cdot I_{LB} \cdot \Delta t_7 \quad (3.129)$$

Substituindo (3.63) em (3.129) e fazendo:

$$\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 \cong D \cdot T_s \quad (3.130)$$

Chega-se a:

$$I_{D_0med} = \frac{I_{LB}}{2T_s} \left[\frac{\Delta t_1}{2} + T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + D \cdot T_s + \Delta t_6) \right] \quad (3.131)$$

Substituindo (3.29), (3.47), (3.62) em (3.131) encontra-se:

$$\frac{I_{D_0med}}{I_{LB}} = 1 - D - \frac{1}{T_s \omega_0} \left[\frac{\alpha}{2} + \pi - \cos^{-1} K + \frac{K+1}{\alpha} \right] \quad (3.132)$$

3.5.2 - Corrente eficaz no diodo D_0

Da primeira etapa tem-se:

$$i'_{D_0}(t) = I_0 - i_{L_r}(t) \quad (3.133)$$

Substituindo (3.26) na equação (3.133) tem-se a equação (3.134) que representa a corrente em D_0 na primeira etapa.

$$i'_{D_0}(t) = I_0 - \frac{(V_0 - V_B)}{L_R} t \quad (3.134)$$

Da sétima etapa tem-se:

$$i''_{D_0}(t) = I_0 \quad (3.135)$$

Observando a figura - 3.18, a corrente eficaz em D_0 é dada por:

$$I_{D_0ef}^2 = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} i'_{D_0}(t)^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} i''_{D_0}(t)^2 dt \right] \quad (3.136)$$

Substituindo (3.134) e (3.135) em (3.136), resolvendo e fazendo-se as substituições necessárias chega-se a equação (3.137), que é a expressão da corrente eficaz no diodo D_0 parametrizada em relação à corrente I_0 . Portanto tem-se:

$$\left(\frac{I_{D_0ef}}{I_{LB}} \right)^2 = \left\{ 1 - \frac{1}{T_s \omega_0} \left[\pi - \cos^{-1} K + \frac{(K+1)}{\alpha} + \frac{2\alpha}{3} \right] - D \right\} \quad (3.137)$$

3.5.3 - Corrente média na chave auxiliar S_2 .

Analisando a figura 3.19 observa-se que há circulação de corrente na chave S_2 apenas nas quatro primeiras etapas de funcionamento do UPS.

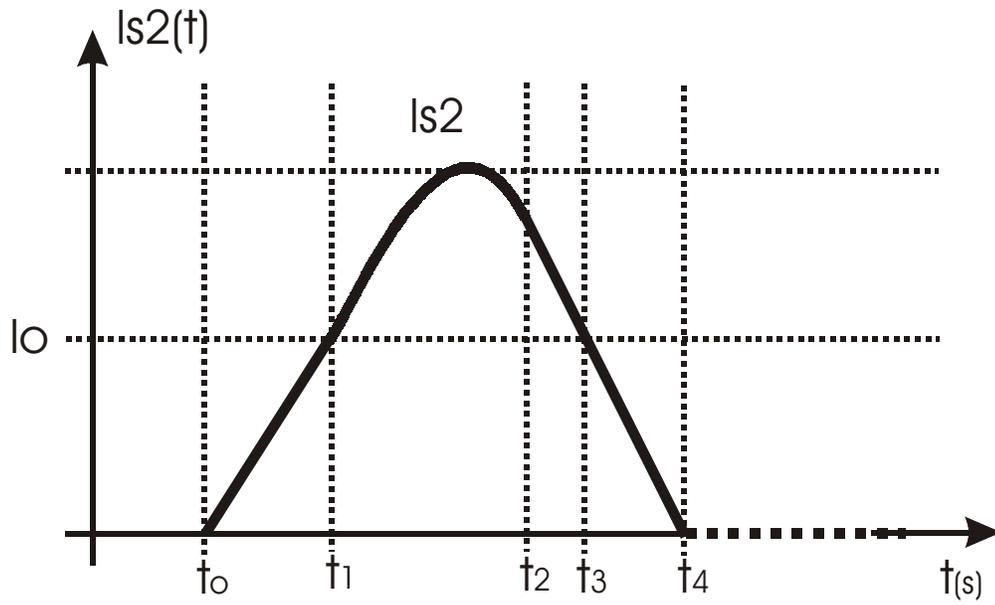


Figura 3.19 - Corrente na chave auxiliar S_2 do UPS.

O valor médio da corrente na chave S_2 é dado por:

$$I_{S_2med} = \frac{1}{T_S} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \frac{V_0 - V_B}{L_R} t \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \left[(V_0 - V_B) \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \cdot \text{sen } \omega_0 t + I_{LB} \right] dt + \int_0^{\Delta t_3 + \Delta t_4} \left[-\frac{V_B}{L_R} t + i_{L_R}(t_3) \right] dt \right\} \quad (3.138)$$

Resolvendo (3.138) obtêm-se:

$$I_{S_2med} = \frac{1}{T_S} \left\{ \frac{V_0 - V_B}{L_R} \cdot \frac{\Delta t_1^2}{2} - \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \cdot \cos \omega_0 \Delta t_2 + I_{LB} \cdot \omega_0 \cdot \Delta t_2 + \frac{I_{L_R}(1) \cdot \Delta t_3 + \Delta t_4}{2} \right\} \quad (3.139)$$

Substituindo (3.29), (3.42), (3.52) e (3.56) em (3.139) e parametrizando em relação a (I_0) , tem-se:

se:

$$\frac{I_{S_2med}}{I_{LB}} = \frac{1}{\omega_0 T_S} \left\{ \pi - \cos^{-1} K + \frac{\alpha(K+1)}{2K} - K \cdot \frac{2+\alpha}{2\alpha} + \frac{1}{2K} \left[1 + \sqrt{1-K^2} \cdot (\alpha+1) \right] \right\} \quad (3.140)$$

A corrente média em S_2 é a mesma do indutor ressonante L_R , portanto:

$$I_{S_2med} = I_{L_Rmed}$$

3.5.4 - corrente eficaz na chave auxiliar S_2 .

Pela figura 3.19 o valor eficaz da corrente na chave auxiliar S_2 é dado por:

$$I_{S_2ef}^2 = \frac{1}{T_S} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left[\frac{V_0 - V_B}{L_R} t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left[(V_0 - V_B) \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \cdot \text{sen } \omega_0 t + I_{LB} \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3 + \Delta t_4} \left[-\frac{V_i}{L_R} t + i_{L_R}(t_2) \right]^2 dt \right\} \quad (3.141)$$

Resolvendo (3.141) e substituindo na mesma (3.29), (3.47), (3.52) e (3.56) obtêm-se a equação resultante dada por:

$$\left(\frac{I_{S_2ef}}{I_{LB}} \right)^2 = \frac{1}{\omega_0 T_S} \left\{ \begin{array}{l} \frac{\alpha}{3} - \frac{1}{2\alpha^2} \left[\pi - \cos^{-1} K + \frac{1}{2} \text{sen} (2 \cos^{-1} K) \right] - \frac{2K}{\alpha} - \pi + \\ + \cos^{-1} K + \frac{\sqrt{1-K^2}}{\alpha} + 1 + K \cdot \left[\frac{\sqrt{1-K^2} + \alpha}{\alpha^2} \right] \cdot \left(\cos^{-1} K + \frac{\alpha}{K} \right) \end{array} \right\} \quad (3.142)$$

A equação (3.142) representa a corrente eficaz parametrizada na chave S_2 para vários valores de carga (α) e ganho estático (G).

3.5.5 - Corrente média na chave principal S_1

A forma de onda da corrente na chave principal S_1 é ilustrada na figura 3.20.

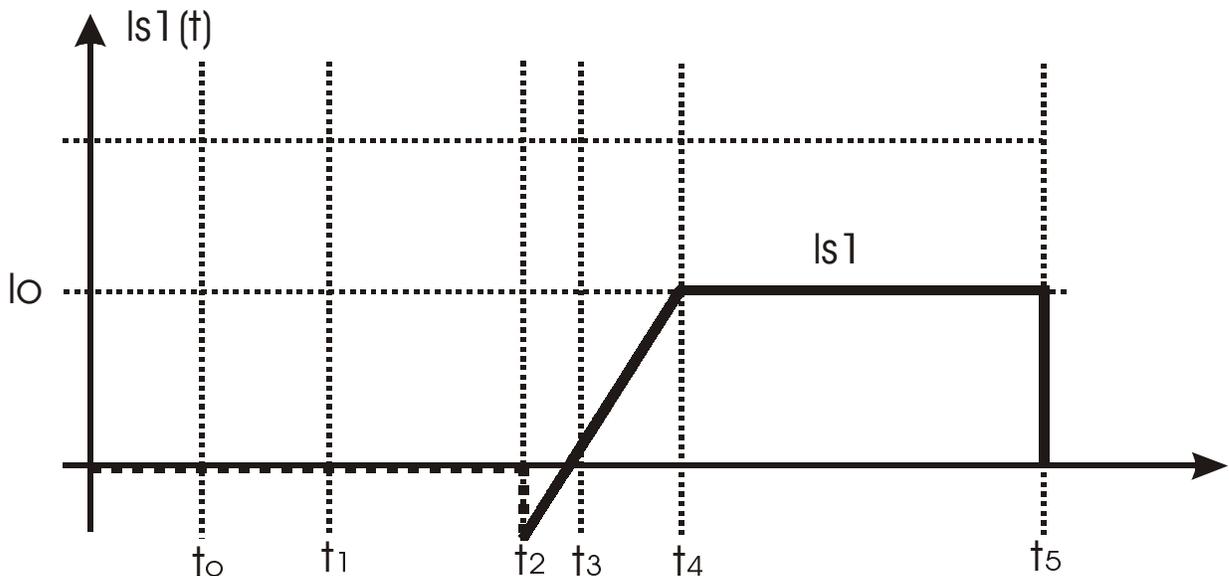


Figura 3.20 - Corrente na chave principal S_1

Verifica-se que a circulação de corrente pela chave S_1 na terceira, quarta e quinta etapas de funcionamento, portanto o valor da corrente média na chave é dado por:

$$I_{S_{1med}} = \frac{1}{T_S} \left\{ -\frac{1}{2} \cdot (I_{L_R}(2) - I_{L_B}) + \frac{1}{2} I_{L_B} \Delta t_4 + I_{L_B} \Delta t_5 \right\} \quad (3.143)$$

Substituindo-se (3.52), (3.56), (3.58) em (3.143), encontra-se:

$$\frac{I_{S_{1med}}}{I_{L_B}} = \frac{1}{\omega_0 T_S} \left[-\frac{\alpha}{2K} - \frac{(1-K^2)}{2K\alpha} + \frac{\sqrt{1-K^2}}{K} \right] \quad (3.144)$$

Esta equação representa para vários valores de carga (α) e ganho estático (G) a corrente parametrizada na chave principal S_1 .

3.5.6 - Corrente eficaz na chave principal S_1 .

O valor eficaz da corrente em S_1 será:

$$I_{S_{1ef}}^2 = \frac{1}{T_S} \left\{ \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{V_B}{L_R} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(\frac{V_B}{L_R} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} I_{L_B}^2 dt \right\} \quad (3.145)$$

Resolvendo a equação (3.145) e substituindo (3.52), (3.56) e (3.58) na equação resultante, encontra-se:

$$\left(\frac{I_{S_{1ef}}}{I_{L_B}} \right)^2 = \left\{ \frac{1}{\omega_0 T_S} \left[\frac{K^2 \cdot (\cos^{-1} K)^3}{3\alpha^2} + \frac{1}{3K} - \frac{\alpha}{K} - \cos^{-1} K \right] \right\} \quad (3.146)$$

Através das equações matemáticas desenvolvidas é possível verificar que a tensão máxima que a chave Principal S_1 e o diodo de saída D_0 estão submetidos à tensão de saída V_0 , a chave auxiliar S_2 , fica submetida à tensão de saída V_0 menos a tensão da bateria V_B assim como o diodo D_2 , já o diodo D_1 fica submetido à máxima tensão de entrada.

3.6 - CONCLUSÃO

A duração de cada etapa, bem como as principais equações matemáticas, são normalizadas em função dos elementos ressonantes, da tensão de entrada e saída e da corrente de entrada. As equações obtidas, também auxiliam no dimensionamento dos elementos ativos do circuito, e através das mesmas podemos verificar as características quase ressonante e PWM conforme a carga a que está submetido o sistema UPS proposto.

CAPÍTULO IV

PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE UTILIZANDO O CIRCUITO INTEGRADO UC-3854 AN

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão feitos estudos sobre o circuito de controle implementado para o sistema UPS proposto. O circuito de controle é responsável pela geração dos pulsos de comando que acionarão os interruptores do circuito de potência. Será detalhado o tratamento dado a cada sinal usado para gerar os pulsos.

