

ELOI AGOSTINI JUNIOR

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA
ESTRUTURA PARA A ALIMENTAÇÃO DE LEDs DE
POTÊNCIA COM O CONTROLE DA COR E DA
INTENSIDADE LUMINOSA**

FLORIANÓPOLIS

2008

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

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA
ESTRUTURA PARA A ALIMENTAÇÃO DE LEDs DE
POTÊNCIA COM O CONTROLE DA COR E DA
INTENSIDADE LUMINOSA

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
Como parte dos requisitos para a
Obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

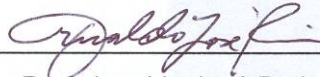
ELOI AGOSTINI JUNIOR

Florianópolis, maio de 2008.

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA ESTRUTURA PARA A ALIMENTAÇÃO DE LEDS DE POTÊNCIA COM O CONTROLE DA COR E DA INTENSIDADE LUMINOSA

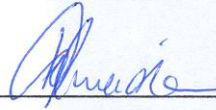
ELOI AGOSTINI JUNIOR

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



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

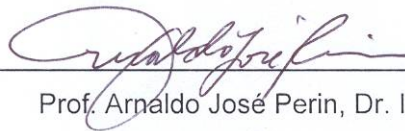
Orientador



Prof.ª Katia Campos de Almeida, Ph.D.

Coordenadora de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

A Deus.

A meus pais Eloi e Ilsa pelo amor e apoio incondicional

À minha irmã Arina sempre fiel e companheira.

À minha esposa Daniele, o grande amor da minha vida.

À memória de Ervino Alves de Liz.

*“Me orgulho em ser serrano,
pisador de geada fria,
domador de ventania,
parapeito pro minuano.
Sou gaitero veterano,
sapegador de pinhão,
no mundo que é meu galpão,
sou monarca soberano.”*

(Flory Weger, Jauro Ghelen e Glauber Vieira: *Serrano, Sim Senhor!*)

AGRADECIMENTOS

A Deus por tudo. Aos meus pais Eloi e Ilsa pelo apoio incondicional às minhas decisões. À minha irmã Arina pela amizade e companheirismo durante esses anos. À minha esposa Daniele que eu amo muito pela alegria e inspiração. Ao meu primo Vilmar Stimamiglio, pelo exemplo e a quem eu destino profunda admiração.

Ao povo da serra catarinense que preserva sua identidade e cultura, em especial aos conterrâneos lageanos. A todos que cultivam a tradição gaúcha dentro e fora do estado do Rio Grande do Sul.

Ao professor Arnaldo José Perin, pela orientação, amizade e por acreditar no meu trabalho.

Aos demais professores do Instituto de Eletrônica de Potência, pela contribuição à minha formação: Ivo Barbi, Enio Valmor Kassick, João C. Fagundes, Denizar C. Martins, Hari B. Mohr, Samir Ahmad Mussa.

Aos professores membros da banca Clóvis Antônio Petry e Enio Valmor Kassick, pelas contribuições ao estudo.

Aos colegas da turma de 2006 de mestrado do INEP Juliano Bedin, Gleyson Luiz Piazza, Márcio S. Ortmann e Diogo César Coelho, com os quais pude compartilhar bons momentos durante nossa convivência.

Aos demais pós-graduandos e ex-alunos do INEP, que juntamente com os já citados, justificam a existência do instituto.

A todos os funcionários do INEP essenciais ao bom funcionamento do instituto.

Ao povo brasileiro que através de seu trabalho, e por meio da CNPQ, financiou minha formação.

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

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA ESTRUTURA PARA A ALIMENTAÇÃO DE LEDs DE POTÊNCIA COM O CONTROLE DA COR E DA INTENSIDADE LUMINOSA

ELOI AGOSTINI JUNIOR

Maio/2008

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: LEDs de potência, RGB, meia-ponte assimétrico, comutação suave, conversor *buck*, controle por valores de pico de corrente, modelo de pequenos sinais.

Número de Páginas: 134.

RESUMO: Este trabalho apresenta o estudo e a implementação de um sistema para o controle da cor e da intensidade luminosa utilizando LEDs de potência, buscando aproveitar as principais características destes dispositivos. São propostos conversores *buck* operando como fontes de corrente controladas para a alimentação de três conjuntos de LEDs, nas cores vermelho, verde e azul. Um conversor cc-cc do tipo meia-ponte com comando assimétrico também é proposto com estágio intermediário entre um retificador e os *drivers*. É realizada tanto a análise estática quanto a dinâmica das diversas estruturas de potência, possibilitando o desenvolvimento de uma metodologia de projeto para as mesmas. A comutação do conversor cc-cc é estudada a fim de garantir a operação do conversor com comutação suave para qualquer ajuste de cor ou de intensidade luminosa. Também são apresentados os diversos circuitos auxiliares que compõem o sistema, incluindo uma interface que possibilite o controle do usuário.

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

STUDY AND IMPLEMENTATION OF A STRUCTURE FOR DRIVING POWER LEDs WITH COLOR AND LUMINOUS INTENSITY CONTROL

ELOI AGOSTINI JUNIOR

May/2008

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Power LEDs, RGB, asymmetrical half-bridge, soft-switching, buck converter, peak value current control, small-signal modeling.

Number of Pages: 134.

ABSTRACT: This work presents the study and the implementation of a system for color and luminous intensity control with power LEDs, taking advantage of the main characteristics of these devices. Buck converters are proposed as controlled current sources to drive three strings of LEDs, using Red, Green, and Blue colors. A dc-dc asymmetrical half-bridge converter is also proposed as an intermediary stage between a full-wave rectifier and the drivers. Static and dynamic analyses are made for the several power structures, allowing the development of a design procedure for them. The dc-dc converter commutation process is analyzed in order to guarantee soft-switching for the converter at any dimming level. Several auxiliary circuits are also presented, including a user interface solution for color and luminous intensity control.

SUMÁRIO

<i>ÍNDICE DE FIGURAS.....</i>	<i>xiii</i>
<i>ÍNDICE DE TABELAS.....</i>	<i>xvii</i>
<i>SIMBOLOGIAS E ABREVIATURAS</i>	<i>xviii</i>
<i>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO GERAL.....</i>	<i>1</i>
<i>CAPÍTULO 2 - INTRODUÇÃO À ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO.....</i>	<i>3</i>
2.1 TECNOLOGIAS VOLTADAS PARA A ILUMINAÇÃO ARTIFICIAL.....	3
2.1.1 – O Fogo.....	4
2.1.2 – A Incandescência.....	5
2.1.3 – A Fluorescência.....	6
2.1.4 – A Iluminação de Estado Sólido	6
2.2 BENEFÍCIOS DA UTILIZAÇÃO DA ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO	7
2.2.1 – Energia e Meio Ambiente.....	8
2.2.2 – Qualidade dos Sistemas de Iluminação	8
2.2.3 – Aplicações Militares.....	9
2.3 CONCEITOS DE RADIOMETRIA, FOTOMETRIA E COLORIMETRIA.....	9
2.3.1 - Radiometria.....	9
2.3.2 - Fotometria	10
2.3.3 – Colorimetria	13
2.4 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS DISPOSITIVOS DE ILUMINAÇÃO.....	17
2.4.1 – Eficácia Luminosa e Eficiência Luminosa	18
2.4.2 – Vida Útil.....	19
2.4.3 – Fluxo por Lâmpada	20
2.4.4 – Custo de Compra e Custo de Posse	20
<i>CAPÍTULO 3 - LEDs DE POTÊNCIA</i>	<i>22</i>
3.1 INTRODUÇÃO.....	22
3.2 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DOS LEDs.....	23
3.2.1 – Modelo Elétrico do LED	25
3.3 CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS DOS LEDs	26

3.3.1 – Medidas de Eficiência	26
3.3.2 – Cone de Escape de Luz	27
3.4 INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA DE JUNÇÃO NAS CARACTERÍSTICAS DOS LEDs.....	29
3.5 MÉTODOS DE VARIAÇÃO DA INTENSIDADE LUMINOSA	31
3.6 - CONCLUSÃO.....	32
<u>CAPÍTULO 4 - ARQUITETURA DO SISTEMA</u>	<u>33</u>
4.1 INTRODUÇÃO.....	33
4.2 DIAGRAMA DE BLOCOS.....	33
4.3 LEDs UTILIZADOS.....	34
4.3.1 – Luminária RGB	35
4.4 SINAIS PWM PARA O CONTROLE DA COR E DA INTENSIDADE LUMINOSA	36
4.5 RETIFICADOR DE ENTRADA	37
4.6 FONTE AUXILIAR.....	38
4.7 PROTEÇÃO EM CASO DE FALHA NOS LEDs	39
4.8 INTERFACE COM O USUÁRIO	40
4.8.1 – Interface Local	41
4.9 - CONCLUSÃO.....	42
<u>CAPÍTULO 5 - ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK.....</u>	<u>43</u>
5.1 INTRODUÇÃO.....	43
5.2 O CONVERSOR <i>BUCK</i> OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC)	43
5.2.1 - Etapas de Operação.....	44
5.2.2 - Formas de Onda Básicas - MCC.....	45
5.2.3 – Filtro de Saída	46
5.3 O CONVERSOR <i>BUCK</i> OPERANDO NOS MODOS DE CONDUÇÃO CRÍTICA (MCC_r) E DESCONTÍNUA (MCD)	47
5.3.1 – Formas de Onda Básicas - MCD.....	48
5.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA COMPLETA	49
5.5 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES EM MCC.....	51

5.5.1 – Esforços no interruptor S_b em MCC.....	51
5.5.2 – Esforços no diodo D_b em MCC.....	52
5.6 MODELAGEM DO CONVERSOR BUCK EM MCC	53
5.6.1 – Notação	54
5.6.2 – Equações que Determinam o Comportamento Dinâmico do Sistema.....	54
5.6.3 – Circuito Elétrico Equivalente	57
5.6.4 – Funções de Transferência.....	57
5.6.5 – Validação do Modelo	58
5.7 METODOLOGIA DE PROJETO.....	59
5.7.1 – Especificações do Projeto.....	59
5.7.2 Indutância L_b	60
5.7.3 – Capacitância C_b	60
5.7.4 – Semicondutores de Potência.....	61
5.7.5 – Lista de Componentes	61
5.8 CONTROLE POR VALORES DE PICO DE CORRENTE	62
5.8.1 – Circuito de Comando e Controle.....	62
5.8.2 – O Fenômeno da Instabilidade Sub-Harmônica.....	63
5.8.3 – Comportamento Dinâmico do Conversor Operando com Controle da Intensidade Luminosa dos LEDs.....	65
5.9 CONCLUSÃO	67
<u>CAPÍTULO 6 - ANÁLISE DO CONVERSOR HALF-BRIDGE PWM COM COMANDO ASSIMÉTRICO.....</u>	<u>69</u>
6.1 INTRODUÇÃO.....	69
6.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	70
6.2.1 - 1ª Etapa ($t_0 - t_1$).....	70
6.2.2 - 2ª Etapa ($t_1 - t_2$).....	71
6.2.3 - 3ª Etapa ($t_2 - t_3$).....	73
6.2.4 - 4ª Etapa ($t_3 - t_4$).....	74
6.2.5 - 5ª Etapa ($t_4 - t_5$).....	76
6.2.6 - 6ª Etapa ($t_5 - t_6$).....	78
6.2.7 - 7ª Etapa ($t_6 - t_7$):.....	79
6.2.8 - 8ª Etapa ($t_7 - t_8$):.....	80
6.3 FORMAS DE ONDA	82
6.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	83
6.5 ANÁLISE DA CORRENTE NA INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO	85