4.2 - CIRCUITO DE CONTROLE DO UPS

Neste item são mostradas as estratégias de controle do pré-regulador Boost com correção do fator de potência. O conversor Boost foi empregado como um pré-regulador, capaz de corrigir o fator de potência na entrada, de modo a aproximá-lo da unidade.

A seguir, será dada uma breve descrição das estratégias de controle mais comuns para obtenção de fator de potência unitário. Será dada ênfase à monitoração da corrente pelo método de controle da corrente média, já que esta é a estratégia utilizada pelo Circuito Integrado **UC-3854 AN** da UNITRODE [5], que foi utilizado para controlar o conversor Boost e obter fator de potência unitário.

4.3 - PRINCIPAIS TÉCNICAS ATIVAS PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

As principais técnicas utilizadas para se obter alto fator de potência, na operação dos conversores, são apresentadas resumidamente a seguir:

4.3.1 - Modulação Por Histerese Variável [6]

A técnica da modulação por histerese se baseia na monitoração da corrente de entrada dentro de uma determinada faixa, denominada de faixa de histerese. A obtenção da faixa de histerese é feita através da utilização de divisores resistivos, conseguindo com isto duas amostras da tensão de entrada.

A figura 4.1 representa o modelo de monitoração de corrente através da faixa de histerese.

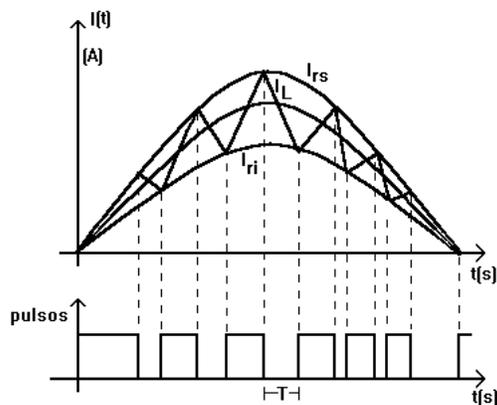


Figura 4.1 - Controle da corrente por histerese.

Onde:

I_L - corrente de entrada; I_{rs} - corrente máxima; I_{ri} - corrente mínima.

Utiliza-se um sensor de corrente para monitorar a corrente de entrada, sendo que este sensor pode ser, simplesmente, uma resistência ou um transformador de corrente mais o estágio de retificação.

A técnica de controle de corrente por histerese baseia-se na comparação de uma amostra da corrente de entrada, obtida através do sensor de corrente, com os dois sinais de tensão que definem a faixa de histerese. O circuito de controle comanda a abertura da chave no momento em que a corrente atinge o valor máximo e habilita a chave quando a corrente atinge o valor mínimo.

O método de controle da corrente por histerese apresenta as seguintes características:

- frequência variável;
- alto fator de potência;
- operação em modo contínuo;
- necessita de sensor de corrente e de um circuito multiplicador para a regulação de tensão de saída, tornando complexo o esquema do circuito de controle.

4.3.2 - Controle Pelo Pico De Corrente [6]

Este método se baseia na monitoração do valor de pico de um sinal de corrente. Através de um sensor de corrente, é feita uma amostragem da forma de onda da corrente de entrada. Quando o valor desta corrente atingir o valor de uma determinada corrente de referência, obtida através de um divisor resistivo, a chave é bloqueada.

O fechamento da chave é determinado pela própria frequência de chaveamento. A figura 4.2 representa as formas de onda do método de controle pelo pico de corrente.

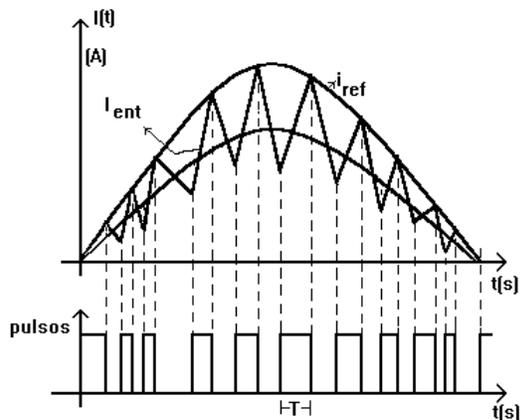


Figura 4.2 - Método de controle pelo pico de corrente.

Onde:

I_{ent} - corrente de entrada;

i_{ref} - corrente de referência.

O método de controle pelo pico de corrente apresenta as seguintes características:

- alto fator de potência;
- operação de modo contínuo;
- frequência de operação constante;
- distorção da corrente de entrada próxima de zero;
- esquema de controle complicado, sendo necessário, para a regulação de tensão de saída, um sensor de corrente e um circuito multiplicador.

4.3.3 - Controle De Corrente “BANG-BANG” com Frequência fixa [7]

Esta estratégia de controle utiliza algumas características das modulações descritas anteriormente. Na modulação por histerese, a corrente é monitorada dentro da faixa

delimitada por duas senóides. Na estratégia “Bang-Bang”, com frequência fixa, a corrente é monitorada dentro da faixa delimitada pela soma de uma senóide e uma onda dente de serra, como mostra a figura 4.3, com a vantagem de ter frequência de chaveamento constante.

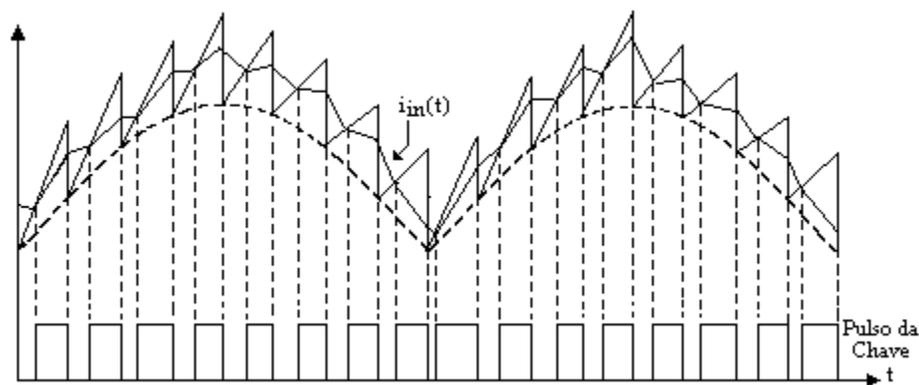


Figura 4.3 - Controle de Corrente “BANG-BANG” com frequência fixa.

Na estratégia de controle “Bang-Bang” com frequência fixa, a corrente tem a referência senoidal para seguir, por isso pode-se obter alto fator de potência e baixa distorção harmônica na corrente de entrada.

No controle pelo pico de corrente, a primeira estratégia apresentada, a corrente tem a referência a seguir. A chave é bloqueada quando a corrente do conversor atinge a referência e entra em condução com o sinal definido pela frequência de chaveamento, portanto, o chaveamento é realizado por duas comparações distintas. Na estratégia de controle “Bang-Bang” com frequência fixa, a corrente do conversor é comparada com a onda dente de serra, desta comparação são gerados os pulsos com frequência fixa e largura de pulso variável.

4.3.4 - Modulação por Largura de Pulso (PWM) senoidal [8]

Este tipo de técnica de controle consiste em variar senoidalmente o tempo de bloqueio ou condução da chave. Obtém-se a abertura ou fechamento da chave pela comparação de uma onda triangular ou dente de serra, com uma onda senoidal, fazendo com que a razão cíclica tenha uma variação senoidal. A figura 4.4, representa o comportamento deste tipo de modulação.

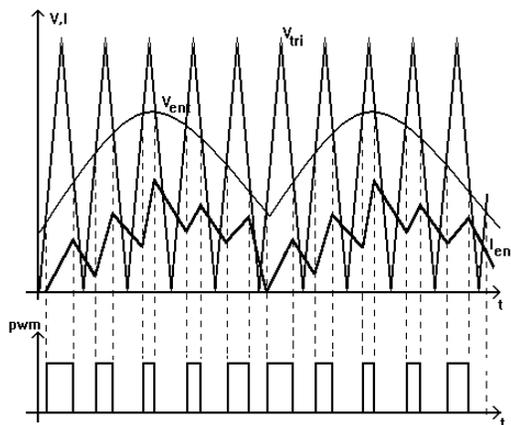


Figura 4.4 - Controle por Largura de Pulso.

Onde:

V_{tri} - onda triangular; V_{ent} - tensão de entrada.

A modulação por largura de pulso senoidal apresenta as seguintes características:

- modo de operação contínuo ou descontínuo;
- frequência fixa;
- fator de potência razoável devido à distorção harmônica de corrente, contudo o conteúdo harmônico diminui com o aumento da frequência de chaveamento;
- fácil implementação.

4.3.5 - Controle pela Corrente Média [8]

O método de controle pela corrente média consiste na geração de uma corrente de referência que monitorará a corrente de entrada, sendo que esta corrente de referência é produzida por um circuito multiplicador e por um divisor.

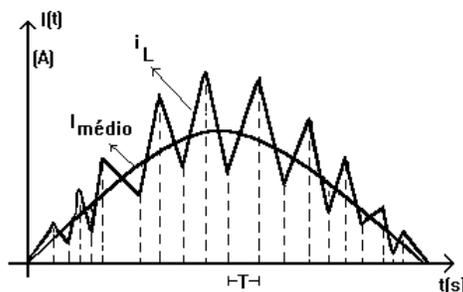


Figura 4.5 - Monitoração da corrente pelo Método de Controle da Corrente Média.

O controle da corrente pelo método da corrente média apresenta as seguintes características:

- alto fator de potência;
- frequência de operação constante;
- operação no modo contínuo;
- necessita de sensor de corrente, multiplicador e integrador, tornando complexo o esquema do circuito de controle.

4.4 - CIRCUITO DE CONTROLE DO PRÉ-REGULADOR BOOST

Para se obter fator de potência elevado na entrada do regulador Boost/Inversor utilizou-se o Circuito Integrado **UC-3854 AN** da UNITRODE [5], desenvolvido para fazer correção do fator de potência. Este circuito integrado utiliza o método da corrente média para corrigir a corrente de entrada e melhorar o fator de potência.

4.4.1 - Princípio de Funcionamento do C.I. UC-3854 AN [5]

O circuito integrado **UC-3854 AN** da UNITRODE foi desenvolvido para reduzir a distorção harmônica total na forma de onda da corrente da linha. Este circuito integrado possibilita o projeto de um pré-regulador com condições de operar sobre uma larga faixa de potência, sem necessidade de levar em consideração a tensão e/ou frequência da rede local.

O funcionamento do **UC-3854 AN** é baseado na geração de um sinal de referência para se conseguir monitorar a corrente de entrada [5]. A configuração básica do circuito de controle para qualquer conversor de potência é mostrada na figura 4.6.

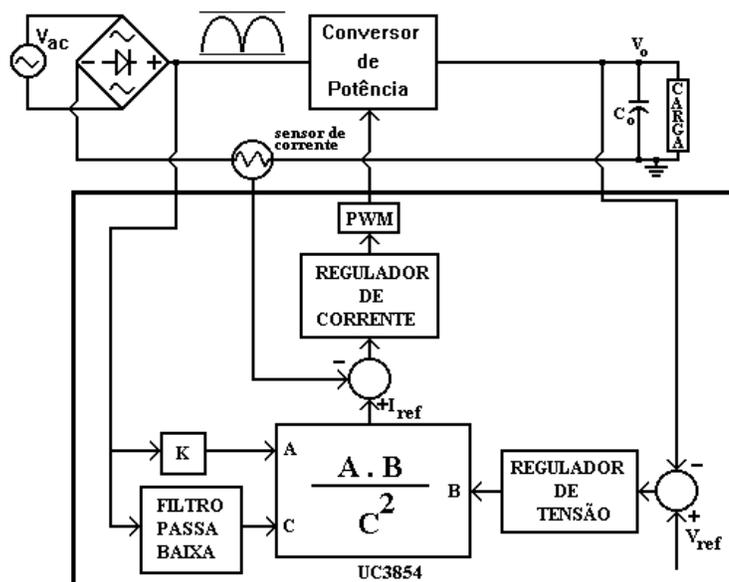


Figura 4.6 - Configuração básica do CI 3854.

Observa-se na figura 4.6 que no **UC-3854 AN** a corrente de referência é originada por um circuito multiplicador-divisor que apresenta três laços de realimentação.

4.4.2 - Laço de Realimentação de Corrente (entrada A) - A forma de onda da tensão de entrada é amostrada, através de um resistor, no terminal 6 do CI **UC-3854 AN**

(entrada A da figura 4.6). Este sinal definirá a forma de onda e a frequência do sinal de referência gerado pelo circuito multiplicador/divisor.

4.4.3 - Laço Regulador de Tensão - Este laço tem como função a regulação da tensão de saída. Consiste de um circuito que compara a tensão de saída com um sinal de referência. A saída deste circuito é o termo B , presente na equação AB/C^3 , e influi diretamente no sinal de referência gerado pelo circuito multiplicador/divisor.

4.4.4 - Laço de Realimentação da Tensão de Entrada - O sinal retificado da rede é atenuado e filtrado, através de um filtro passa baixa, gerando para o circuito multiplicador-divisor um nível CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Este laço possibilita o ajuste da amplitude da corrente de referência conforme o valor da tensão de entrada.

A tensão de saída permanece praticamente constante. Se ocorrer um aumento da potência de saída, ou se houver redução no valor da tensão da rede, a amplitude da corrente de referência aumentará, fornecendo mais corrente para manter a tensão de saída regulada.

O circuito integrado **UC-3854 AN** apresenta as seguintes funções complementares:

- regulador para tensão de referência;
- comparador para proteção;
- habilitador compatível com a lógica TTL;
- “soft-start”.

4.4.5 - Circuito Integrado aplicado ao Pré-Regulador Boost

A indutância L_B do conversor Boost pode ser calculada usando as regras de projetos apresentadas em [9].

$$L = \frac{25.000}{f_s \cdot P_e} \quad (\text{henries}) \quad (4.1)$$

Onde f_s é a frequência de chaveamento, e P_e é a potência de entrada.

O valor de indutância determinado pela equação (4.1) resultará em um “ripple” na corrente de entrada, cujo valor pico a pico é de $0,2\sqrt{2} \cdot I_o$, para a condição de plena carga e mínima tensão de linha.

O valor da capacitância de saída C_o é freqüentemente calculado em termos da energia que deve ser fornecida pelo capacitor durante a queda da tensão de entrada. Se a tensão de saída cai de um valor V_o para um valor não menor do que V_{\min} durante o período t_d , então:

$$P_o \cdot t_d = 0,5 \cdot C_o \cdot (V_o^2 - V_{e\min}^2) \quad (\text{joules}) \quad (4.2)$$

Onde:

P_o - Potência de saída;

V_o - Tensão de saída;

$V_{e\min}$ - Tensão de entrada mínima;

t_d - Tempo em que o conversor não fornece energia para a carga.

Com um valor de capacitância elevado, haverá menor “ripple” presente na tensão de saída. O valor do “ripple” presente na saída (V_{or}), para o capacitor C_o , é dado pela equação (4.3):

$$V_{or} = \frac{P_o}{2\pi \times 120 \times V_o \times C_o} \quad (\text{volts de pico}) \quad (4.3)$$

Onde:

P_0 - potência de saída;

V_0 - tensão CC de saída.

A figura 4.7 mostra o esquema do circuito interno do UC-3854 AN aplicado ao conversor Boost.

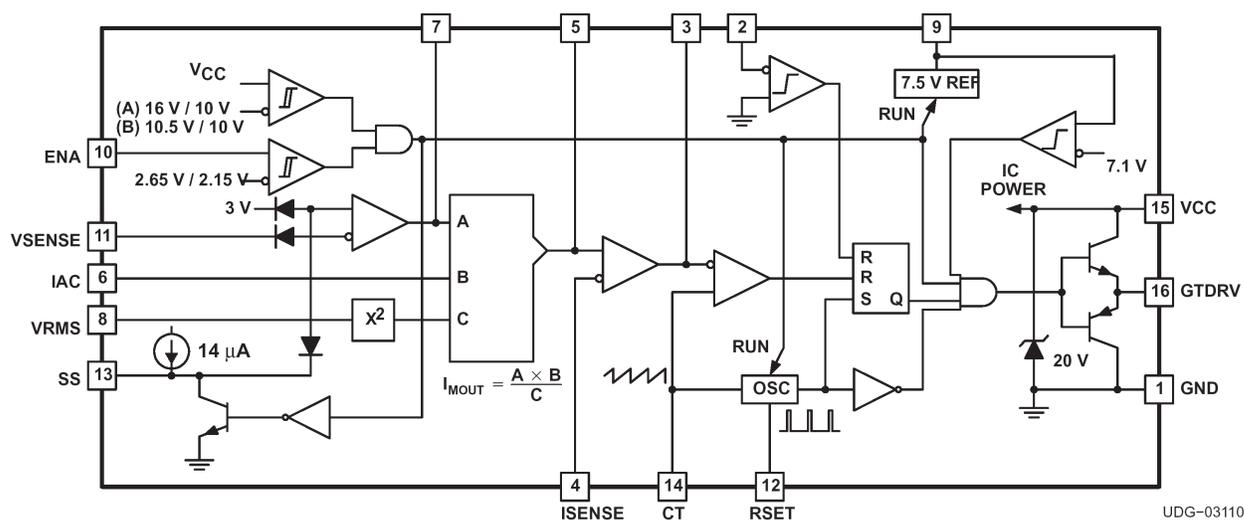


Figura – 4.7 - Esquema Interno do CI UC-3854 AN.

4.4.6 - Funções dos terminais do Circuito Integrado UC-3854 AN

A descrição das funções dos terminais do CI UC-3854 AN será apresentada com base na figura 4.7. Todos os valores dados são típicos, a menos que indicados de outro modo. Também, os símbolos dos componentes usados nesta seção correspondem aos da figura mencionada.

1) V_{CC} (alimentação), Terminal 15: O valor da tensão de alimentação recomendada para este CI está entre 18V e 30V. Para o dispositivo ser habilitado, V_{CC} mínimo deverá ser 16V e o terminal 10 (Enable) deverá estar habilitado com nível alto (V_{CC}).

2) ENA, Terminal 10: Se a entrada ENABLE está em nível baixo menor que 2,65V, o UC-3854 AN permanecerá inativo, mesmo se V_{CC} estiver acima de 16V.

3) R_{set} , Terminal 12: O valor de R_{set} determina o valor máximo da corrente de referência que o multiplicador pode fornecer, e conseqüentemente, da corrente de linha. A corrente de saída do multiplicador será designada por I_m .

$$I_m(\max) = -\frac{3,75}{R_{set}} \text{ (Ampères)} \quad (4.4)$$

O sinal negativo indica que a corrente flui para fora do terminal 5. Se o resistor R_2 é colocado entre o terminal 5 e o sensor de corrente, R_S , o pico da corrente de entrada será limitado por:

$$I_i(\max) = \frac{3,75 \cdot R_1}{R_{set} \cdot R_S} \text{ (ampères)} \quad (4.5)$$

4) C_t , Terminal 14: O capacitor C_t , juntamente com o resistor R_{set} , determinam a frequência de chaveamento.

$$f_s = \frac{1,25}{C_t \cdot R_{set}} \text{ (Hz)} \quad (4.6)$$

A frequência máxima não deve exceder 200kHz.

5) REF, Terminal 9: O CI UC-3854 AN, quando habilitado, fornece uma tensão regulada de 3,0 volts no terminal 9, com corrente limitada em 30mA.

6) GT DRV, Terminal 16: Esta saída pode alimentar o “gate” de um MOSFET de potência, com um pico de corrente instantânea de 1A, permitindo tempo de chaveamento menor que 100ns. O pico de tensão na saída deste terminal é limitado internamente em 16V.

O pico de corrente é limitado por um resistor de 10Ω , que deve inserido em série com o “gate” do MOSFET.

7) I SENSE (Sensor de Corrente), Terminais 3,4 e 5: A tensão através do sensor de corrente, R_s , é amplificada nos terminais 4 e 5, que são os terminais de entrada do amplificador de corrente.

Os componentes de realimentação requeridos entre os terminais 3 e 5 são mostrados na figura 4.8a. A resposta deste amplificador é mostrada na figura 4.8b, com os pontos críticos marcados.

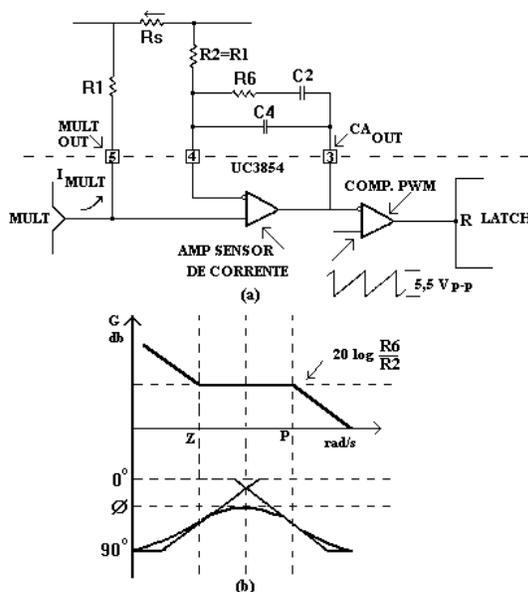


Figura 4.8 - (a)Circuito Sensor de Corrente. (b) Diagrama de Módulo e Fase.

Observa-se que a resposta em fase desvia de 90° nas vizinhanças do zero, atingindo um valor de somente 35° quando os dois pontos de quebra são separados por um fator de 10. Isto é importante quando houver a combinação deste amplificador com o estágio de potência em um laço fechado, porque o conversor Boost introduz um atraso de fase adicional de 90° graus.

$$P = 10.Z \quad (4.7)$$

A figura 4.8b, mostra o polo (P) e o zero (Z) da resposta em frequência, os quais são dados por:

$$Z = \frac{1}{R6.C2} \text{rad / s} \quad (4.8)$$

$$P = \frac{1}{R6.C} \text{rad / s} \quad (4.9)$$

Onde:

$$C = \frac{C2.C4}{C2 + C4} \quad (4.10)$$

8) MULTIPLICADOR e QUADRADOR. Terminais 5,6,7 e 8: Nestes blocos calcula-se a quantidade Im:

$$I_m = \frac{K_m (V_a - 1) I_{ac}}{V_{rms}^2} \text{ (ampères)} \quad (4.11)$$

Onde:

- I_m é a corrente de saída do multiplicador intrínseco (IMULTOUT);
- K_m é a constante de multiplicação;
- V_a é a tensão de saída do amplificador;
- I_{ac} é a corrente do terminal 6;
- V_{rms} é a tensão no terminal 8.

A tensão VAOUT (terminal 7) controla diretamente a potência. A faixa de controle é de 1V (potência zero) até 5,6V (máxima potência). Escolhendo-se o valor 5V para corresponder ao máximo de potência exigida em um dado projeto, ter-se-á uma margem suficiente, acima daquele valor, antes que ocorra a limitação.

Pode-se, então selecionar valores para V_{ac} e V_{rms} tais que, em baixa tensão de linha e carga total, a tensão V_a seja 5V.

A constante multiplicadora K_m , é aproximadamente igual a -1. O sinal negativo indica que a corrente I_m flui para a saída do terminal 5. A tensão V_m que aparece no terminal 5 depende do valor de R_1 .

9) I_{ac} , terminal 6: Esta corrente fornece, para o **UC-3854 AN**, uma amostra retificada da forma de onda da tensão de alimentação, necessária para gerar a corrente de referência. Esta amostra é obtida através de um resistor de alto valor, R_8 . No antigo CI UC-3854 um resistor de compensação, R_{10} , é necessário do terminal 6 para o terminal 9, porém neste novo CI **UC-3854 AN** esse resistor de compensação não se faz mais necessário.

$$R_{10} = 0,25 \cdot R_8 \text{ ohms} \quad (4.12)$$

I_{ac} deverá estar na faixa de 0 a 1mA. Entretanto, para tensões de linha que podem ser tão altas quanto 275Vrms, o valor de R8 deverá ser no mínimo de 500k Ω .

10) VRMS, Terminal 8: A tensão no terminal, deverá ser um nível CC proporcional ao valor rms da tensão de linha. Um circuito para este objetivo é mostrado na figura.4.9. Este filtro de duplo-polo atenua as várias harmônicas presentes na tensão de rede, sem introduzir atraso excessivo na saída CC. Isto resulta em baixa distorção na tensão Vrms. A tensão aplicada ao terminal 8 será mantida entre os valores de 1V a 5V. Os valores obtidos devem satisfazer estas exigências para uma faixa de tensão de entrada de 75Vrms a 275Vrms.

A figura 4.9 mostra o circuito de determinação da tensão CC.