6.5.1 – Valor médio.....	86
6.5.2 – Valores de I_{Lm1} e I_{Lm2}	87
6.6 ANÁLISE DA TENSÃO DOS CAPACITORES C_{b1} E C_{b2}.....	89
6.7 ESTUDO DA COMUTAÇÃO	92
6.7.1 – Comutação Baseada na Energia Armazenada em L_d	92
6.7.2 – Comutação Baseada no Valor da Corrente i_{Lm} no Final das Etapas 1 e 5	94
6.7.3 – Considerações Acerca das Duas Formas de Obtenção de Comutação Suave	95
6.8 FILTRO DE SAÍDA	95
6.9 METODOLOGIA DE PROJETO	98
6.9.1 – Especificações de Projeto.....	98
6.9.2 – Indutância de Magnetização L_m	98
6.9.3 Capacitores de Barramento C_{b1} e C_{b2}	98
6.9.4 – Indutor do Filtro de Saída L_o	99
6.9.5 – Capacitor do Filtro de Saída C_o	99
6.9.6 – Esforços nos Semicondutores de Potência	100
6.9.7 – Relação de Transformação n	100
6.10 MODELAGEM DO CONVERSOR.....	101
6.10.1 – Equacionamento	101
6.10.2 – Circuito Elétrico Equivalente	104
6.10.3 – Funções de Transferência	104
6.10.4 – Validação do Modelo	106
6.11 ESTRATÉGIA DE CONTROLE	107
6.11.1 – Diagrama de Blocos	107
6.11.2 – Função de Transferência de Laço Aberto do Sistema Não Compensado – $FTLA_{nc}(s)$	108
6.11.3 – Requisitos de Controle	109
6.11.4 – Estrutura do Controlador	110
6.11.5 – Função de Transferência de Laço Aberto do Sistema Compensado – $FTLA_c(s)$	112
6.12 CIRCUITO DE COMANDO	112
6.13 CONCLUSÃO	114
<u>CAPÍTULO 7 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS</u>	<u>115</u>
7.1 INTRODUÇÃO.....	115
7.2 ESQUEMAS DE SIMULAÇÃO.....	115
7.2.1 – Conversor <i>Buck</i> – PSIM.....	115
7.2.2 – Conversor ASHB-PWM – PSIM	116

7.2.3 – Conversor ASHB-PWM – OrCAD	116
7.3 RESULTADOS - CONVERTOR ASHB-PWM	117
7.3.1 – Comutação com Tensão de Entrada Mínima.....	117
7.3.2 – Comutação com Tensão Nominal de Entrada	119
7.3.3 – Comutação com Tensão de Entrada Máxima	120
7.3.4 – Comutação com 10% da Carga Nominal e Tensão Nominal	122
7.3.5 – Tensão de Saída.....	123
7.4 – Correntes nos Vetores de LEDs.....	124
7.4.1 – Vetor Vermelho.....	125
7.4.2 – Vetor Verde.....	126
7.4.3 – Vetor Azul.....	127
7.5 TENSÃO NA SAÍDA DO RETIFICADOR.....	127
7.6 CONCLUSÃO	129
<u>CAPÍTULO 8 - CONCLUSÃO GERAL</u>	<u>130</u>
<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	<u>132</u>

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 – O espectro eletromagnético [2].	4
Figura 2.2 – Funções de eficiência luminosa da visão escotópica [$V'(\lambda)$] e da visão fotópica [$V(\lambda)$].	11
Figura 2.3 – Gráficos das funções de representação de cores [7].	14
Figura 2.4 – Diagrama de cromaticidade (x,y) [1].	15
Figura 2.5 – Diagrama de cromaticidade baseado no sistema UCS.	16
Figura 2.6 – Detalhe das linhas de mesma temperatura correlata de cor no diagrama de cromaticidade (x,y) [3].	17
Figura 3.1 – Diagramas de bandas de energia para os casos de ausência polarização e polarização direta da junção p-n [9].	23
Figura 3.2 – Curvas ($I_D \times V_D$) típicas para alguns tipos de LEDs [9].	24
Figura 3.3 – Efeito das resistências paralela (<i>shunt</i>) e série na característica I-V dos LEDs [9].	25
Figura 3.4 – (a) – ângulo crítico Φ_c para a determinação do cone de escape; (b) – elemento infinitesimal de área; (c) – área da calota para um determinado ângulo Φ [9].	27
Figura 3.5 – Comportamento típico da tensão direta com relação à temperatura de junção em LEDs de potência [10].	29
Figura 3.6 – Influência típica da temperatura de junção no fluxo luminoso emitido por LEDs de potência nas cores vermelho, verde e azul [10].	30
Figura 3.7 – Deslocamentos de cromaticidade provocados por diferentes métodos de dimerização.	32
Figura 4.1 – Diagrama de blocos.	34
Figura 4.2 – LED Luxeon K2 da Lumileds [19].	34
Figura 4.3 – Característica IxV dos LEDs utilizados.	35
Figura 4.4 – Modelos elétricos para os LEDs vermelho (a), verde (b) e azul (c).	35
Figura 4.5 – Distribuição dos LEDs na luminária RGB.	36
Figura 4.6 – Sinais PWM para o controle da cor e da intensidade luminosa.	36
Figura 4.7 – Estrutura utilizada no retificador de entrada.	37
Figura 4.8 – Estrutura da fonte auxiliar.	38
Figura 4.9 – Circuito de proteção em caso de falha nos LEDs [21].	40

Figura 4.10 – Proteção em caso de falha incorporada em alguns LEDs.	40
Figura 4.11 – Esquemático do circuito de interface com o usuário utilizando botões.	41
Figura 4.12 - Esquemático do circuito de interface com o usuário utilizando entrada de nível CC.	42
Figura 5.1 – Estrutura do conversor <i>buck</i>	43
Figura 5.2 – Etapas de operação do conversor <i>buck</i> operando em MCC.	44
Figura 5.3 – Principais formas de onda do conversor <i>buck</i> operando no MCC.	46
Figura 5.4 – Etapas de operação do conversor <i>buck</i> operando em MCD.	47
Figura 5.5 – Principais formas de onda do conversor <i>buck</i> operando no MCD.	49
Figura 5.6 – Característica de saída completa do conversor <i>buck</i>	51
Figura 5.7 – Etapas de operação do conversor <i>buck</i> para a obtenção do modelo de pequenos sinais.	53
Figura 5.8 – Circuito elétrico equivalente do conversor <i>buck</i> para pequenos sinais.	57
Figura 5.9 – (a) Tensão de saída para um degrau de 5V de tensão de entrada. (b) Tensão de saída para um degrau de 0,02 de razão cíclica.	59
Figura 5.10 – Conversor buck com circuito de comando baseado no CI UC3843.	62
Figura 5.11 – Formas de onda para a análise da instabilidade sub-harmônica.	64
Figura 5.12 – Resposta dinâmica do conversor <i>buck</i> com controle da intensidade luminosa – vetor vermelho.	66
Figura 5.13 - Resposta dinâmica do conversor <i>buck</i> com controle da intensidade luminosa – vetor verde.	66
Figura 5.14 - Resposta dinâmica do conversor <i>buck</i> com controle da intensidade luminosa – vetor azul.	67
Figura 6.1 – Estrutura do conversor ASHB-PWM.	69
Figura 6.2 – Possíveis estados topológicos para a 1ª etapa de operação.	70
Figura 6.3 - Circuito elétrico equivalente para a 1ª etapa.	71
Figura 6.4 – Possíveis estados topológicos para a 2ª etapa de operação.	72
Figura 6.5 - Circuito elétrico equivalente para a 2ª etapa.	72
Figura 6.6 - 3ª Etapa de operação.	73
Figura 6.7 - Circuito elétrico equivalente para a 3ª etapa.	74
Figura 6.8 - 4ª Etapa de operação.	75
Figura 6.9 - Circuito elétrico equivalente para a 4ª etapa.	75
Figura 6.10 - Possíveis estados topológicos para a 5ª etapa de operação.	77

Figura 6.11 - Circuito elétrico equivalente para a 5ª etapa.....	77
Figura 6.12 - Possíveis estados topológicos para a 6ª etapa de operação.....	78
Figura 6.13 - Circuito elétrico equivalente para a 6ª etapa.....	78
Figura 6.14 - 7ª Etapa de operação.....	79
Figura 6.15 - Circuito elétrico equivalente para a 7ª etapa.....	80
Figura 6.16 - 8ª Etapa de operação.....	81
Figura 6.17 - Circuito elétrico equivalente para a 8ª etapa.....	81
Figura 6.18 – Formas de onda básicas.....	82
Figura 6.19 – Circuito equivalente para o levantamento da característica de saída do conversor.....	83
Figura 6.20 – Forma de onda de v_f	83
Figura 6.21 – Característica de saída do conversor meia-ponte PWM com comando assimétrico.....	85
Figura 6.22 – Forma de onda de $i_p(t)$	86
Figura 6.23 – Forma de onda da corrente em L_m	87
Figura 6.24 – Circuito equivalente do conversor com a associação paralela entre C_{b1} e C_{b2} representada pela capacitância equivalente C_{eq}	89
Figura 6.25 – Forma de onda aproximada da corrente $i_{C_{eq}}$	90
Figura 6.26 – Tensão na entrada do filtro V_f e corrente em L_o	96
Figura 6.27 – Etapas de operação simplificadas. (a) 1ª etapa; (b) 2ª etapa.....	102
Figura 6.28 – Circuito elétrico equivalente para pequenos sinais.....	104
Figura 6.29 – Comportamento da tensão de saída frente a um degrau de 10V na tensão de entrada.....	106
Figura 6.30 - Comportamento da tensão de saída frente a um degrau de 0,05 na razão-cíclica.....	107
Figura 6.31 – Diagrama de blocos.....	107
Figura 6.32 – Sensor de tensão.....	108
Figura 6.33 – Diagrama de bode de $FTLA_{nc}(s)$	109
Figura 6.34 – Estrutura do controlador.....	110
Figura 6.35 – Diagrama de bode de $C(s)$	111
Figura 6.36 – Diagrama de bode de $FTLA_c(s)$	112
Figura 6.37 – Circuito de comando.....	113
Figura 7.1 – Esquemático de simulação do conversor buck no programa PSIM.....	115

Figura 7.2 – Esquemático de simulação do conversor ASHB-PWM no programa PSIM.	116
Figura 7.3 – Esquemático de simulação do conversor ASHB-PWM no programa OrCAD.	117
Figura 7.4 – Comando e corrente em S_2 para a tensão mínima de entrada.	118
Figura 7.5 - Comando e corrente em S_1 para a tensão mínima de entrada.....	118
Figura 7.6 - Comando e corrente em S_2 para a tensão nominal de entrada.	119
Figura 7.7 - Comando e corrente em S_1 para a tensão nominal de entrada.	120
Figura 7.8 - Comando e corrente em S_2 para a tensão máxima de entrada.	121
Figura 7.9 - Comando e corrente em S_1 para a tensão máxima de entrada.	121
Figura 7.10 - Comando e corrente em S_2 para 10% da carga nominal e tensão nominal de entrada.....	122
Figura 7.11 - Comando e corrente em S_1 para 10% da carga nominal e tensão nominal de entrada.....	123
Figura 7.12 – Tensão de saída do conversor ASHB-PWM simulada.	124
Figura 7.13 – Tensão de saída do conversor ASHB-PWM experimental.	124
Figura 7.14 – Resultado de simulação da corrente no vetor contendo LEDs vermelhos..	125
Figura 7.15 - Resultado experimental da corrente no vetor contendo LEDs vermelhos...	125
Figura 7.16 - Resultado de simulação da corrente no vetor contendo LEDs verdes.....	126
Figura 7.17 - Resultado experimental da corrente no vetor contendo LEDs verdes.	126
Figura 7.18 - Resultado de simulação da corrente no vetor contendo LEDs azuis.	127
Figura 7.19 - Resultado experimental da corrente no vetor contendo LEDs azuis.	127
Figura 7.20 – Resultado de simulação da tensão na saída do retificador.	128
Figura 7.21 – Resultado experimental da tensão na saída do retificador.	128