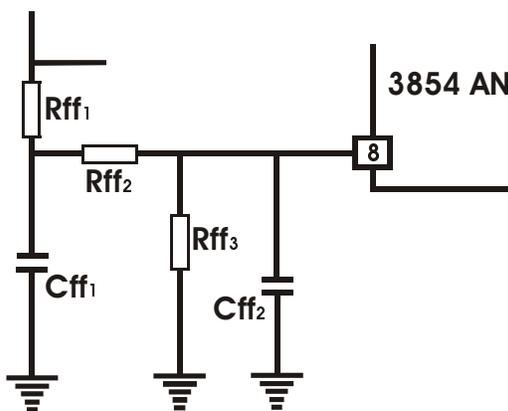


Figura 4.9 - Circuito para a obtenção da tensão CC no terminal 8.

A resposta em frequência para o circuito da figura 4.9 é mostrada na figura 4.10.

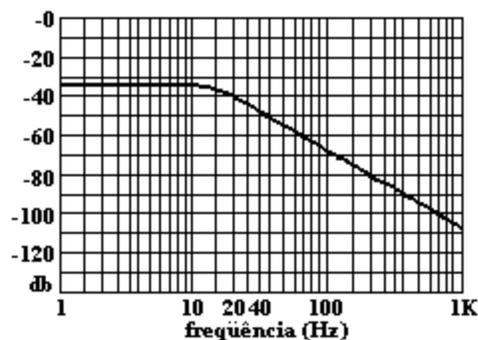


Figura 4.10 - Resposta em frequência do circuito para a obtenção da tensão CC.

11) VSENSE (Sensor de Tensão). Terminais 7 e 11: Exceto durante o “soft start”, a entrada não inversora, do amplificador de erro, é polarizada internamente em 3,0V. A corrente de polarização de entrada é de 50nA, o que possibilita o uso de resistores de altos valores, uma característica valiosa em vista da alta tensão envolvida.

A figura 4.11 mostra o amplificador operacional intrínseco do **UC-3854 AN** que faz a regulação da tensão de saída (terminal 7).

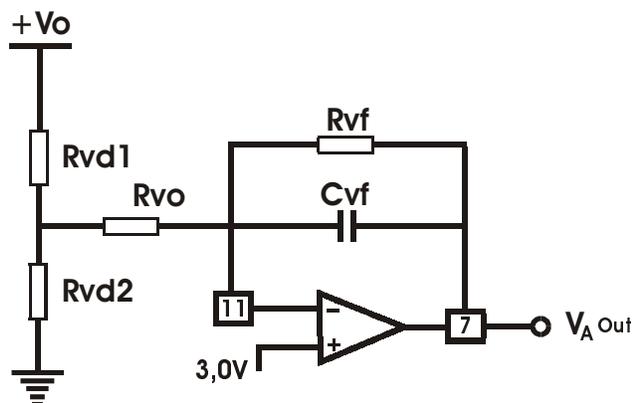


Figura 4.11 - Circuito intrínseco do UC-3854 AN para a regulação da tensão de saída.

A saída do amplificador operacional vai para o multiplicador intrínseco do **UC-3854 AN**. A tensão desta saída varia de 1 Volt, para valores mínimos de carga, até 5,6 Volts, para valores máximos. Os valores de C3 e R4 são determinados por:

$$R4.C3 = \frac{1}{2\pi.120.G_{120}} \quad (4.13)$$

Onde:

$$G_{120} = \frac{0,1}{v'_{or}} \quad (4.14)$$

A ondulação de tensão (v'_{or}), da tensão na saída do amplificador operacional, é dada por:

$$v'_{or} = \frac{v_{or}.7,5}{V_o} \quad (4.15)$$

Onde (v_{or}) é a ondulação da tensão de saída do conversor, dada por:

$$v_{or} = \frac{I_{omed}}{2\pi.120.C_o} \quad (4.16)$$

Onde: - I_{omed} é a corrente média de saída do conversor (Ampère);

- C_o é o valor da capacitância de saída do conversor (Farads).

A frequência de corte para o circuito da figura 4.11 é dada por:

$$f_C = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{P_o.V_{ref}}{V_o^2.V_d.C_o.R4.C3}} \quad (4.17)$$

Onde:

P_o - Potência de saída do conversor (Watts);

V_{ref} - Tensão de referência para o controle (Volts);

V_a - Faixa de variação da tensão de saída do amplificador operacional (Volts).

A resistência R_5 garante a estabilidade e é dada por:

$$R_5 = \frac{1}{2\pi \cdot f_C \cdot C_3} \quad (4.18)$$

12) PK LIM, Terminal 2: Este terminal tem por função controlar o valor máximo da corrente de entrada. Se a entrada (terminal 2) estiver com nível negativo, o comparador bloqueia instantaneamente os pulsos PWM.

Os componentes R_4 e R_5 , mostrados no esquema completo da figura 4.12, proporcionam um valor limite para o pico da corrente de entrada. O capacitor C_3 pode ser adicionado para filtrar ruídos. Os valores de R_4 e R_5 são dados por:

$$I_{PKLIM} = \frac{7,5 \cdot R_3}{R_4 \cdot R_5} \quad (4.19)$$

13) SS (Soft Start), terminal 13: Em um circuito Boost, a tensão de saída não pode ser menor que a tensão de pico da linha. Em tal sistema, a característica “soft-start” somente pode ser efetiva em uma faixa de tensão de saída acima daquele valor.

4.4.7 - Circuito de Geração dos pulsos para o Conversor BOOST

O circuito para geração dos pulsos para o pré-regulador BOOST, utilizando o UC-3854 AN, é mostrado na figura 4.12.

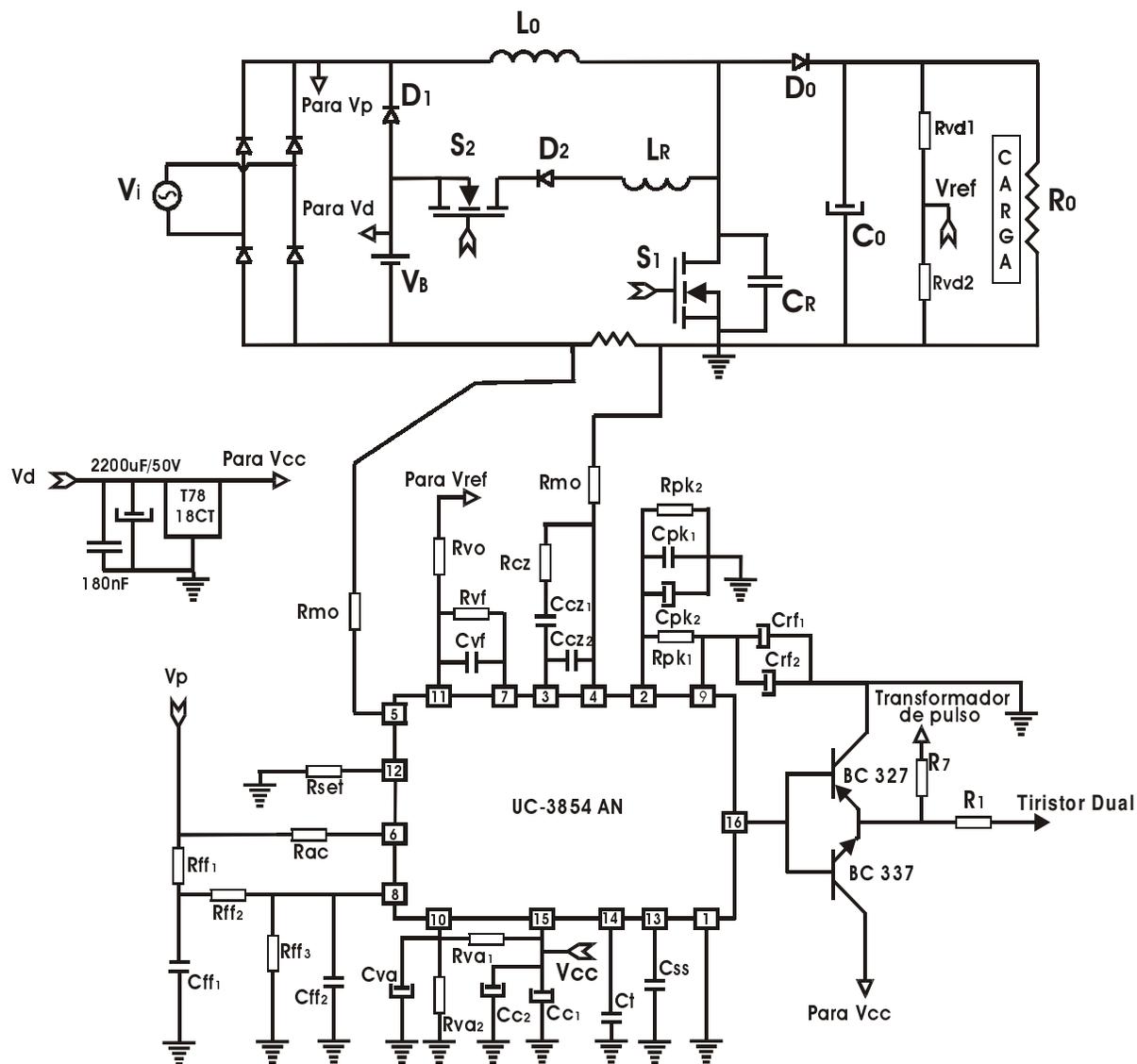


Figura 4.12 - Circuito de controle do conversor BOOST com o UC-3854 AN.

Para o funcionamento do transformador de pulso, utilizando o Circuito Integrado 4528, e do circuito de controle, utilizando o Circuito Integrado UC-3854-AN, que necessitam de 15Volts e 18Volts respectivamente, foi retirada a tensão de 24 Volts do banco de baterias de 60 Volts, que é composto de 5 baterias de 12 Volts cada uma.

4.5 - BLOCO DUAL

Como pode ser visto nas etapas de funcionamento, Capítulo 2, a chave auxiliar S_2 entra em condução antes da chave principal S_1 . O sinal de controle é aplicado simultaneamente a S_1 e S_2 através do CI. O circuito “tiristor dual” recebe o pulso, mas não o aplica ao “gate” da chave principal; pois está bloqueado, devido ao capacitor de ressonância estar carregado com tensão V_0 . Isto garante que a chave principal entre em condução somente quando a tensão no capacitor ressonante for nula, portanto, na forma “ZVS”.

A Figura 4.13 mostra o “tiristor dual” da chave principal S_1 .

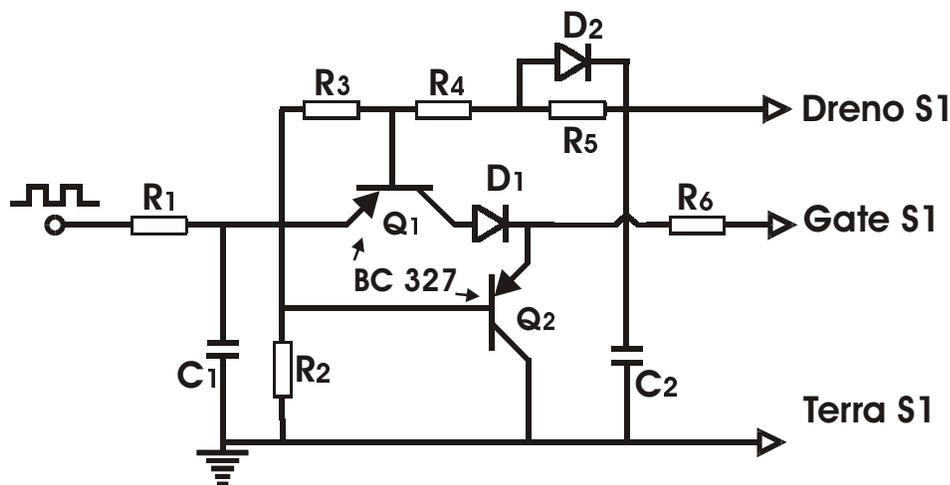


Figura 4.13 - Circuito do “Tiristor Dual” da Chave Principal S_1 .

O circuito contém, basicamente, dois transistores e dois diodos. Na Figura 4.13, o diodo emissor-base do transistor Q_1 está em série com o diodo D_1 . Estes diodos só entram em condução quando a tensão entre o emissor do transistor Q_1 e o “dreno” da chave principal S_1 for positiva, portanto, a tensão entre “dreno” e “source” deve ser menor que a tensão do pulso, para que a chave receba o sinal de controle no “gate”, isto garante que a chave entre em condução sob tensão nula (“ZVS”).

O transistor Q_1 conduzindo, aplica o pulso na chave principal através do diodo D_1 . Este diodo e o transistor Q_2 formam o circuito para descarregar as capacitâncias intrínsecas da chave.

4.6 - TRANSFORMADOR DE PULSO

Como a chave auxiliar S_2 não tem o "terra" comum com o circuito, foi necessário implementar um circuito auxiliar para isolar o pulso proveniente do Circuito Integrado UC-3854 AN. Foi então implementado um isolador de pulsos, utilizando um multivibrador monoestável, CD-4528-BC, como mostra a Figura 4.14.