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 4.1 – Códigos do fabricante referentes aos LEDs utilizados na implementação prática.	34
Tabela 4.2 – Especificações para o projeto da ponte retificadora.	37
Tabela 4.3 – Lista de componentes que compõem a fonte auxiliar.....	39
Tabela 5.1 – Características do conversor <i>buck</i> operando em MCC para a validação do modelo.	58
Tabela 5.2 – Especificações de projeto comuns aos três conversores <i>buck</i>	59
Tabela 5.3 – Esforços nos semicondutores de potência.	61
Tabela 5.4 – Valores dos componentes para o três conversores <i>buck</i>	61
Tabela 5.5 – Componentes que compõem o circuito de comando do conversor buck.	63
Tabela 6.1 – Especificações de projeto do conversor meia-ponte com comando assimétrico.	98
Tabela 6.2 – Esforços nos semicondutores de potência do conversor ASHB-PWM.....	100
Tabela 6.3 – Valores das resistências consideradas na modelagem.	105
Tabela 6.4 – Valores dos componentes que compõem o controlador.	111
Tabela 6.5 – Lista de componentes do circuito de comando.....	113

SIMBOLOGIAS E ABREVIATURAS

<i>Subíndices e Modificadores</i>		
Símbolo	Descrição	Unidade
méd	Refere-se ao valor médio da grandeza representada	(indefinida)
máx	Refere-se ao valor máximo da grandeza representada	(indefinida)
mín	Refere-se ao valor mínimo da grandeza representada	(indefinida)
ef	Refere-se ao valor eficaz da grandeza representada	(indefinida)
<i>Capítulo 2 – Introdução à Iluminação de Estado Sólido</i>		
Símbolo	Descrição	Unidade
λ	Comprimento de onda	nm
Q_e	Energia radiante	J
Φ_e	Fluxo radiante	W
I_e	Intensidade radiante	W/sr
SPD	Distribuição espectral de potência	W/nm
Φ_v	Fluxo luminoso	lm
I_v	Intensidade luminosa	cd
$I_{e\lambda}$	Densidade espectral de intensidade radiante	
L	Luminância	cd/m ²
E	Iluminância	lx
κ	Eficácia luminosa	Adimensional
η_e	Eficiência de radiação	Adimensional
P	Potência elétrica consumida pela fonte	W
η_v	Eficiência luminosa	Adimensional
<i>Capítulo 3 – LEDs de Potência</i>		
Símbolo	Descrição	Unidade
N_D	Densidade de doadores	Adimensional
N_A	Densidade de aceitadores	Adimensional
V_{dif}	Diferença de potencial da região de depleção	V
T_j	Temperatura da junção	K

e	Carga elementar	C
k	Constante de Boltzmann	J/K
n_i	Concentração intrínseca de portadores do semiconductor	m^{-3}
I_D	Corrente direta da junção	A
V_D	Tensão direta da junção	V
I_s	Corrente de saturação	A
A	Área	m^2
$D_{p,n}$	Constante de difusão dos elétrons e das lacunas	m^2/s
$\tau_{p,n}$	Tempo de vida dos portadores minoritários de elétrons e de lacunas	s
R_p	Resistência paralela equivalente da junção	Ω
R_s	Resistência série equivalente da junção	Ω
η_{int}	Eficiência quântica interna	Adimensional
P_{int}	Potência com a qual uma região ativa emite fótons	W
h	Constante de Planck	J.s
$\eta_{extração}$	Eficiência de extração	Adimensional
P_{LED}	Potência consumida pelo LED	W
η_{ext}	Eficiência quântica externa	Adimensional
$\eta_{potência}$	Eficiência de potência	Adimensional
A_{escape}	Área resultante da seção em forma de calota	m^2
P_{escape}	Potência com a qual o LED emite radiação luminosa	W
P_{fonte}	Potência elétrica entregue pela fonte	W
Φ_i	Ângulo de incidência	rad
Φ_r	Ângulo de refração	rad
Φ_c	Ângulo crítico	rad
\bar{n}_s	Índice de refração do semiconductor	Adimensional
\bar{n}_{ar}	Índice de refração do ar	Adimensional
E_g	Energia da banda proibida do semiconductor	J
Capítulo 4 – Arquitetura do Sistema		
Símbolo	Descrição	Unidade
C_{ret}	Capacitor na saída do retificador	F

I_{Dpr}	Corrente nos diodos do retificador	A
t_c	Tempo de condução dos diodos do retificador	s
I_p	Valor de pico da corrente do retificador	A
Capítulo 5 – Análise do Conversor Buck		
Símbolo	Descrição	Unidade
V_{in}	Tensão de entrada	V
L_b	Indutância do conversor <i>buck</i>	H
C_b	Capacitância do conversor <i>buck</i>	F
V_o	Tensão de saída	V
i_{Lb}	Corrente em L_b	A
I_M	Valor máximo da corrente em L_b	A
I_m	Valor mínimo da corrente em L_b	A
D	Razão-cíclica	Adimensional
T_s	Período de comutação	s
f_s	Frequência de comutação	Hz
Δi_{Lb}	Ondulação presente na corrente em L_b	A
D^*	Razão-cíclica onde ocorre a máxima ondulação na corrente em L_b	Adimensional
I_p	Valor de pico da corrente em L_b para o modo de condução descontínua	A
Δt_a	Tempo necessário para a descarga de L_b	s
I_o	Corrente de saída	A
\bar{I}_o	Corrente de saída parametrizada	Adimensional
q	Ganho estático do conversor	Adimensional
V_{Sb}	Tensão no interruptor S_b	V
I_{Sb}	Corrente no interruptor S_b	A
V_{Db}	Tensão reversa no diodo D_b	V
I_{Db}	Corrente direta no diodo D_b	A
i_{in}	Corrente de entrada	A
G_{vv_buck}	Função de transferência que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada	Adimensional

G_{vd_buck}	Função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão-cíclica	V
V_{LED}	Tensão direta equivalente dos LEDs alimentados pelo conversor <i>buck</i>	V
R_{LED}	Resistência série equivalente dos LEDs alimentados pelo conversor <i>buck</i>	Ω
f_{dim}	Frequência da modulação PWM para o controle da cor e da intensidade luminosa	Hz
I_{p1}	Valor máximo da corrente em L_b para a análise da instabilidade sub-harmônica	A
I_{p2}	Valor no final do k-ésimo período de comutação da corrente em L_b para a análise da instabilidade sub-harmônica	A
Δt_k	Intervalo de tempo entre a corrente atual e a corrente de regime em L_b no k-ésimo período de comutação	s
Δt_{k+1}	Intervalo de tempo entre a corrente atual e a corrente de regime em L_b no período de comutação k+1	s
i_{LED}	Corrente direta nos LEDs do modelo utilizado como carga do conversor <i>buck</i>	A
G_{id}	Função de transferência que relaciona a corrente nos LEDs com a razão-cíclica	A

Capítulo 6 – Análise do Conversor Half-Bridge PWM com Comando Assimétrico

Símbolo	Descrição	Unidade
V_{in}	Tensão de entrada	V
C_{b1}	Capacitor superior do barramento	F
C_{b2}	Capacitor inferior do barramento	F
C_1	Capacitor paralelo do interruptor superior	F
C_2	Capacitor paralelo do interruptor inferior	F
L_d	Indutância série do conversor ASHB-PWM	H
L_m	Indutância magnetização do transformador de potência do conversor ASHB-PWM	H

L_o	Indutância do filtro de saída	H
C_o	Capacitância do filtro de saída	H
N_p	Numero de espiras do primário do transformador	Adimensional
N_s	Numero de espiras dos secundários do transformador	Adimensional
V_o	Tensão de saída	V
D	Razão-cíclica	Adimensional
I_{Lm1}	Valor do ponto de máximo da corrente em L_m	A
I_{Lm2}	Valor do ponto de mínimo da corrente em L_m	A
I_o	Corrente de saída	A
I_o'	Corrente de saída refletida ao primário do transformador	A
i_{Lm}	Corrente em L_m	A
Δt_i	Duração da i -ésima etapa de operação	s
v_{Lm}	Tensão em L_m	V
v_{C1}	Tensão em C_1	V
v_{C2}	Tensão em C_2	V
i_{L_o}	Corrente em L_o	A
v_{C_o}	Tensão em C_o	V
\bar{V}_{in}	Tensão de entrada parametrizada	V
T_s	Período de comutação	S
f_s	Frequência de comutação	Hz
\bar{I}_o'	Corrente de saída refletida ao primário do transformador parametrizada	Adimensional
q	Ganho estático do conversor ASHB-PWM	Adimensional
I_p	Corrente no primário do transformador	A
Δi_{Lm}	Ondulação presente na corrente em L_m	A
C_{eq}	Capacitância equivalente do barramento	F
i_{Ceq}	Corrente na capacitância equivalente do barramento	A
ω_s	Frequência angular de comutação	rad/s
D^*	Razão-cíclica para qual ocorre a máxima ondulação na tensão em C_{eq}	Adimensional
I_{Ld}	Corrente em L_d	A

$I_{L_d_crítico}$	Valor crítico de corrente em L_d	A
$L_{m_método1}$	Valor de L_m obtido através da análise do processo de comutação baseado na energia armazenada em L_d	H
$L_{m_método2}$	Valor de L_m obtido através da análise do processo de comutação baseado nos valores instantâneos de corrente em L_m	H
Δi_{L_o}	Ondulação presente na corrente em L_o	A
$D_{crítica}$	Razão-cíclica para a qual a ondulação de corrente em L_o é máxima	Adimensional
i_{in}	Corrente de entrada	A
G_{vv}	Função de transferência que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada	Adimensional
G_{vd}	Função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão-cíclica	V
δ	Denominador das funções de transferência	Adimensional
S_v	Função de transferência do sensor de tensão	Adimensional
PWM	Função de transferência do modulador PWM	1/V
C	Função de transferência do controlador	Adimensional
$FTLA_{nc}$	Função de transferência de laço aberto do sistema não compensado	Adimensional
$FTLA_c$	Função de transferência de laço aberto do sistema compensado	Adimensional
Z_f	Impedância do circuito de realimentação do controlador	Ω
V_{ref}	Tensão de referência do modulador PWM	V
ε	Sinal de erro para o compensador	V

Abreviatura	Significado
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
CC	Corrente Contínua
EV	Espectro Visível
SI	Sistema Internacional
RGB	<i>Red, Green and Blue</i>
UCS	<i>Uniform Chromaticity Scale</i>
IRC	Índice de Reprodução de Cor

SPD	<i>Spectral Power Distribution</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCr	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
ASHB	<i>Asymmetrical Half-Bridge</i>
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente, boa parte da energia produzida mundialmente é destinada à iluminação artificial. Logo, é de grande interesse que a conversão de energia seja realizada de maneira eficiente, sendo que um grande esforço tem sido realizado nesta área, basicamente através de pesquisas e investimentos em novas tecnologias e também no aperfeiçoamento das existentes.

Uma proposta promissora na área de iluminação artificial é a iluminação de estado sólido. O aumento da eficiência dos dispositivos que utilizam esta tecnologia, antes bastante reduzida, tem tornado possível sua utilização em aplicações dominadas por outros tipos de fontes luminosas.

Este trabalho propõe explorar as principais características dos LEDs, a fim de estudar e implementar uma estrutura de conversão de energia capaz de alimentar estes dispositivos e também propiciar ao usuário do sistema o controle da cor e da intensidade luminosa da luz emitida por uma luminária composta por LEDs nas cores vermelho, verde e azul. Para tal realização, serão estudados os blocos que compõem a estrutura, abordando suas principais características. Uma investigação qualitativa e quantitativa também será realizada, com o objetivo de elaborar uma metodologia de projeto que garanta o funcionamento adequado do sistema.