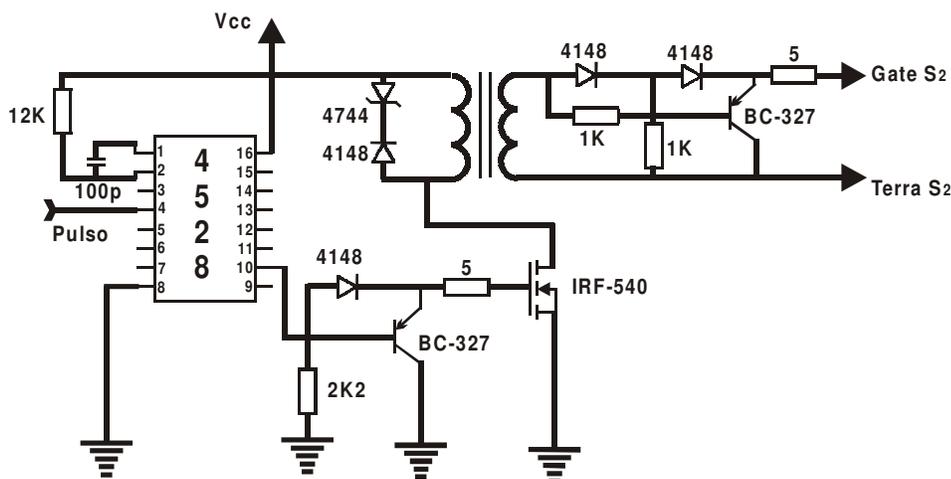


Figura 4.14 - Circuito do Transformador de Pulso.

4.7 - CONCLUSÃO

Neste capítulo mostrou-se o circuito de controle do UPS usando um conversor Boost. Fez-se um estudo sobre os CI's base para estes controles.

O CI UC-3854 AN foi utilizado para gerar os pulsos para o conversor Boost, atuando como pré-regulador e também na correção do fator de potência. Mostrou-se que este CI possui

inúmeras vantagens, como por exemplo, facilidade e simplicidade de implementação e reduzido número de componentes eletrônicos empregados em seu circuito.

Apresentaram-se as principais técnicas ativas de correção de fator de potência, bem como suas principais características.

CAPÍTULO V

CÁLCULO E PROJETO DO SISTEMA UPS PROPOSTO

5.1 - INTRODUÇÃO

A análise teórica do Sistema UPS utilizando o conversor Boost-SR-ZCS-ZVS-PWM foi desenvolvida nos capítulos anteriores. Na análise qualitativa, foram apresentadas as seqüências de funcionamento do conversor, enquanto na análise quantitativa foram desenvolvidos os equacionamentos dos esforços nos semicondutores que auxiliarão no dimensionamento dos semicondutores.

5.2 - ROTEIRO DE PROJETO

O procedimento de projeto do conversor será elaborado juntamente com um exemplo numérico, de acordo com determinados passos a serem seguidos.

5.2.1 - Passo 1: Especificação do projeto.

Os seguintes parâmetros são requeridos neste passo.

a) - Tensão de entrada alternada máxima ($V_{e_{max}}$).

$$V_{e_{max}} = 180V \text{ tensão de pico} \quad (5.1)$$

b) - Tensão de entrada alternada mínima ($V_{e_{min}}$).

$$V_{e_{\min}} = 100V \quad (5.2)$$

c) - Potência de saída do conversor (P_o).

$$P_o = 1000W \quad (5.3)$$

d) - Tensão de saída do conversor (V_o).

$$V_o = 300V \quad (5.4)$$

e) - Freqüência de chaveamento do conversor (f_s).

$$f_s = 100kHz \quad (5.5)$$

f) - Rendimento (η)

$$\eta = 0,95 \quad (5.6)$$

g) - Potência de Entrada (P_e)

$$P_e = \frac{P_o}{\eta} = 1052,6W \quad (5.7)$$

5.2.2 - Passo 2: Determinação da corrente de pico no indutor L_B do sistema UPS proposto.

As correntes no indutor Boost se caracterizam por uma forma senoidal retificada representada por uma componente de baixa freqüência que é o dobro da freqüência de rede, sobreposta a uma componente de alta freqüência (freqüência de chaveamento).

O valor de indutância deve ser encontrado em função da variação máxima de corrente, sendo este o pior caso, isto é, a tensão de entrada CA é mínima e a corrente de entrada máxima (potência de saída constante). Assim, o projeto pode ser realizado para um ciclo de chaveamento,

considerando-se o conversor Boost-SR-ZCS-ZVS-PWM como um conversor CC/CC, com tensão de entrada mínima de 100 V e tensão de saída de 300 V.

A variação de corrente recomendada é de 20% da corrente de pico [10], ou seja:

$$\Delta I_{INp(\max)} = 0,2 \cdot I_{INp} \quad (5.8)$$

A corrente de entrada eficaz é dada por:

$$I_e = \frac{P_e}{V_{e_{\min}}} = \frac{1052,6}{100} = 10,526 A \quad (5.9)$$

A corrente de entrada de pico do indutor de Boost do sistema UPS proposto é dada por:

$$I_{e_p} = I_e \cdot \sqrt{2} = 10,526 \sqrt{2} = 14,89 A \quad (5.10)$$

Substituindo-se o resultado de (5.10) em (5.8), obtém-se:

$$\Delta I_{e_{p\max}} = 2,98 A \quad (5.11)$$

A corrente de entrada máxima de pico é dada por:

$$I_{e_{p\max}} = I_{e_p} + \frac{\Delta I_{e_{p\max}}}{2} = 16,38 A \quad (5.12)$$

5.2.3 - Passo 3: Determinação do indutor L_b do UPS proposto.

Determinando a razão cíclica máxima

$$D = \frac{V_0 - V_{e(\max)}}{V_0} = \frac{300 - 180}{300} = 0,4 \quad (5.13)$$

$$D = 0,4$$

Cálculo da Indutância

Valor de ripple tolerável é da ordem de 20% da corrente de pico.

$$\Delta I = 10\% \cdot I_{e(pico)}$$

$$\Delta I = 0,1 \cdot 14,88 = 1,488$$

$$L_B = \frac{V_e \cdot D}{f_s \cdot \Delta I} = \frac{180 \cdot 0,4}{10^5 \cdot 1,488} = 483,9 \mu H \quad (5.14)$$

$$L_B \cong 484 \mu H$$

A energia armazenada no indutor L_B é dada pela seguinte relação. Resolvendo-se a equação em função dos valores de (5.12) e (5.2), obtém-se:

$$E = \frac{1}{2} L_B \cdot I_{inp\ max}^2 = 26,94 mJ \quad (5.15)$$

O tamanho do núcleo é dado pela seguinte equação [11]:

$$A_p = \left(\frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{K_\mu \cdot K_j \cdot B_{max}} \right)^z \quad (5.16)$$

Na qual:

$$z = \frac{1}{1-x} \quad (5.17)$$

Em [11] encontra-se a tabela 5.1 , que apresenta os tipos de núcleos.

Tabela 5.1–Tipos de núcleo.

NÚCLEO	K_j $20^\circ\text{C} < \Delta T < 60^\circ\text{C}$	x
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,14
RM	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
EC	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
PQ	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13

O núcleo escolhido foi do tipo EE cujos dados para $\Delta T \leq 30^\circ\text{C}$, são:

$$K_j = 397 \quad (5.18)$$

$$K_\mu = 0,4 \quad (5.19)$$

$$x = 0,12 \quad (5.20)$$

A densidade de fluxo não pode ser maior que a densidade de saturação do material. No caso do ferrite, a densidade de saturação é ($B_{\text{sat}} = 0,3\text{ T}$). Adota-se então:

$$B_{\text{max}} = 0,3T \quad (5.21)$$

Utilizando-se o valor dado por (5.20) em (5.17), obtém-se:

$$z = 1,136 \quad (5.22)$$

Substituindo-se os valores de (5.15), (5.18), (5.19) e (5.21) na equação (5.16), obtém-se:

$$A_p = 15,727\text{cm}^4 \quad (5.23)$$

A referência [11] também mostra a tabela 5.2 , que apresenta vários tamanhos de núcleos.

Tabela 5.2 – Tamanho do núcleo.

TIPO	TAMANHO	A_p (cm ⁴)	CEM (cm)	l_e (cm)	A_e (cm ²)	A_s (cm ²)
EE	20/10/5	0,48	3,8	4,29	0,312	28,6
	30/15/7	0,71	5,6	6,69	0,597	34,8
	30/15/14	1,43	6,7	6,69	1,2	43,2
	42/21/15	4,66	9,3	9,7	1,82	89,1
	42/21/20	6,14	10,5	9,7	2,4	97,5
	55/28/21	13,3	11,6	12,3	3,54	150
	65/33/26	57,2	15	14,7	10,6	312

O tamanho do núcleo a ser utilizado é o 65/33/26 que possui o valor de A_p , dado na tabela 5.2, imediatamente superior ao calculado. Os valores tabelados de A_p , l_e e A_e são, respectivamente:

$$A_p = 57,2\text{cm}^4 \quad (5.24)$$

$$A_e = 10,6\text{cm}^2 \quad (5.25)$$

$$l_e = 14,7\text{cm} \quad (5.26)$$

De acordo com [11], o fator de indutância (A_l) é dado por:

$$A_l = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} \quad (5.27)$$

Substituindo-se os valores de (5.15), (5.21) e (5.25) em (5.27), obtém-se:

$$A_l = 1876,84nH/esp^2 \quad (5.28)$$

Um núcleo sem entreferro, com um alto valor de A_l , proporcionará um valor elevado de indutância. Deste modo, é aconselhável a utilização de um entreferro de papel cuja espessura (l_g) é calculada de acordo com a referência [11].

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro (μ_e) é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l I_e}{\mu_o \cdot A_e} \quad (5.29)$$

Onde:

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} H / m \quad (5.30)$$

Utilizando-se os dados da tabela 5.1 e da tabela 5.2 do núcleo EE 65/33/26, bem como os valores de (5.28) e de (5.30) e, substituindo-se na equação (5.29), obtém-se:

$$\mu_e = 207,13 \quad (5.31)$$

O valor de l_g é dado por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \quad (5.32)$$

Substituindo-se o valor de (5.31) e (5.26) em (5.32), obtém-se:

$$l_g = 0,709mm \quad (5.33)$$

Utilizou-se entreferro de papel nos dois braços do núcleo EE, com uma espessura de 0,35 mm. O número de espiras é calculado na referência [11] através da seguinte equação:

$$N = \sqrt{\frac{L_b}{A_l}} \quad (5.34)$$

Substituindo-se (5.28) e (5.14) em (5.34), obtém-se:

$$N = 16,32 = 17 \text{ espiras} \quad (5.35)$$

O cálculo da seção transversal dos condutores é calculado de acordo com [11].

A densidade de corrente é dada por:

$$J = K_j \cdot A_p^{-x} \quad (5.36)$$

Substituindo-se os valores de (5.18), (5.20) e (5.24) em (5.36), obtém-se:

$$J = 244,28 \text{ A/cm}^2 \quad (5.37)$$

A área de cobre é dada por:

$$A_{cu} = \frac{I_{inef}}{J} \quad (5.38)$$

Substituindo-se os valores de (5.9) e (5.37) na equação (5.38), obtém-se:

$$A_{cu} = 0,0273 \text{ cm}^2 \quad (5.39)$$

Utilizando-se quatro fios 18 AWG em paralelo, pode-se obter aproximadamente o valor da área calculada. O indutor L_b do Boost-SR-ZCS-ZVS-PWM possui as seguintes características:

- Indutância – $L_b = 450\mu\text{H}$;
- Núcleo - EE 65/33/26;
- Número de Espiras - 17;
- Diâmetro do fio - quatro fios em paralelo de 18 AWG.

5.2.4 - Passo 4: Escolha do capacitor de saída

Valores típicos: de 1uF a 2uF por Watt

Δt =tempo mínimo (hold-up time), $34 \cdot 10^{-3}$, obtido no datasheet.

V_1 =tensão mínima do Capacitor de saída

$$C_o = \frac{2 \cdot P_{SAIDA} \cdot \Delta t}{V_o^2 - V_1^2} = \frac{2 \cdot 1000 \cdot 34 \cdot 10^{-3}}{300^2 - 127^2} = 920 \mu F$$

Foram usados 2 Capacitores de $470 \mu F$ e 400 Volts, associados em paralelo.