O capítulo 2 é destinado a uma breve contextualização da iluminação de estado sólido, através de uma comparação com as demais tecnologias existentes utilizadas em iluminação artificial. Alguns conceitos importantes na área de iluminação também serão abordados.

O estudo das características do dispositivo de iluminação a ser utilizado, neste caso o LED, é apresentado no decorrer do capítulo 3. O entendimento de seu funcionamento, mesmo que de forma simplificada, servirá de fundamento para as análises subseqüentes, pois esta é a carga para a qual a estrutura de potência deverá fornecer energia.

O arranjo e a divisão da estrutura de potência serão apresentados em detalhes no Capítulo 4, onde serão realizadas considerações acerca dos circuitos auxiliares. Também serão propostas soluções para a interface do usuário com o sistema.

O conversor *buck* será analisado no decorrer do Capítulo 5, operando como fonte de corrente controlada. O estudo contemplará a análise estática e dinâmica deste conversor, bem como sua integração no sistema de potência proposto. Considerações acerca de seu comportamento quando operando sob dimerização também serão realizadas.

A interface entre os *drivers* dos LEDs e a saída do retificador de entrada será discutida no capítulo 6, onde um conversor cc-cc capaz de satisfazer as inúmeras especificações de projeto será analisado de forma qualitativa e quantitativa. Tal estudo deverá contemplar tanto uma análise estática, importante para a elaboração de uma metodologia de projeto adequada para os elementos de potência, quanto uma análise dinâmica, imprescindível para a correta compensação do conversor operando em malha fechada de controle.

Finalmente, no capítulo 7, serão apresentados os resultados de simulação e experimentais para a verificação da análise teórica desenvolvida nos capítulos precedentes.

CAPÍTULO 2

INTRODUÇÃO À ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO

Uma breve introdução sobre a evolução dos dispositivos de iluminação utilizados pela humanidade será apresentada no decorrer deste capítulo.

2.1 TECNOLOGIAS VOLTADAS PARA A ILUMINAÇÃO ARTIFICIAL

As tecnologias destinadas à iluminação artificial são propostas para a substituição da iluminação proveniente do sol. Seu desenvolvimento parte do princípio de que qualquer tipo de luz é produzido por transições eletrônicas de estados de maior para menor energia [1]. A luz solar tem sua maior concentração na região do espectro eletromagnético compreendida entre 425nm e 675nm, sendo que o olho humano adaptou-se para ser mais sensível às excitações nesta região. Logo, qualquer dispositivo destinado à iluminação deve irradiar energia nesta faixa do espectro.

Com base na sensibilidade do olho humano à percepção da luz, foi definida a região denominada espectro visível, sendo este o intervalo compreendido entre 380nm e 780nm. Este intervalo é de grande utilidade para a realização de cálculos em fotometria e colorimetria, cujos princípios básicos serão abordados no decorrer deste capítulo. A Figura 2.1 contém um esboço do espectro eletromagnético, destacando a região do espectro visível.

Três tecnologias tradicionais destacaram-se no âmbito da iluminação artificial: o fogo, a incandescência e a fluorescência. Estas podem ser diferenciadas pelo tipo de material usado, pela largura do espectro eletromagnético em que há radiação de energia e pela forma com que a energia elétrica é convertida em luz. Tais características estão intimamente ligadas à eficiência e ao custo associados a cada uma destas tecnologias.

Atualmente observa-se o surgimento de uma quarta tecnologia: a iluminação de estado sólido.

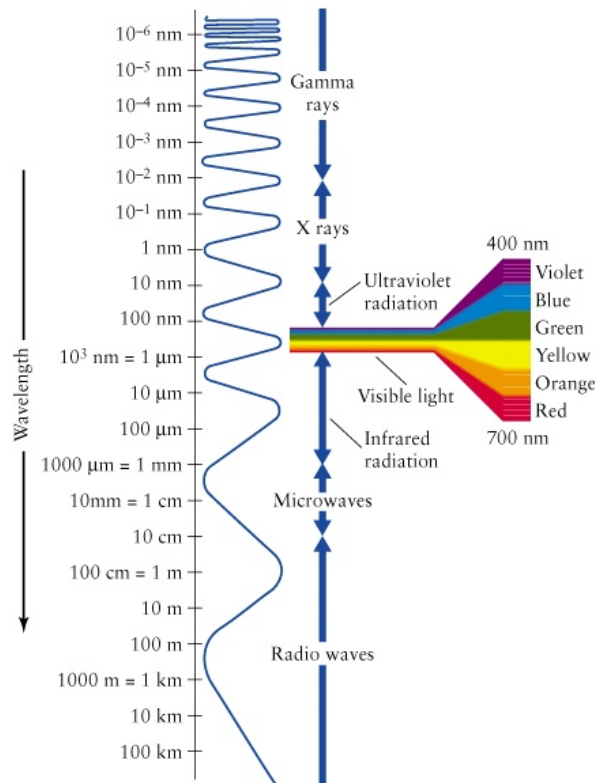


Figura 2.1 – O espectro eletromagnético [2].

2.1.1 – O Fogo

O fogo foi a primeira tecnologia utilizada pela humanidade para fins de iluminação. Estima-se que seu uso tenha começado há 500.000 anos, estendendo-se por milhares de anos. Atualmente, é apenas utilizada em casos especiais como cerimoniais e em lugares remotos onde não há acesso à energia elétrica [1].

Esta tecnologia baseia-se na queima de algum tipo de combustível químico, sendo este em geral uma combinação de gases, sólidos ou líquidos, e é bastante ineficiente, devido ao fato de que boa parte da radiação não pode ser percebida pelo sistema de visão humano.

Ao longo dos anos, o uso do fogo como forma de iluminação foi sendo aperfeiçoado, buscando-se maneiras mais eficientes de obtenção da luz. A primeira grande evolução foi a invenção da tocha, composta por vegetais tratados com algum tipo de substância inflamável, como cera, resina ou óleo. Outro grande avanço foi a concepção da vela e da lâmpada a óleo, há aproximadamente 70.000 anos.

No final do século XVIII, surge então a primeira lâmpada desenvolvida com base em pesquisas. Esta consistia basicamente em um dispositivo a óleo com melhorias no sistema de fornecimento de oxigênio ao sistema, aumentando a eficiência da queima do combustível.

O último grande marco na história desta tecnologia foi a invenção da lâmpada a querosene em meados do século XIX. Tal descoberta possibilitou o uso em larga escala dos dispositivos de iluminação artificial, promovendo uma grande mudança nos hábitos da humanidade.

2.1.2 – A Incandescência

A incandescência foi o segundo grande salto na história da iluminação. Os dispositivos que utilizam esta tecnologia são alimentados por energia elétrica, onde a passagem da corrente elétrica provoca o aquecimento de algum tipo de material [3]. As lâmpadas incandescentes, assim como os dispositivos que utilizam o fogo, emitem radiação em uma larga faixa do espectro eletromagnético. Isso implica uma baixa eficiência na obtenção da luz, pois boa parte da energia elétrica consumida é convertida em radiação não visível.

O transporte da energia é a grande vantagem da incandescência sobre o fogo. A energia elétrica pode ser transportada muito mais facilmente para pequenas regiões de emissão de luz se comparada aos demais combustíveis utilizados até então, possibilitando a obtenção de temperaturas mais elevadas. Como consequência tem-se um deslocamento no espectro de emissão de radiação, podendo o ponto de máxima emissão estar alocado na região do espectro visível, o que torna esta tecnologia mais eficiente que o fogo.

A primeira forma de obtenção de luz com o uso da incandescência foi através do arco elétrico, no final do século XIX. A nova invenção foi bem aceita, sendo amplamente utilizada para iluminação pública até a segunda década do século XX, promovendo boa publicidade para iluminação artificial baseada em energia elétrica. Outro nicho de aplicação de lâmpadas de arco voltaico foi em iluminação para aviões, utilizada nas duas guerras mundiais. Considera-se a lâmpada de arco voltaico como sendo a antecessora das modernas lâmpadas de alta intensidade de descarga.

Outra conquista nesta área foi a invenção da lâmpada de filamento, onde a obtenção da luz é realizada pela incandescência do material do filamento quando este é percorrido

por corrente elétrica, diferentemente das lâmpadas de arco voltaico, cuja forma de obtenção de luz é através do centelhamento provocado pela passagem da corrente elétrica. A grande questão no desenvolvimento de dispositivos utilizando esta técnica é quanto à escolha do material do filamento. As primeiras lâmpadas bem sucedidas utilizavam filamento de carbono. Em seguida surgiram as lâmpadas de filamento metálico, culminando nas lâmpadas de filamento de tungstênio, ainda muito utilizadas atualmente.

2.1.3 – A Fluorescência

O terceiro grande passo na evolução das tecnologias para iluminação artificial foi a utilização da fluorescência como fonte de luz. As lâmpadas são alimentadas com energia elétrica, cuja finalidade é a excitação de algum tipo de gás que emite radiação eletromagnética em uma faixa estreita do espectro eletromagnético. Tal radiação, em muitos casos, é reabsorvida por outras substâncias que também emitem radiação, só que em uma faixa mais larga do espectro visível. Essa preocupação se deve ao fato de que uma emissão concentrada em uma pequena faixa do espectro irá apresentar certa coloração. O efeito disso será uma reprodução deficiente das cores dos materiais iluminados por este tipo de fonte, implicando um baixo índice de reprodução de cor da mesma. A grande vantagem desta tecnologia é sua elevada eficiência. Como a radiação eletromagnética situa-se em uma faixa estreita do espectro, praticamente toda a energia emitida pela lâmpada será radiação visível.

A busca por materiais que emitissem radiação cobrindo todo o espectro visível resume a história desta tecnologia. As primeiras lâmpadas possuíam um tom esverdeado, com baixa qualidade na reprodução de cor. Atualmente, encontram-se lâmpadas fluorescentes com boa reprodução de cor, mas ainda assim inferiores às incandescentes neste aspecto.

2.1.4 – A Iluminação de Estado Sólido

A tecnologia mais recente voltada para iluminação artificial é a iluminação de estado sólido. Dispositivos baseados nesta tecnologia utilizam eletricidade como combustível para a obtenção de luz. Seu princípio de funcionamento baseia-se no fato de que, quando elétrons e lacunas se recombinam em dispositivos semicondutores, pode haver emissão de fótons, gerando luz.

Assim como acontece na fluorescência, a radiação emitida por dispositivos baseados nesta tecnologia ocupa uma faixa estreita do espectro eletromagnético, não preenchendo todo o intervalo do espectro visível, implicando que a luz possuirá certa coloração. A construção de dispositivos capazes de emitir radiação em todo o espectro visível é uma das dificuldades a serem superadas no decorrer da evolução da iluminação de estado sólido.

Apesar desta semelhança com a fluorescência em relação à largura do espectro preenchida, esta tecnologia possui a vantagem de que se pode alocar a radiação em uma determinada faixa do espectro com maior facilidade. Este fato permite um controle maior sobre as ineficiências presentes no processo de conversão da energia elétrica em radiação visível e, conseqüentemente, implica que a iluminação de estado sólido é potencialmente mais eficiente que a fluorescência.

O dispositivo utilizado para a obtenção de luz através desta tecnologia é o diodo emissor de luz (LED). Os primeiros LEDs desenvolvidos possuíam eficiência muito reduzida, restringindo seu campo de aplicação. Com os avanços da tecnologia, atualmente os LEDs já possuem eficiência superior à das lâmpadas incandescentes e muito próxima à das fluorescentes, o que torna a iluminação de estado sólido atrativa para diversas aplicações. Espera-se que com os investimentos em pesquisa pela indústria e pelos governos, visando melhorar a eficiência e reduzir os custos dos LEDs, esta tecnologia possa competir com as lâmpadas convencionais em aplicações de iluminação em geral [4].

Alguns obstáculos ainda devem ser superados para a ampla utilização de LEDs como fonte de iluminação artificial. Tais questões serão discutidas no decorrer deste trabalho.

2.2 BENEFÍCIOS DA UTILIZAÇÃO DA ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO

De acordo com as características apresentadas na seção anterior é previsto um grande aumento na utilização de LEDs como fonte de iluminação. A aceitação desta tecnologia por parte do mercado consumidor está intimamente ligada aos benefícios associados à mesma, dentre os quais serão abordados os mais importantes.

2.2.1 – Energia e Meio Ambiente

Sem dúvidas o maior benefício associado à utilização da iluminação de estado sólido é com relação à economia de energia e à questão ambiental. Para se ter uma idéia, 21% de toda a energia consumida nos Estados Unidos no ano de 2002 foi para fins de iluminação [5]. Logo, a utilização de formas mais eficientes de obtenção de luz é fundamental, à medida que a energia torna-se mais escassa e com custo mais elevado. Estima-se que em torno de 50% da energia consumida em iluminação poderia ser poupada com a utilização da iluminação de estado sólido, representando um decréscimo de aproximadamente 10% no consumo total de energia [6].

A questão ambiental também seria beneficiada pela economia de energia. Atualmente, grande parte da energia elétrica gerada mundialmente é proveniente da queima de carvão e petróleo, sendo que uma redução no consumo implica uma redução na emissão de poluentes ao meio ambiente.

2.2.2 – Qualidade dos Sistemas de Iluminação

Espera-se uma grande revolução na maneira como a sociedade interage com as formas de iluminação. Com a adoção da iluminação de estado sólido será possível criar dispositivos que controlam continuamente a cor e o brilho das lâmpadas, gerando efeitos visuais de difícil obtenção com o uso das tecnologias tradicionais. Esse fato torna a utilização de LEDs muito atrativa em aplicações nos campos da arquitetura e ambientação.

A segurança dos sistemas de iluminação baseados em LEDs também deve ser considerada. A utilização da iluminação de estado sólido traz consigo a vantagem de que os sistemas poderão ser alimentados com níveis mais baixos de tensão, facilitando a distribuição da energia e garantindo maior segurança. Além do mais, o risco de choque elétrico em dispositivos de estado sólido é menor se comparado aos dispositivos compostos por gás ou filamento.

Devido às características dos LEDs, os sistemas de alimentação voltados para a iluminação de estado sólido possuem estruturas mais simples se comparados com algumas tecnologias existentes. Isso permite uma redução no número de componentes dos equipamentos e, conseqüentemente, uma redução também nos custos dos dispositivos.

Flexibilidade na construção dos equipamentos de iluminação é outra característica inerente à tecnologia. Os LEDs podem ser fabricados em diversas formas, possibilitando sua adaptação em diversos locais como parede, chão, teto, ou até mesmo em móveis.

2.2.3 – Aplicações Militares

Aplicações na área militar serão bastante beneficiadas com a evolução desta tecnologia. Com base nas características observadas em alguns materiais utilizados na construção de LEDs, estima-se que estes poderão ser aplicados em equipamentos de uso militar, principalmente em radares e em dispositivos de comunicação. A tecnologia utilizada nas estruturas atuais produz equipamentos pesados, volumosos e com baixa mobilidade. Melhorias nestas características implicariam aprimoramento em equipamentos embarcados, principalmente nos presentes em aviões, onde o peso e o volume são questões fundamentais. Além do mais, os dispositivos baseados em materiais de estado sólido são muito mais resistentes ao impacto e a vibração, quando comparados aos equipamentos tradicionais. Essa característica é de fundamental importância na área militar.

2.3 CONCEITOS DE RADIOMETRIA, FOTOMETRIA E COLORIMETRIA

Para que uma fonte de iluminação seja analisada de forma criteriosa faz-se necessário o estudo de algumas grandezas que fundamentam as ciências da radiometria, da fotometria e da colorimetria.

2.3.1 - Radiometria

A radiometria, sob a perspectiva da óptica, é a ciência que estuda as medições relacionadas com a radiação eletromagnética, sendo a luz uma forma deste tipo de radiação.

2.3.1.1 – Energia Radiante (Q_e)

A energia associada a uma onda eletromagnética qualquer é denominada de energia radiante Q_e , sendo esta medida em Joule [J] no Sistema Internacional (SI). Dentre as

diversas formas de energia radiante podem ser citadas as descargas elétricas, a luz visível e a energia do vácuo.

2.3.1.2 – Fluxo Radiante (Φ_e)

O fluxo radiante Φ_e , medido em Watt [W] no SI, é definido como sendo a taxa de variação temporal da energia radiante, ou seja, consiste na potência associada a uma determinada onda eletromagnética. Esta grandeza pode ser usada para definir tanto a potência emitida por uma fonte quanto à potência incidente sobre uma superfície, sendo definida matematicamente pela equação (2.1).

$$\phi_e \square \frac{dQ_e}{dt} \quad (2.1)$$

2.3.1.3 – Intensidade Radiante (I_e)

Em radiometria, a intensidade radiante é a medida que define a intensidade da radiação eletromagnética, sendo esta a relação entre o fluxo radiante por unidade de ângulo sólido. Sua unidade no SI é Watt por esferorradiano [W/sr]. Sua definição matemática é dada pela equação (2.2).

$$I_e \square \frac{d\phi_e}{d\omega_{sr}} \quad (2.2)$$

2.3.2 - Fotometria

A fotometria é a ciência relacionada à medida da luz em termos da sensibilidade visual do brilho. A fotometria difere da radiometria pelo fato de que esta mede especificamente a resposta visual à radiação eletromagnética.

Como as medidas com relação à resposta visual à radiação eletromagnética estão relacionadas diretamente com o sistema de visão humano, faz-se pertinente uma averiguação das características essenciais deste sistema, que é composto basicamente por dois tipos de receptores: os bastonetes e os cones. Os bastonetes possuem maior sensibilidade à luz do que os cones e desempenham um papel importante sob condições de baixa luminosidade, caracterizando uma forma de percepção da luz denominada visão escotópica. Sob condições de elevada luminância a resposta dos bastonetes se torna saturada sendo que neste caso os receptores responsáveis pela percepção da luz são os cones. Tal processo é denominado visão fotópica. Além da sensibilidade à luminância, as

visões escotópica e fotópica diferem também na sensibilidade à luz em diferentes comprimentos de onda. A Figura 2.2 contém os gráficos das funções de eficiência luminosa das visões escotópica $[V'(\lambda)]$ e fotópica $[V(\lambda)]$ [7]. Tais funções são relevantes em diversos cálculos relacionados à fotometria que serão desenvolvidos no decorrer desta seção.

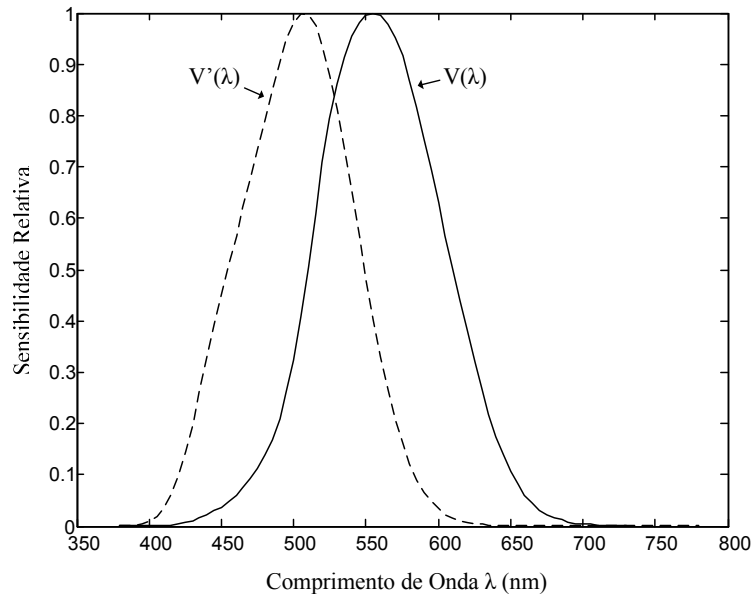


Figura 2.2 – Funções de eficiência luminosa da visão escotópica $[V'(\lambda)]$ e da visão fotópica $[V(\lambda)]$.

2.3.2.1 – Distribuição Espectral de Potência (SPD)

A distribuição espectral de potência SPD (do inglês *spectral power distribution*), consiste na densidade de fluxo radiante para um dado comprimento de onda λ , sendo medida no SI em Watt por nanometro $[W/nm]$. Sua definição matemática é dada pela equação (2.3).

$$SPD(\lambda) \square \frac{d\phi_e}{d\lambda} \quad (2.3)$$

2.3.2.2 – Fluxo Luminoso (Φ_v)

A maneira usual de se medir a percepção da luz por parte do sistema de visão humano é através do fluxo luminoso. Esta medida é bastante similar ao fluxo radiante, exceto pelo fato de que neste caso leva-se em conta a sensibilidade do sistema de visão humano na percepção da luz em diferentes comprimentos de onda. Desta forma, o fluxo luminoso, cuja unidade no SI é lumens $[lm]$, pode ser obtido através da expressão (2.4).

$$\phi_v \square 683 \int_{E.V.} SPD(\lambda).V(\lambda).d\lambda \quad (2.4)$$

A abreviação E.V. presente em (2.4) corresponde a “espectro visível”, que consiste no intervalo compreendido entre 380nm e 780nm no qual é realizada a integração.

2.3.2.3 – Intensidade Luminosa (I_v)

A medida do fluxo luminoso de um determinado ponto de luz em uma determinada direção (ângulo sólido) é chamada de intensidade luminosa, que no SI é medida em lumens por esferorradiano [lm/sr], também conhecido como candela [cd]. Matematicamente tem-se (2.5).

$$I_v \square \frac{d\phi_v}{d\omega_{sr}} = 683 \int_{E.V.} I_{e\lambda}(\lambda) V(\lambda) d\lambda \quad (2.5)$$

Onde $I_{e\lambda}(\lambda)$ consiste na densidade espectral de intensidade radiante e pode ser obtida através da definição (2.6).

$$I_{e\lambda} \square \frac{dI_e}{d\lambda} \quad (2.6)$$

Vale ressaltar que o conceito de intensidade luminosa não pode ser diretamente aplicado às fontes de luz não pontuais.

2.3.2.4 – Luminância (L)

A fim de contornar a dificuldade de caracterização das fontes de luz não pontuais, introduz-se uma nova forma de medição denominada luminância, cuja definição é dada por (2.7).

$$L \square \frac{d^2\Phi_v}{[d\omega dA \cos(\theta)]} = \frac{d^2\Phi_v}{dA'} \quad (2.7)$$

A luminância consiste no quociente do fluxo luminoso que se propaga por um elemento de superfície dA a um determinado ângulo θ por unidade de ângulo sólido. O termo dA' corresponde à área projetada na direção da observação. A unidade de medida da luminância, no SI, é candela por metro quadrado [cd/m^2]. As fontes de luz com luminância elevada aparentam brilhar mais do que as caracterizadas por possuírem uma baixa luminância.

2.3.2.5 – Iluminância (E)

Em aplicações práticas é muito comum a medida da iluminância de uma determinada fonte de luz. A expressão matemática que define esta propriedade é dada por (2.8).

$$E \square \frac{d\Phi_v}{dA} = \frac{I_v \cos(\theta)}{r^2} \quad (2.8)$$

A iluminância consiste basicamente na densidade de fluxo luminoso incidente em uma determinada superfície. Sua unidade no SI é lúmen por metro quadrado [lm/m^2], também conhecido por lux [lx].