5.2.5 - Passo 5: Determinação da frequência de ressonância

Utilizando-se uma frequência de chaveamento igual a 100kHz para o conversor e considerando-se a seguinte relação de frequência:

$$\frac{f_s}{f_o} = 0,085 \quad (5.40)$$

Obtém-se uma frequência de ressonância de:

$$f_o = 1,176 MHz \quad (5.41)$$

5.2.6 - Passo 6: Determinação do Parâmetro α

O valor de α depende da escolha do projetista, sendo que devem ser observadas as características do conversor de modo a garantir a característica PWM e redução dos picos de corrente nas chaves. O valor adotado para α é:

$$\alpha = 0,81 \quad (5.42)$$

5.2.7 - Passo 7: Cálculo do capacitor e indutor ressonante (C_r e L_r)

As equações obtidas no capítulo três servirão para determinar os valores do capacitor e indutor ressonante.

Reescrevendo-se a equação (5.40), obtém-se:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = 2\pi f_o \quad (5.43)$$

Substituindo-se o valor da equação (5.41) em (5.43), obtém-se:

$$L_r C_r = 1,8316 \times 10^{-14} \quad (5.44)$$

Através do parâmetro α , obtém-se a seguinte relação para L_r e C_r :

$$\frac{L_r}{C_r} = \left(\frac{\alpha V_o}{I_e} \right)^2 \quad (5.45)$$

Substituindo-se (5.4), (5.9) e (5.42) em (5.45), obtém-se a segunda relação para L_r e C_r , dada por:

$$\frac{L_r}{C_r} = 532,9 \quad (5.46)$$

Solucionando-se o sistema de equações formado por (5.44) e (5.46), obtém-se os valores de L_r e C_r , dados por:

$$L_r = 3,12 \mu H \quad (5.47)$$

$$C_r = 5,6 nF \quad (5.48)$$

O capacitor de ressonância fica submetido a uma tensão de 300V. Então, para que se tenha uma margem de segurança, devido a transitórios que possam ocorrer, será especificado o seguinte capacitor:

- $C_r = 4,7 nF / 400V$

5.2.8 - Passo 8: Cálculo do indutor ressonante L_r

O indutor ressonante L_r possui um baixo valor de indutância, sendo possível projetá-lo com núcleo de ar. De acordo com [12] a equação para o cálculo do valor da indutância é dada por:

$$L_r = \frac{0,0788 \cdot d^2 \cdot N^2}{3 \cdot d + 9 \cdot l + 10 \cdot a} \quad (5.49)$$

Onde:

d - diâmetro do núcleo (cm);

N - número de espiras;

$$a = 2 \cdot c \cdot \phi; \quad (5.50)$$

$$l = \phi \cdot N = \text{comprimento do núcleo (cm)}; \quad (5.51)$$

c - número de camadas;

ϕ - diâmetro do fio (cm).

A máxima corrente que passa pelo indutor ressonante L_r é igual à soma das correntes ressonante e do indutor Boost, fornecida pela seguinte expressão:

$$I_{L_r \max} = I_{inef} + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_o = 17,49 A \quad (5.52)$$

A seção transversal do fio para o valor da corrente dado em (5.52) é 12 AWG, que possui um diâmetro igual a 0,205 cm.

Utilizando-se um cilindro de 2,54 cm de diâmetro para o enrolamento das espiras, tem-se que o diâmetro total da bobina é dado por:

$$d = 2,54 + 2 \cdot 0,205 = 2,95 \text{ cm} \quad (5.53)$$

Utilizando-se uma bobina de camada simples, isto é, $c = 1$ e substituindo-se os valores na equação (5.49), obtém-se:

$$2,5 = \frac{0,0788 \times (2,95)^2 \times N^2}{3 \times 2,95 + 9 \times 0,205N + 10 \times 2 \times 1 \times 0,205} \quad (5.54)$$

Solucionando-se a equação (5.54), obtém-se o número de espiras da bobina que é dada por:

$$N = 9 \text{ espiras} \quad (5.55)$$

O indutor L_r possui as seguintes características:

- Indutância - $L_r = 2,5 \mu H$;
- Comprimento do cilindro - $l = 1,845 \text{ cm}$;
- Número de Espiras = 9;
- Diâmetro do cilindro = $2,54 \text{ cm}$;
- Bitola do fio = 12 AWG.

5.2.9 - Passo 9: Dimensionamento dos semicondutores

As correntes médias e eficazes nos semicondutores serão determinadas através das equações do capítulo três, admitindo-se as seguintes considerações para o Boost-SR-ZCS-ZVS-PWM;

$$\alpha = 0,81 \quad (5.56)$$

$$D = 0,5 \quad (5.57)$$

$$I_e = 4,74A \quad (5.58)$$

5.2.9.1 - Chave S_1

$$I_{S_1med} = 1,08A \quad (5.59)$$

$$I_{S_1ef} = 1,15A \quad (5.60)$$

$$I_{S_1max} = 8,04A \quad (5.61)$$

$$V_{S_1 \max} = 300V \quad (5.62)$$

A chave escolhida para estas especificações é o MOSFET IRFP 460, de acordo com a referência [13].

O MOSFET escolhido possui as seguintes características:

$$\text{Corrente} = 20A (25^\circ C); 13A (100^\circ C) \quad (5.63)$$

$$\text{Tensão} = 500V \quad (5.64)$$

$$r_{DS(on)} = 0,27\Omega \quad (5.65)$$

5.2.9.2 - Chave S_2

$$I_{S_2 \text{ med}} = 0,18A \quad (5.66)$$

$$I_{S_2 \text{ ef}} = 0,38A \quad (5.67)$$

$$I_{S_2 \text{ max}} = 5,37A \quad (5.68)$$

$$V_{S_2 \text{ max}} = 240V \quad (5.69)$$

A chave escolhida para estas especificações é o MOSFET IRFP 460, de acordo com a referência [13].

O MOSFET escolhido possui as seguintes características:

$$\text{Corrente} = 20 A (25^\circ C); 13 A (100^\circ C) \quad (5.70)$$

$$\text{Tensão} = 500V \quad (5.71)$$

$$r_{DS(on)} = 0,27\Omega \quad (5.72)$$

5.2.9.3 - Diodos

O diodo escolhido foi o do tipo MUR1560 que, de acordo com [13], possui as seguintes características:

$$\text{Corrente} - 15A \quad (5.73)$$

$$\text{Tensão} - 600V \quad (5.74)$$

Observa-se que os parâmetros descritos dos semicondutores são consideravelmente superiores àqueles calculados. A escolha de tais dispositivos superdimensionados justifica-se pela indisponibilidade de outros semicondutores que permitissem atender as especificações obtidas através de exemplo de projeto. Desta forma, optou-se por utilizar o MOSFET IRFP 460 para a chave principal (S_1), e para a chave auxiliar (S_2) e o diodo MUR1560 para todos diodos.

5.3 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma seqüência para o projeto do sistema UPS utilizando o conversor Boost com a célula SR-ZCS-ZVS-PWM. Foi projetado um conversor com potência de 1000W, com tensão de entrada de 127VCA eficazes e tensão de saída de 300VCC eficazes e uma frequência de chaveamento de 100kHz.

Os elementos passivos são facilmente calculados através de fórmulas já definidas em outras referências, sendo também simples e objetivas.

CAPÍTULO VI

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL

6.1 - INTRODUÇÃO

A simulação das aplicações propostas tem por objetivo a confirmação dos resultados teóricos e facilitar a implementação dos protótipos. Foram feitas simulações para o sistema UPS proposto, para a tensão de saída de 300 VCC. Juntamente aos resultados de simulação, serão apresentados os resultados experimentais, obtidos do protótipo implementado em laboratório, visando a confirmação da teoria exposta anteriormente.

Uma vez executada a simulação e obtidos os resultados para análise, montou-se um protótipo experimental em laboratório, com o objetivo de reproduzir as condições de funcionamento desejadas e, assim, comprovar os princípios teóricos estabelecidos para a operação do sistema UPS proposto.

Os estudos teóricos, de simulação e a implementação prática justificam a viabilidade e aplicabilidade prática do conversor funcionando com comutação não dissipativa e, realizando a correção do fator de potência. Dessas simulações foram obtidas formas de onda dos elementos ressonantes, as comutações nas chaves principal (S_1), e auxiliar (S_2) e o plano de fase.

Serão apresentados alguns resultados experimentais e resultados de simulação, onde são observadas características de entrada e saída em condução das chaves, as principais formas de onda obtidas e ainda, uma análise do rendimento do UPS.

6.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

O UPS da Figura 6.1 foi simulado no programa PSpice, um simulador de circuitos. Os componentes utilizados na simulação são ideais. A mesma figura representa o protótipo implementado em laboratório. Os principais componentes e parâmetros da simulação são:

- Tensão de entrada: $V_e = 180 \cdot \text{sen}(\omega_{ac} \cdot t)$
- Tensão de Saída: $V_o = 300 \text{ V}$
- Tensão Fonte Auxiliar (baterias): $V_B = 60 \text{ V}$
- Potência de Saída: $P_o = 1000 \text{ W}$
- Frequência de Chaveamento: $f_S = 100 \text{ kHz}$
- Indutor “Boost” $L_B = 480 \text{ uH}$
- Indutor Ressonante $L_R = 7,5 \text{ }\mu\text{H}$
- Capacitor Ressonante: $C_R = 4,7 \text{ nF}$
- Capacitor de Filtro $C_0 = 940 \text{ }\mu\text{F}$
- Sensor de Corrente: $R_S = 0,1 \text{ }\Omega$
- Resistência de Carga: $R_0 = 90 \text{ }\Omega$

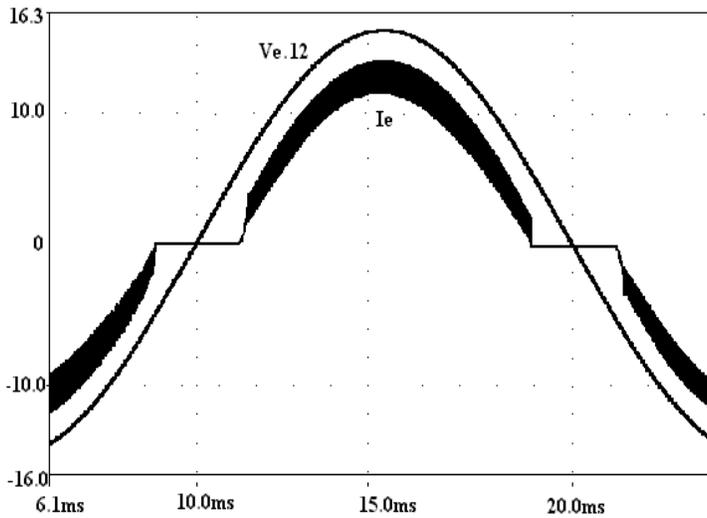
O circuito simulado e ensaiado está apresentado na Figura 6.1.

Isto deve-se ao fato de que a corrente de ressonância circula no sentido de carregar o conjunto de baterias, ou seja, o próprio circuito ressonante fornece energia para carregar o banco de baterias V_b . Desta forma comprovou-se que não é necessária a implementação de um circuito carregador de baterias dedicado, já que essa função é realizada pelo circuito ressonante.

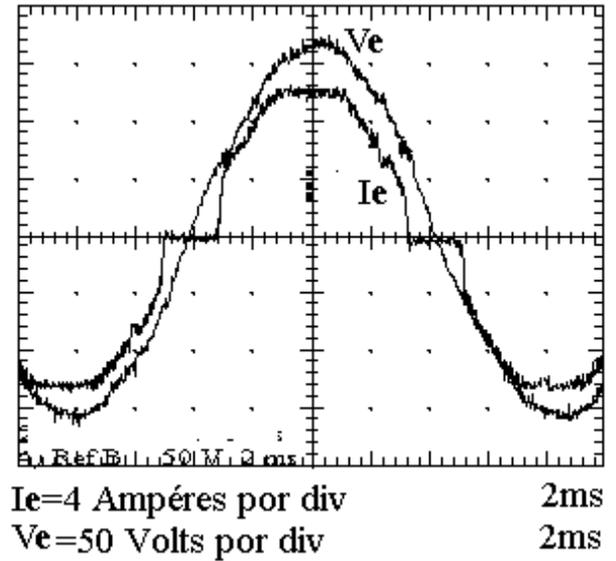
Através deste circuito, ficou comprovado o carregamento do banco de baterias, durante o período em que as mesmas não estão sendo utilizadas, rede CA presente, pois esse tipo de sistema é feito para operação em pequenos intervalos de tempos, o que não afetaria o carregamento das baterias.

A vantagem de não utilizar um circuito carregador de baterias dedicado é a maior das contribuições do sistema UPS proposto nesta dissertação.