2.3.3 – Colorimetria

A colorimetria é a ciência que estuda as propriedades e medidas da cor. A cor pode ser definida como uma característica da luz através da qual um observador pode diferenciar porções de luz de mesmo tamanho, forma e estrutura [3].

No decorrer desta seção serão discutidos os conceitos básicos da colorimetria, cujo entendimento é de crucial importância para a descrição das fontes de luz aplicadas em iluminação.

2.3.3.1 – Valores *Tristimuli*

Uma observação importante acerca da cor é que esta pode ser representada por uma combinação de três cores primárias (estímulos), sendo um exemplo o sistema RGB (do inglês *red, green and blue*), formado pelas cores vermelho, verde e azul. O inconveniente da utilização da representação RGB é que podem surgir quantidades negativas para os estímulos (subtração de cor) na representação de cores próximas ao monocromático [1]. Através da utilização de três estímulos imaginários [X], [Y] e [Z] é possível representar qualquer cor por quantidades sempre positivas. Os valores [X], [Y] e [Z] de uma determinada fonte de luz, cuja distribuição espectral de potência é $\text{SPD}(\lambda)$, são definidos por (2.9), (2.10) e (2.11), respectivamente. As funções $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$ e $\bar{z}(\lambda)$ são denominadas funções de representação de cores e podem ser observadas no gráfico da Figura 2.3 [7].

$$X \square \int \bar{x}(\lambda) \text{SPD}(\lambda) d\lambda \quad (2.9)$$

$$Y \propto \int \bar{y}(\lambda) \text{SPD}(\lambda) d\lambda \quad (2.10)$$

$$Z \propto \int \bar{z}(\lambda) \text{SPD}(\lambda) d\lambda \quad (2.11)$$

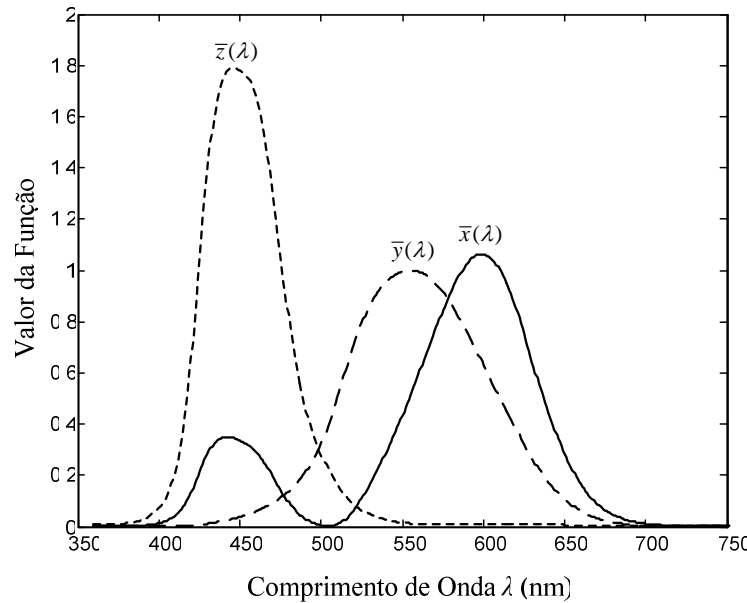


Figura 2.3 – Gráficos das funções de representação de cores [7].

2.3.3.2 – Coordenadas de Cromaticidade x, y e z

Conhecendo-se os valores [X], [Y] e [Z] é possível determinar as coordenadas de cromaticidade x, y e z através das definições (2.12), (2.13) e (2.14), respectivamente.

$$x \propto \frac{X}{X + Y + Z} \quad (2.12)$$

$$y \propto \frac{Y}{X + Y + Z} \quad (2.13)$$

$$z \propto \frac{Z}{X + Y + Z} \quad (2.14)$$

É possível notar das equações anteriores que a igualdade (2.15) é válida.

$$x + y + z = 1 \quad (2.15)$$

Desta forma, basta determinar duas coordenadas para a caracterização de uma determinada fonte de luz. Por convenção, as coordenadas a serem determinadas são x e y, cujos possíveis valores podem ser mapeados em um plano bidimensional conhecido como diagrama de cromaticidade, sendo este apresentado na Figura 2.4. A curva interna à região com formato de ferradura é conhecida como lugar geométrico dos corpos negros (*planckian locus*).

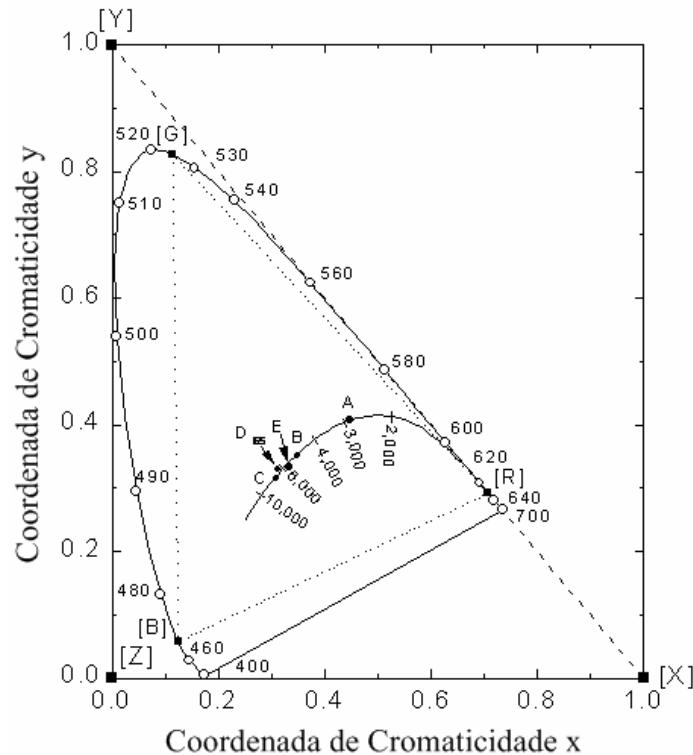


Figura 2.4 – Diagrama de cromaticidade (x,y) [1].

2.3.3.3 – O Diagrama de Cromaticidade com Escala Uniforme (UCS)

Um inconveniente do sistema de coordenadas de cromaticidade x , y e z é que eventuais desvios de cores não são mapeados uniformemente ao longo do diagrama de cromaticidade (x,y) . Desta forma, um dado deslocamento nas coordenadas de cromaticidade será percebido com intensidade maior ou menor, dependendo das coordenadas iniciais que caracterizam a fonte de luz em questão, bem como o sentido do deslocamento. Como solução, foi proposta uma transformação linear para gerar um novo sistema de coordenadas, onde eventuais diferenças de cor fossem mapeadas por deslocamentos aproximadamente uniformes ao longo do diagrama. Tal sistema é denominado diagrama de cromaticidade com escala uniforme (*uniform chromaticity scale diagram* – *UCS diagram*). As coordenadas de cromaticidade do sistema UCS são representadas pelas letras u e v , sendo que seus valores são determinados através da transformação linear representada pelas equações (2.16) e (2.17). A Figura 2.5 contém a representação gráfica do diagrama de cromaticidade baseado no sistema UCS.

$$u = \frac{4X}{X+15Y+3Z} = \frac{4x}{-2x+12y+3} \quad (2.16)$$

$$v = \frac{6Y}{X+15Y+3Z} = \frac{6y}{-2x+12y+3} \quad (2.17)$$

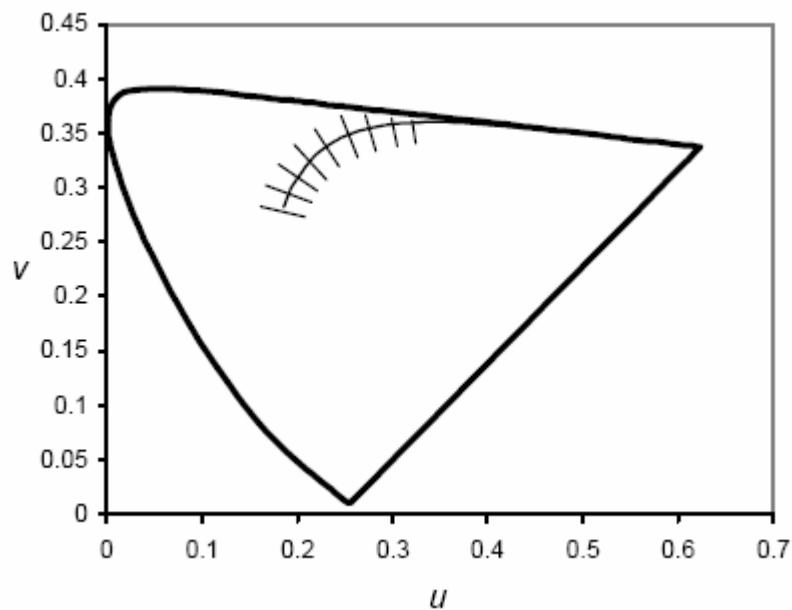


Figura 2.5 – Diagrama de cromaticidade baseado no sistema UCS.

2.3.3.4 – Temperatura de Cor

A temperatura de cor de uma determinada fonte de luz consiste na temperatura na qual um corpo negro deve estar para produzir a mesma cor emitida por tal fonte. Logo, o termo temperatura de cor só faz sentido se usado para caracterizar fontes cujas coordenadas de cromaticidade pertençam ao lugar geométrico dos corpos negros.

A caracterização das fontes com coordenadas de cromaticidade que não pertencem ao lugar geométrico dos corpos negros é realizada através da determinação da temperatura correlata de cor, que consiste na temperatura característica de um corpo negro cuja luz emitida mais se assemelha à fonte em questão.

A Figura 2.6 contém o diagrama de cromaticidade (x,y) destacando as linhas onde a temperatura correlata de cor é constante.

2.3.3.5 – Reprodução da Cor

Fontes de luz com espectros diferentes podem possuir mesmas coordenadas de cromaticidade, sendo chamadas de metaméricas. As coordenadas de cromaticidade da luz refletida por um objeto iluminado dependerão da composição espectral da fonte luminosa, bem como do espectro de refletividade do objeto. Logo, um objeto iluminado por fontes

metaméricas aparentará possuir diferentes cores (desvios colorimétricos), pois os desvios nas coordenadas de cromaticidade serão distintos para cada uma das fontes [1].

Para averiguar a qualidade da luz emitida por uma determinada fonte, as coordenadas de cromaticidade de algumas amostras-teste são medidas quando iluminadas pela fonte sob investigação. Com isso, é possível averiguar os desvios colorimétricos de cada amostra-teste e graduá-los, dando origem ao índice de reprodução de cor (IRC), que varia em uma escala de 0 a 100. O IRC basicamente compara os desvios de cromaticidade obtidos pela fonte sob teste com os desvios de uma lâmpada padrão de mesma temperatura correlata de cor. Fontes com elevado IRC reproduzem melhor as cores em objetos do que as fontes com baixo IRC, o que pode inviabilizar a utilização de determinadas tecnologias em certas aplicações de iluminação.

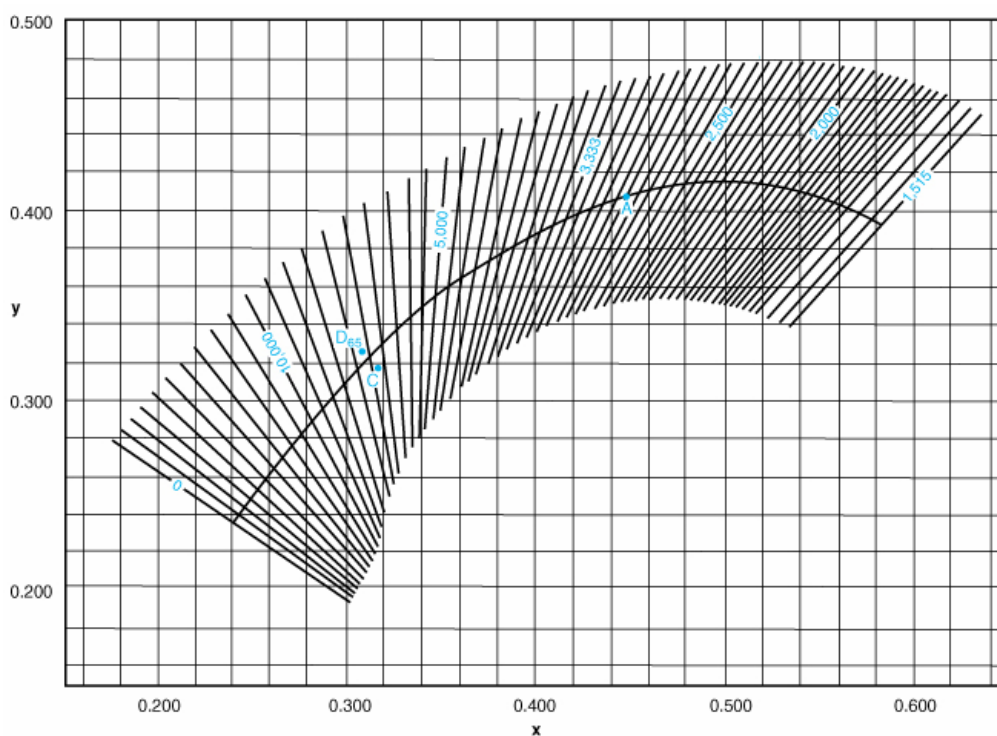


Figura 2.6 – Detalhe das linhas de mesma temperatura correlata de cor no diagrama de cromaticidade (x,y) [3].

2.4 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS DISPOSITIVOS DE ILUMINAÇÃO

Para possibilitar a comparação entre os equipamentos de iluminação artificial, diversas características devem ser analisadas. Dentre destas, podem ser citados: eficiência,

qualidade na reprodução de cor, custo, durabilidade, vida útil, entre outros fatores relevantes que auxiliam na escolha da estrutura mais adequada para determinada aplicação.

2.4.1 – Eficácia Luminosa e Eficiência Luminosa

Apesar de possuírem nomes muito parecidos estas duas características são bem distintas, mas em muitas ocasiões utiliza-se eficiência e eficácia para referir-se à mesma propriedade, tornando confusos muitos textos publicados. Adotar-se-á neste trabalho as definições propostas pela maior parte dos autores.

Define-se como eficácia luminosa (κ) a habilidade de uma fonte de luz na conversão da energia de radiação eletromagnética em fluxo luminoso, sendo dada pela equação (2.18).

$$\kappa = \frac{\Phi_v}{\Phi_e} = 683 \text{lm/W} \cdot \frac{\int_{380\text{nm}}^{780\text{nm}} V(\lambda) \cdot \text{SPD}(\lambda) \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} \text{SPD}(\lambda) \cdot d\lambda} \quad (2.18)$$

Antes de definir eficiência luminosa, faz-se necessária a verificação de outra propriedade das fontes de iluminação, a eficiência de radiação. Esta consiste na habilidade de uma fonte de luz em converter a energia elétrica consumida em energia de radiação eletromagnética, podendo ser obtida pela igualdade (2.19).

$$\eta_e = \frac{\Phi_e}{P} \quad (2.19)$$

Onde:

P - Potência elétrica consumida pela fonte [W]

Finalmente, a eficiência luminosa (η_v) é definida como sendo a habilidade de uma fonte de luz em converter a energia elétrica consumida em fluxo luminoso, sendo dada pela expressão (2.20).

$$\eta_v = \frac{\Phi_v}{P} = \eta_e \kappa \quad (2.20)$$

A função $V(\lambda)$ mencionada anteriormente representa a sensibilidade do olho humano à presença de radiação eletromagnética. É com base nesta sensibilidade que o espectro visível é definido. Logo, pode-se verificar através da equação (2.18) que as

lâmpadas mais eficazes são caracterizadas por uma distribuição espectral de potência SPD(λ) situada em uma região do espectro eletromagnético coincidente a $V(\lambda)$.

Outra conclusão importante que se pode tirar através da análise da equação (2.18) é com relação ao máximo fluxo luminoso que se pode extrair de uma fonte de luz emitindo uma determinada potência de radiação (fluxo radiante). Esse limite está fixado em 683lm para cada watt de fluxo radiante, para uma fonte emitindo radiação em uma faixa bem estreita do espectro eletromagnético, cujo comprimento de onda seja aproximadamente 555nm. Ou seja, a fonte de luz mais eficaz que se pode obter possuirá coloração amarelada. Para fins de iluminação artificial, onde se deseja radiação cobrindo todo o espectro visível, o limite da eficácia luminosa fica em torno de 400lm/W.

Com relação à eficiência luminosa, cujo cálculo leva em conta outros tipos de perdas na estrutura, o valor fica abaixo de 400lm/W. Atualmente tem-se como objetivo a transposição da barreira de 200lm/W de eficiência luminosa. A iluminação de estado sólido tem se mostrado a tecnologia mais credenciada para atingir essa meta.

2.4.2 – Vida Útil

Um dos fatores levados em conta na escolha de um dispositivo de iluminação é a sua vida útil. Esta propriedade contribuirá diretamente no cálculo do custo de uma determinada estrutura, quando consideradas as substituições em casos de falhas. Para quantificar esta propriedade se faz necessária a definição de um método de cálculo e que este seja respeitado por todos os fabricantes, a fim de que qualquer procedimento comparativo entre os dispositivos forneça resultados confiáveis.

Por exemplo, a vida útil das lâmpadas incandescentes nos tempos de Edison era definida como sendo a metade do tempo médio em que estas deixavam de funcionar. Com relação aos LEDs esta definição não é pertinente, pois há uma queda considerável do fluxo luminoso antes da ocorrência de alguma falha no dispositivo. Com isso, faz-se necessária a adoção de outro critério para a avaliação da vida útil das lâmpadas de estado sólido. Ainda não se tem um padrão único para a caracterização da vida útil destes dispositivos. O grupo de indústrias de LEDs de potência (ASSIST - Alliance for Solid-State Illumination Systems) propôs a classificação dos LEDs em duas categorias diferentes: tempo para que o fluxo luminoso seja reduzido a 70% (denominada L70) e tempo para que o fluxo luminoso seja reduzido a 50% (denominada L50) [8].

Esta dificuldade em quantificar a vida útil das lâmpadas de estado sólido é um dos obstáculos a serem superados no decorrer da evolução desta tecnologia, sendo a falta de padronização um fator que desestimula sua utilização em muitas aplicações. De qualquer forma, a vida útil dos LEDs tem se mostrado bastante elevada, independentemente do critério utilizado para seu cálculo. De acordo com previsões atuais, estima-se que em um futuro próximo os LEDs possuam vida útil superior a 100.000 horas, credenciando a utilização das lâmpadas de estado sólido para a maior parte das aplicações.

2.4.3 – Fluxo por Lâmpada

Conforme discutido anteriormente, eficácia e eficiência luminosa desempenham um papel importante na caracterização de uma lâmpada. Mas de nada adianta possuir uma lâmpada com alta eficiência se esta não é capaz de emitir uma quantidade de fluxo luminoso suficiente para sua aplicação a determinado fim. Este é um dos desafios a ser superado pela iluminação de estado sólido. A relação fluxo luminoso por LED ainda é pequena, exigindo o uso de vários LEDs para se obter níveis de fluxo comparáveis às tecnologias tradicionais.

Atualmente tem-se como objetivo alcançar 1.500lm/LED, o que credenciaria a iluminação de estado sólido para diversas aplicações. Para efeito de comparação, em geral as lâmpadas incandescentes de 75W são capazes de gerar 1200lm cada uma. Já uma fluorescente de 40W é capaz de fornecer em torno de 3.400lm de fluxo.

2.4.4 – Custo de Compra e Custo de Posse

O custo de compra define o custo necessário para se extrair uma determinada quantidade de fluxo luminoso de uma lâmpada. Por exemplo: se uma lâmpada fornece 10lm e custa 10US\$, tem-se um custo de compra de 1US\$/lm.

Já o custo de posse define o custo total para a utilização de determinada tecnologia de iluminação, sendo dado pela equação (2.21).

$$\text{Custo}_{\text{posse}} = \text{Custo}_{\text{operação}} + \text{Custo}_{\text{capital}} \quad (2.21)$$

Onde:

$$\text{Custo}_{\text{operação}} = \frac{\text{Custo_Eletricidade}[\text{US\$/kWh}]}{\text{Eficiência_luminosa}[\text{lm/W}]} \quad (2.22)$$

$$\text{Custo}_{\text{capital}} = \frac{\text{Custo}_{\text{compra}}[\text{US\$/klm}] + \text{Custo}_{\text{troca}}[\text{US\$/klm}]}{\text{Vida_útil}[\text{h}]} \quad (2.23)$$

A equação (2.22) define o custo de operação de determinada tecnologia, que consiste na relação entre o preço pago pela energia elétrica e a eficiência luminosa da lâmpada. Já a expressão (2.23) representa o custo capital, sendo este a relação entre a soma do custo da compra da lâmpada e o custo para sua troca em caso de falha, e a vida útil da lâmpada.

Atualmente a iluminação de estado sólido possui um custo de compra na ordem de 200US\$/klm, sendo este valor muito elevado, impossibilitando o uso desta tecnologia em uma grande parte das aplicações. Para que os LEDs se tornem atrativos no ponto de vista de preço, o custo de compra destes deve ser inferior a 5US\$/klm. Ou seja, há a necessidade de uma redução do valor atual por um fator de 40. Segundo previsões, estima-se que a iluminação de estado sólido tenha potencial para atingir custos menores que 2US\$/klm, possibilitando a concorrência desta com as demais tecnologias existentes [9].

CAPÍTULO 3

LEDs DE POTÊNCIA

3.1 INTRODUÇÃO

Os diodos emissores de luz foram descobertos acidentalmente no início do século passado, através da emissão luminosa de um material sólido (carboneto de silício - SiC), ocasionada por uma fonte de energia elétrica [10]. Tal fenômeno foi denominado eletroluminescência. Devido ao fato de que naquele tempo não se tinha controle sobre as propriedades dos materiais e nem se entendia ao certo o fenômeno físico por trás da emissão luminosa, os LEDs permaneceram esquecidos durante um bom tempo. Nas décadas de 20 e de 50 novas investigações acerca do assunto foram publicadas. Na década de 60 diversas pesquisas com *lasers* semicondutores foram realizadas, a partir das quais surgiram os primeiros LEDs com viabilidade de produção.

Os LEDs de potência são caracterizados por suportarem potência superior ou igual a 1W, o que os tornam diferenciados em relação aos demais LEDs, cujas potências nominais são inferiores. Esse patamar de potência já possibilita a utilização de LEDs em aplicações de iluminação dominadas por outros tipos de lâmpadas, como por exemplo, na iluminação de interiores em geral, na iluminação arquitetônica e decorativa, em sistemas de sinalização, entre outras.

Algumas dificuldades ainda restam a ser contornadas antes que os LEDs sejam amplamente utilizados para fins de iluminação. Diferenças importantes entre os LEDs e os demais dispositivos de iluminação fazem com que eles tenham dificuldade de penetrar num mercado que se consolidou com base nas características apresentadas pelas lâmpadas convencionais. No decorrer deste capítulo serão abordadas as principais características dos LEDs de potência, visando sua utilização para fins de iluminação.