A seguir serão mostradas as formas de onda obtidas através dos resultados de simulação no simulador PSpice, e as formas de ondas obtidas do protótipo implementado em laboratório, comprovando as vantagens do sistema UPS proposto apresentada nos capítulos anteriores, a figura 6.2 mostra a tensão e corrente de entrada do sistema UPS proposto.



a)



b)

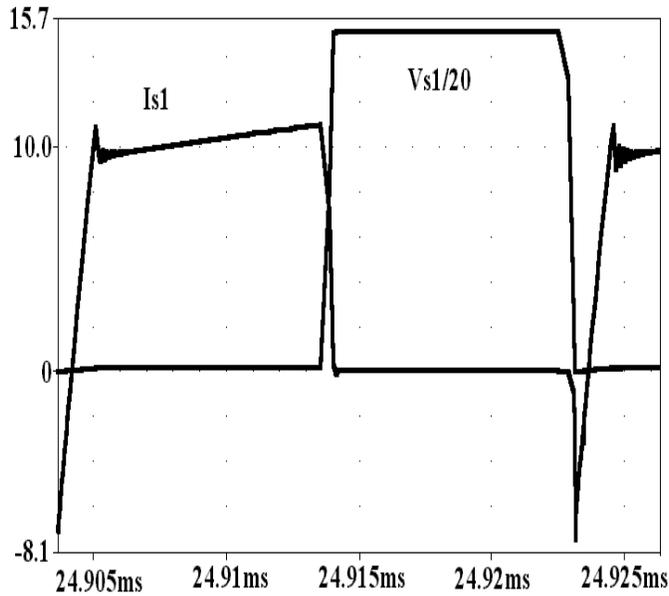
Figura 6.2 - Tensão e Corrente de Entrada

Simulado (a)

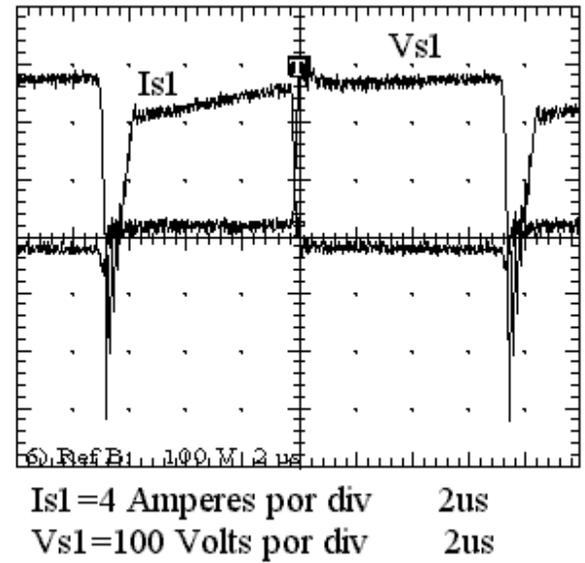
Protótipo (b)

Como pode ser observado na figura 6.2 a tensão de entrada é de 127 volts CA, com tensão de pico de $127\sqrt{2}$, cujo resultado é 180 volts aproximadamente, na figura (a) o valor da onda de tensão é multiplicado por doze. A corrente de entrada senoidal tem essa forma devido ao filtro de entrada LC composto por um capacitor de filtro e a indutância da rede, com uma passagem por zero, onde o intervalo de tempo em que ficará em zero é dependente do valor da tensão das baterias, nesse caso de 60 volts CC. O fato de que a onda de corrente do protótipo ter um patamar constante no seu valor máximo é devido a saturação da ponteira de corrente usada na medição

A figura 6.3 mostra a tensão obtida na chave principal (S_1) e sua respectiva corrente.



a)



b)

Figura 6.3 - Tensão e Corrente na chave Principal (S_1)

Simulado (a)

Protótipo (b)

Como pode ser visto na figura 6.3 as formas de onda de tensão, dividido por vinte na simulação figura (a), e corrente na chave principal comprovam a comutação suave na chave (S_1) que:

- entra e sai de condução com tensão nula, ZVS.

A figura 6.4 mostra a tensão e a corrente na chave Auxiliar (S_2) do UPS proposto.

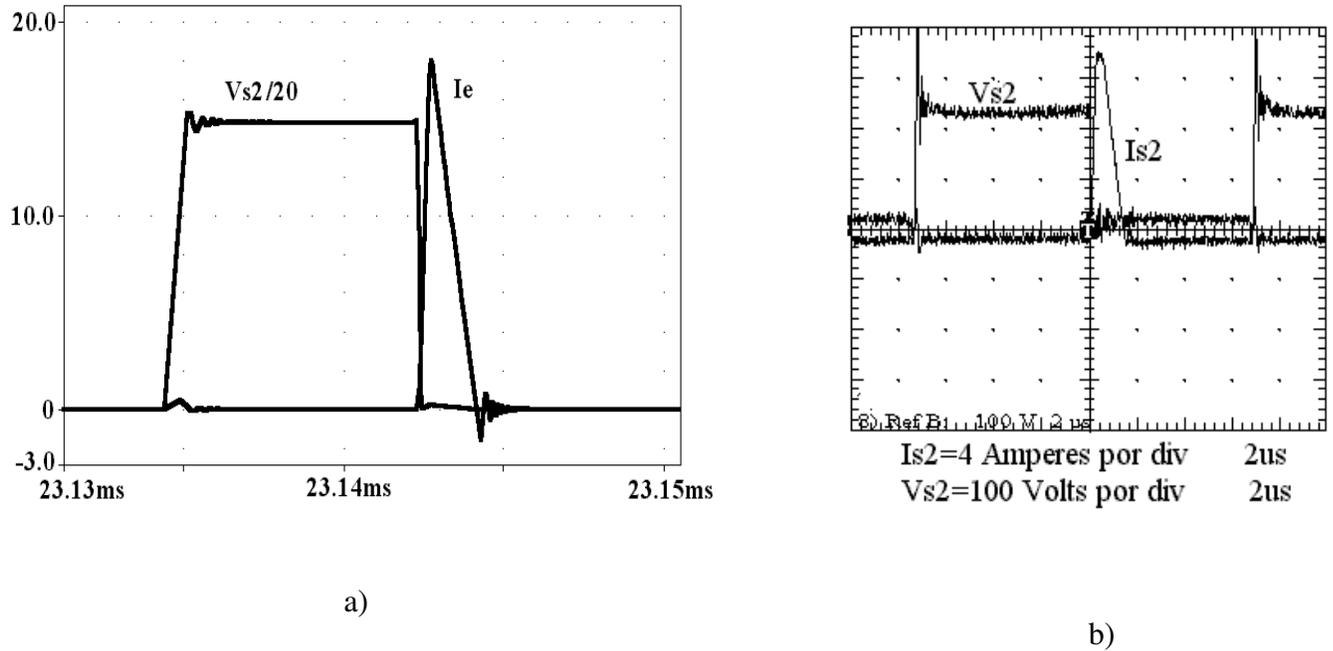


Figura 6.4 - Tensão e Corrente na chave Auxiliar (S_2),

Simulado (a)

Protótipo (b)

Na figura 6.4 pode ser observada a entrada em condução da chave auxiliar (S_2), com corrente nula, ZCS, e saída de condução com corrente e tensão nulas, ZCS e ZVS. Observando-se que a tensão na chave da simulação (a) é dividida por vinte.

A figura 6.5 mostra a tensão de saída do UPS proposto.

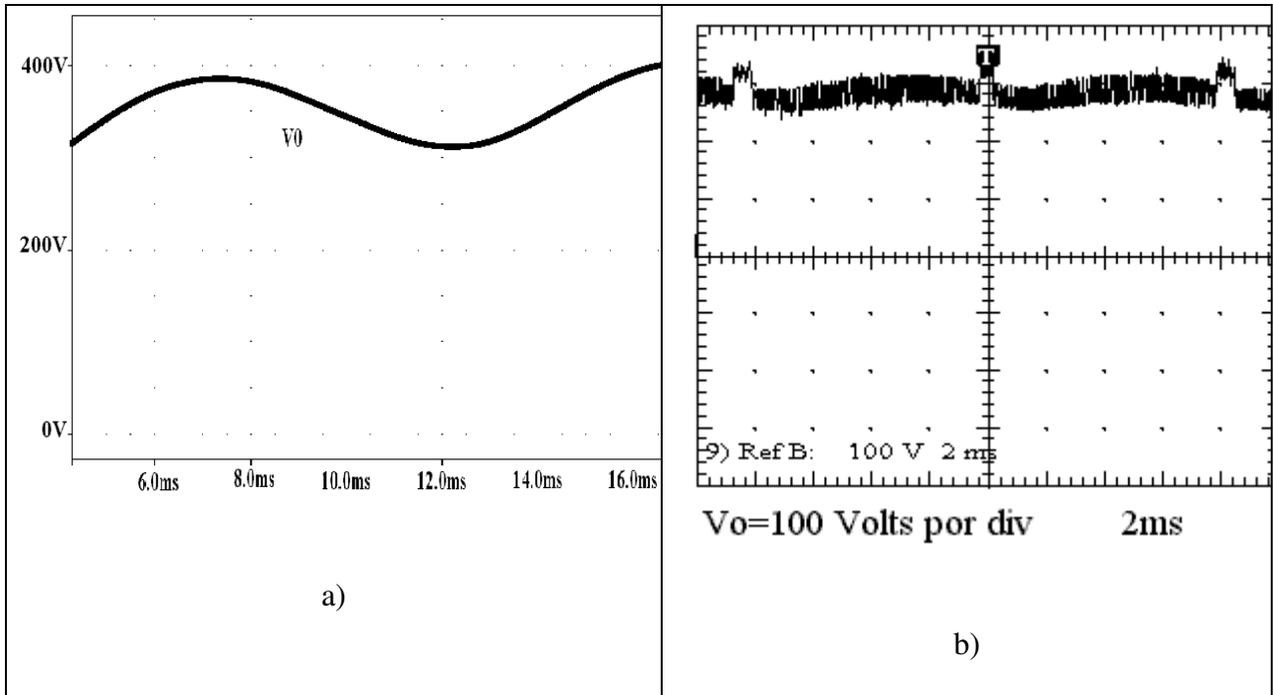


Figura 6.5 - Tensão de Saída

Simulado (a)

Protótipo (b)

A figura 6.6 mostra o conteúdo harmônico obtida através da corrente de entrada do sistema UPS proposto

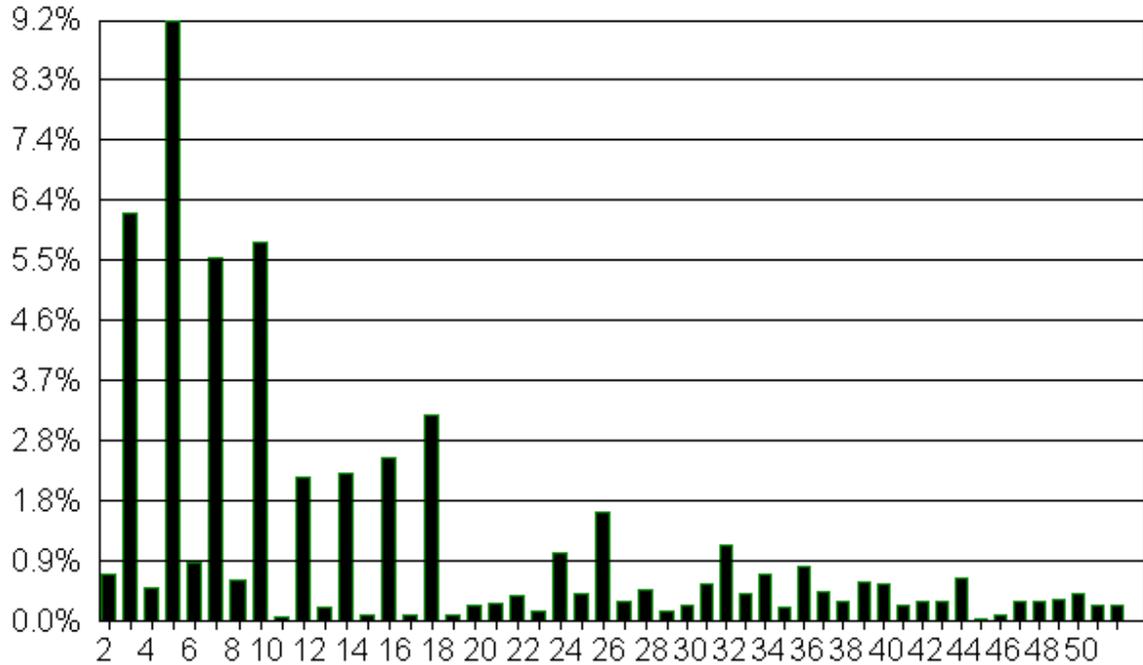


Figura 6.6 - Conteúdo harmônico da corrente de alimentação

Atualmente, novas normas e recomendações são apresentadas em todos os países, principalmente os chamados de primeiro mundo. Através de seus Conselhos de Eletricidade, estes vem estabelecendo modos de padronização e controle para a correção do fator de potência e limitações nas distorções harmônicas. No Brasil, estes procedimentos devem atender aos padrões da norma IEC1000-3-2 [14].

Com respeito às classes de equipamentos, conforme está indicado na Tabela 6.1, tem-se quatro classes:

Tabela 6.1 – Classe de equipamento segundo a norma IEC 1000-3-2

Classe	Descrição
A	<ul style="list-style-type: none"> Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; Acionadores de motores elétricos com correntes menores que 16A; Demais equipamentos não citados nas classes B, C e D seguintes.
B	<ul style="list-style-type: none"> Ferramentas portáteis.
C	<ul style="list-style-type: none"> Equipamentos de iluminação e dimmers.
D	<ul style="list-style-type: none"> Equipamentos que possuam uma corrente de entrada com a forma da corrente abaixo: <div data-bbox="737 905 1045 1079" style="text-align: center;"> <p>O gráfico mostra a forma de onda da corrente de entrada i em função do tempo t em radianos. O eixo vertical i/i_{pico} tem marcas em 0,35, 1 e i_{pico}. O eixo horizontal t (rad) tem marcas em 0, $\pi/3$, $\pi/2$ e π. A corrente é constante em 0,35 de $t=0$ a $t=\pi/3$, salta para 1 de $t=\pi/3$ a $t=\pi/2$, salta para 0,35 de $t=\pi/2$ a $t=\pi$. O período total é π radianos.</p> </div> <p>A corrente deve estar contida dentro deste envelope num intervalo de pelo menos 95% da duração do semiperíodo, o que significa que formas de onda com pequenos picos de corrente fora do envelope são consideradas dentro desta classe.</p> <p>A potência ativa de entrada deve ser inferior a 600 W, medida esta feita obedecendo às condições de ensaio estabelecidas na norma (que variam de acordo com o equipamento).</p>

A Tabela 6.2 apresenta os valores máximos para as harmônicas de corrente, com o equipamento em regime permanente.

Tabela 6.2 – Limites para Harmônicas de Corrente

Classe	A	B	C	D
Ordem do Harmônico	(ampères)	(ampères)	% da fundamental da corrente de entrada	mA / W
ÍMPARES				
3	2,30	3,45	30 x Fator de Potência	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
$15 \leq n \leq 39$	$2,25/n$	$3,375/n$	3	$3,85/n$
PARES				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,30	0,45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$1,84/n$	$2,76/n$	-	-

Para tensões menores é recomendável usar a expressão abaixo, a qual permite encontrar o novo valor dos limites de harmônicas [14]:

$$I_n(x) = I_n \frac{230}{V_x} \quad (6.1)$$

Onde:

I_n = Harmônica de ordem n definida na norma;

$I_n(x)$ = Harmônica calculada para a nova tensão V_x ;

V_x = Valor da tensão para a qual a harmônica está sendo calculada.

Tabela 6.3 – Norma IEC 1000-3-2 para equipamentos de classe A e seus valores percentuais.

Tensão da rede	220V – 240V	
Harmônica (n)	Corrente	Corrente relativa (%)
Ímpares	(16A)	
3	2,30	14,4
5	1,14	7,1
7	0,77	4,8
9	0,40	2,5
11	0,33	2,1
13	0,21	1,3
$15 \leq n \leq 39$	$2,25/n$	$14,1/n$
Pares		
2	1,08	6,8
4	0,43	2,7
6	0,30	1,9
$8 \leq n \leq 40$	$1,84/n$	$11,5/n$

Tabela 6.4 – Conteúdo Harmônico percentual da corrente de entrada do regulador Boost/Inversor.

Harmônico (n)	Valores medidos	Norma IEC 1000-3-2		
Ímpares	Corrente relativa a 4,3A (%)	Corrente relativa a 16A (%)		
		3	1,5	14,4
		5	3,6	7,1
		7	1,95	4,8
		9	1,10	2,5
		11	0,8	2,1
		13	0,55	1,3
		15	0,7	0,94
		Pares		
2	0,2			6,8
4	0,15			2,7
6	0,02			1,9
8	0,1			1,4
10	0,7			1,15
12	0,1			0,95
14	0,1			0,82
16	0,2			0,72

Neste trabalho, o regulador apresentado se enquadra dentro da classe A. A Tabela 6.3 fornece os valores de correntes admissíveis para equipamentos da classe A na Europa, para os

limites de 220V e 240V eficazes. Na terceira coluna tem-se os limites percentuais dos harmônicos relativos à corrente máxima, 16 ampéres.

Na tabela 6.4 vê-se o conteúdo harmônico percentual, relativo à componente fundamental da corrente de entrada do regulador Boost/Inversor. Tomou-se por base a Tabela 6.3, a qual traz os valores percentuais de corrente estabelecidos na norma IEC 1000-3-2. Após esta comparação de resultados percentuais, verifica-se que nem todos os percentuais de harmônicas atenderam a norma para a condição nominal de tensão e potência, devido ao fato de que se tem uma passagem por zero da corrente de entrada, no período em que a bateria assume essa corrente, observa-se devido a esse fato apenas os harmônicos de ordem ímpar não tem os seus valores de acordo com o valor tabelado.

6.3 - CONCLUSÃO

Neste capítulo fez-se a apresentação dos resultados de simulação e experimentais para o UPS proposto. Mostraram-se as formas de onda nos dispositivos semicondutores, indutores e capacitores para explicitar o princípio de funcionamento da estrutura.

As formas de onda entre projeto experimental e simulação têm poucas divergências, o rendimento e o fator de potência do UPS apresentaram-se elevados.

O projeto para a placa de potência, onde seriam consideradas as indutâncias de trilhas e filtros mais eficientes, levaria a condições de operação melhor que as exposta neste capítulo.

O conversor tem o ciclo ressonante bem inferior ao ciclo “PWM”, portanto, o conversor apresenta as características “PWM”.

A estratégia mostrou-se melhor no controle das potências mais altas, onde os sinais de controle têm níveis mais elevados, portanto, não sofre interferência dos ruídos continuamente.

O circuito de controle do UPS regulou a tensão de saída dentro de níveis aceitáveis. Obteve-se uma potência de saída de 1000W com um rendimento de 95,50%.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo de um sistema ininterrupto de energia, também conhecido como "no-break" ou UPS, que comparado aos outros sistemas, apresenta algumas vantagens importantes sobre as configurações já existentes, aplicado a um conversor "Boost" com comutação suave, este sistema opera em alta frequência e utiliza a estratégia de controle de corrente média através de um circuito integrado. A utilização de uma célula não dissipativa, através da ressonância, melhora o rendimento do conversor e possibilita o aumento de sua frequência, diminuindo assim as interferências eletromagnéticas EMI, e diminuindo também o indutor do conversor "Boost" pois como foi visto, este indutor é proporcional à frequência de chaveamento.

Na análise qualitativa foram apresentadas todas as etapas de funcionamento do sistema UPS proposto, onde se destaca a etapa ressonante, pois é nesta etapa que se pode comprovar a passagem de corrente pela bateria através da descarga do capacitor ressonante possibilitando assim um carregamento das mesmas quando em condições de rede AC presente, bem como suas formas de ondas mais relevantes, de tensão e corrente nas chaves, incluindo o plano de fases. Na análise quantitativa foram equacionados todos os intervalos de tempos já descritos bem como suas principais equações, para dois casos distintos, quando apenas as baterias alimentam o sistema, e quando o sistema é alimentado pela rede CA. Estes equacionamentos nos auxiliam no cálculo dos principais componentes, fornecendo subsídios para o projeto do sistema UPS e os limites para algumas grandezas, como é o caso da tensão auxiliar.

A técnica de controle de corrente utilizada se mostrou eficiente para os valores de tensão de entrada e para altas potências, sendo feito através do Circuito Integrado UC-

3854-AN, cuja configuração difere em alguns itens das suas versões mais antigas, porém não interferindo em seu desempenho, para fornecer o pulso de comando para as duas chaves, principal e auxiliar. Utilizou-se um bloco dual para produzir o atraso no pulso da chave principal, e um transformador de pulso, utilizando o Monoestável CD-4528-BC, a fim de isolar o pulso destinado à chave auxiliar, pois a mesma tem o seu terra diferente do terra do circuito. Uma extensão do banco de baterias foi usada para fornecer energia para estes dois circuitos auxiliares, pois o funcionamento do circuito integrado só é possível com uma tensão acima de 18 Volts, e para o monoestável necessita-se de uma tensão máxima de 15 Volts, como o banco de baterias é composto por cinco baterias de 12 Volts cada, foi feita uma extensão utilizando-se duas baterias, obtendo-se 24 Volts, e aplicada aos reguladores, como visto anteriormente.

Os resultados experimentais comprovam a viabilidade do sistema UPS, e sua fácil implementação, pois como pode ser observado, tanto nos resultados de simulação como nos resultados experimentais, as chaves: principal S_1 é comandada para fechar e abrir sob tensão nula, enquanto que a chave S_2 é comandada para fechar com corrente nula e para abrir com corrente e tensão nulas. Os valores acima do tabelado para as taxas de distorções harmônicas da corrente de entrada, são devido a passagem por zero da corrente de entrada no momento em que a bateria alimenta o circuito, nesse caso a tensão da bateria é de 60V.

Como sugestão para trabalhos futuros, sugere-se a implementação de um controle para um correto carregamento do banco de baterias, afim de não causar danos às mesmas, visto que, se as baterias ficarem por um longo período sem serem utilizadas, elas se descarregam, e por outro lado, se elas ficarem por um longo período carregando, também pode ocorrer danos por saturação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Wen-Jung Ho; Mu-Shen Lin; Wu-Shiung Feng; "A New Single-Phase On-Line UPS Structure Pre-Staged With PFC-and-Boost Converter", Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings, 1997 International Conference on, Volume: 1 ,26-29 May 1997 Pages:133 - 138 vol.1

- [2] Oliveira, Aloísio de, Oliveira; José C., Vilaça; Anderson L.A.; Filho, Anésio L.F. – “Uma Contribuição para a Quantificação e Qualificação da Distorção Harmônica” – COBEP 97, pp. 665-670

- [3] Barbi, I.; Bolacell, J.C.; Martins, D.C. and Libano, F.B. – “Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation” – IEEE Power Electronics Specialists Conference – 1989 Record, pp 873-881.

- [4] Lee, F.C. – “High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies” – Proceedings of the IEEE, Vol. 76, n ° 4, April 1988.

- [5] da Costa, A.V.; Treviso, C.H.G.; de Freitas, L.C.;"A new ZCS-ZVS-PWM boost converter with unity power factor operation", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual , 13-17 Feb. 1994, Pages:404 - 410 vol.1.

- [6] UNITRODE - Application Notes, Design Notes
- [7] - Pereira, A. A.; “ Conversor Forward Auto-Ressonante PWM Operando com Fator de Potência Unitário”, Dissertação de Mestrado, UFU, 1995.
- [8] - Toffano Jr., R.; “Conversor Boost SR-ZVS-ZCS-QRC-PWM Operando com Fator de Potência Unitário Utilizando a Estratégia de Controle “Bang-Bang””; Dissertação de Mestrado, UFU, 1997.
- [9] - Treviso, C. H. G.; “ Conversor Sepic Auto-Ressonante ZVS-ZCS-PWM Isolado com Fator de Potência Unitário”; Dissertação de Mestrado, UFU, 1994.
- [10] Texas Instruments, “UC3854 Advanced High-Power Factor Pre-regulator”, SLUS 329A-June 1998-Revised AUGUST 2003, pp 1-11.
- [11] C. S. Silva, “Power Factor Correction with the UC3854”, Unitrode Application Note.
- [12] – MELO, L. F. P. de, “Análise e Projeto de Fontes Chaveadas”. São Paulo-SP: 1a Edição, Editora Érica Ltda, 1996
- [13] da Silva, S. A. O.; “Retificadores Monofásicos Com Fator de Potência Unitário e Corrente de Entrada Senoidal Utilizando Conversores Quase-Ressonantes Chaveados Sob Corrente Nula”. Dissertação de Mestrado - Florianópolis- SC: Universidade Federal de Santa Catarina, 1989.

[14] HARRIS SEMICONDUCTOR; POWER MOSFETS; MELBURNE: Harris Corporations, 1992.

[15] - IEC 1000-3-2: Electromagnetic Compability (EMC) – Part 3: Limits – Section 2: Limits for Harmonic Current Emission (Equipment input current ≤ 16 A per phase). International Electrotechnical commision, First edition, 1995-03.