3.2 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DOS LEDs

Os LEDs são diodos semicondutores compostos por uma junção p-n cuja densidade de doadores e aceitadores é dada por N_D e N_A , respectivamente. Em uma junção p-n não polarizada, os elétrons provenientes dos doadores do lado N difundem-se para o lado P onde encontrarão diversas lacunas com as quais eles se recombinam. O movimento de tais elétrons é denominado corrente de difusão. O resultado disso é o surgimento de uma região caracterizada pela ausência de portadores livres, conhecida como região de depleção. Como consequência, surge uma diferença de potencial V_{dif} na região de depleção provocada pela ionização dos doadores e aceitadores denominada tensão de difusão, que para um determinado material semiconductor, é dada pela equação (3.1). Os diagramas de bandas de energia de uma junção p-n, para os casos de polarização direta e ausência de polarização, podem ser observados na Figura 3.1.

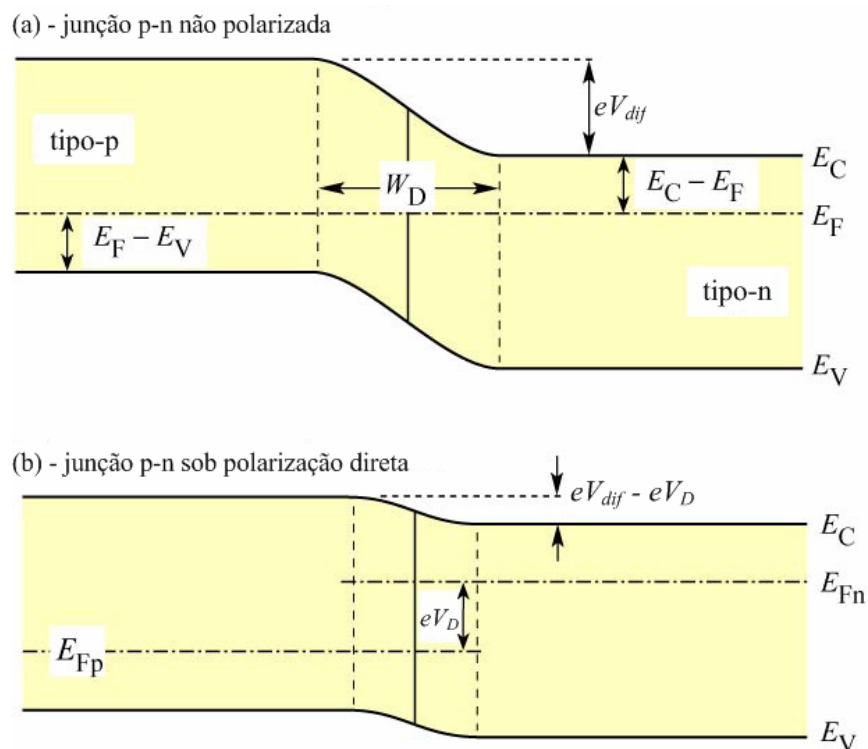


Figura 3.1 – Diagramas de bandas de energia para os casos de ausência de polarização e polarização direta da junção p-n [10].

$$V_{dif} = \frac{kT_j}{e} \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad (3.1)$$

Onde:

e – Carga elementar.

- n_i – Concentração intrínseca de portadores do semicondutor.
 k – Constante de Boltzmann.

Sob polarização direta, a corrente I_D que circula pela junção p-n se relaciona com a tensão direta V_D de forma exponencial, conforme a equação (3.2).

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{e(V_D - V_{dif})}{kT_j}} - 1 \right) \quad (3.2)$$

O parâmetro I_S corresponde à corrente de saturação, sendo seu valor dado por (3.3).

$$I_S = eA \left(\sqrt{\frac{D_p}{\tau_p} N_A} + \sqrt{\frac{D_n}{\tau_n} N_D} \right) \quad (3.3)$$

Onde:

$D_{p,n}$ – Constante de difusão dos elétrons e das lacunas.

$\tau_{p,n}$ – Tempo de vida dos portadores minoritários de elétrons e de lacunas.

A – Área.

A Figura 3.2 contém curvas I-V típicas para alguns tipos de LEDs para diferentes valores de energia de banda proibida E_g do semicondutor.

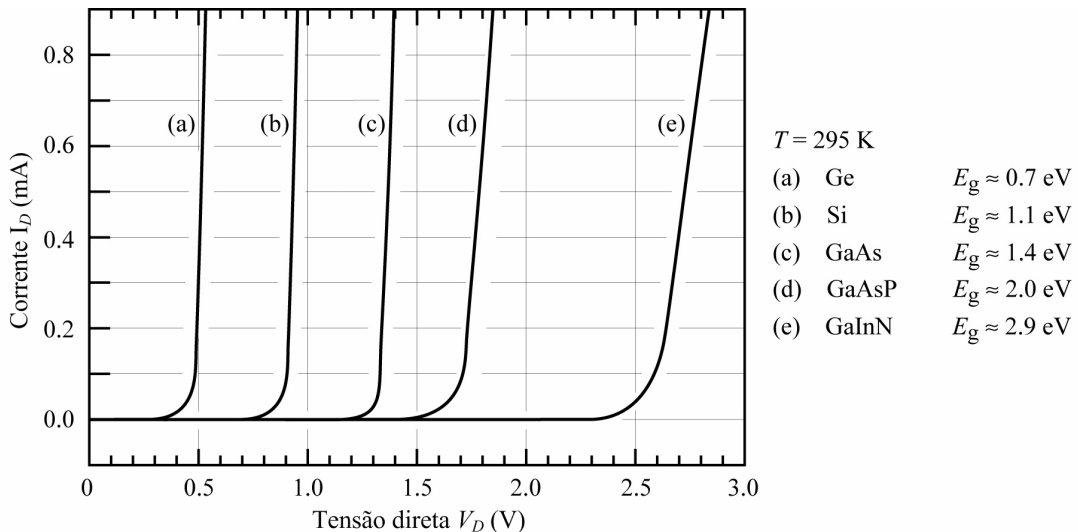


Figura 3.2 – Curvas ($I_D \times V_D$) típicas para alguns tipos de LEDs [10].

3.2.1 – Modelo Elétrico do LED

A partir das características elétricas analisadas anteriormente é possível determinar um modelo elétrico equivalente para os LEDs de potência. Também é de grande interesse que este modelo contemple os efeitos provocados pelas resistências indesejáveis ou parasitas, que podem estar tanto em série quanto em paralelo com o LED. A Figura 3.3 expõe o efeito provocado pelas resistências série e paralelo na curva característica I-V de uma junção p-n.

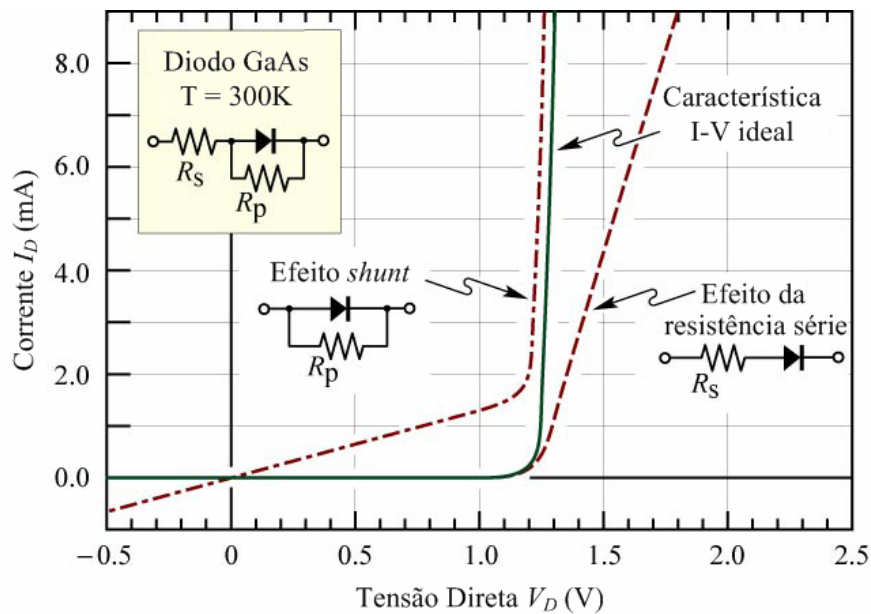


Figura 3.3 – Efeito da resistência paralela (*shunt*) e série na característica I-V dos LEDs [10].

A resistência paralela R_p , dada pela equação (3.4), pode ser calculada a partir da curva I-V do LED na região próxima à origem, onde a influência da junção p-n pode ser negligenciada. Já a resistência série R_s é determinada através da investigação do comportamento da junção p-n sob polarização direta, conforme (3.5).

$$R_p = \left. \frac{dV_D}{dI_D} \right|_{\text{próximo à origem}} \quad (3.4)$$

$$R_s = \left. \frac{dV_D}{dI_D} \right|_{\text{junção sob polarização}} \quad (3.5)$$

Conforme visto anteriormente, a curva I-V característica do LED possui comportamento exponencial. Logo, para que seja possível representá-lo através de um circuito elétrico equivalente simples, faz-se necessária a linearização da equação (3.2) em torno de um determinado ponto de operação, através do uso da série de Taylor truncada em

seu termo de primeira ordem para que seja obtida uma equação linear. O coeficiente angular de tal aproximação corresponde à resistência série do modelo da Figura 3.3. Já o coeficiente linear fornece o valor da fonte de tensão.

3.3 CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS DOS LEDs

Uma das grandes frentes de estudo com LEDs de potência trata das características ópticas dos mesmos. Para que o LED possua elevada eficiência é imprescindível que seja extraído o maior número possível dos fótons gerados na região ativa da junção. Isso é possível desde que o LED seja construído visando facilitar o escape dos fótons para seu exterior.

3.3.1 – Medidas de Eficiência

Com o objetivo de quantificar a capacidade de extração dos fótons gerados em uma região ativa no interior de um LED, são definidos alguns tipos de eficiência relacionados aos processos de conversão da injeção dos elétrons em fótons emitidos.

A eficiência quântica interna (η_{int}) consiste na relação entre o número de fótons emitidos por uma região ativa pelo número de elétrons injetados no LED em um determinado intervalo de tempo. Matematicamente tem-se a definição (3.6).

$$\eta_{int} = \frac{P_{int} / h\nu}{I_D / e} \quad (3.6)$$

Já o quociente entre o número de fótons emitidos pelo LED e o número de fótons emitidos pela região ativa em um determinado intervalo de tempo é definido como sendo a eficiência de extração ($\eta_{extração}$) do LED, cuja definição matemática é dada por (3.7).

$$\eta_{extração} = \frac{P_{LED} / h\nu}{P_{int} / e} \quad (3.7)$$

O produto entre as eficiências interna e de extração é denominado de eficiência quântica externa (η_{ext}), conforme a definição (3.8).

$$\eta_{\text{ext}} \square \eta_{\text{int}} \eta_{\text{extração}} = \frac{P_{\text{LED}} / h\nu}{I_{\text{D}} / e} \quad (3.8)$$

Outra medida de grande interesse é a eficiência de potência ($\eta_{\text{potência}}$), que consiste na potência com que os fótons são emitidos pela potência elétrica consumida pelo LED, conforme a definição (3.9).

$$\eta_{\text{potência}} \square \frac{P_{\text{LED}}}{V_{\text{D}} I_{\text{D}}} \quad (3.9)$$

3.3.2 – Cone de Escape de Luz

A luz gerada no interior do LED só pode escapar do componente caso esta não seja internamente refletida no interior da estrutura. Caso o ângulo de incidência do raio de luz seja próximo à normal, o escape dos fótons se torna possível. À medida que o ângulo de incidência se torna mais oblíquo, a luz é refletida de volta ao interior do LED, sendo este um grande obstáculo no desenvolvimento de LEDs de alta eficiência.

Na Figura 3.4 (a) tem-se a representação do ângulo crítico Φ_c a partir do qual a luz começa a ser refletida. Com isso é possível definir um cone de escape de luz através da soma das parcelas infinitesimais de área dadas na Figura 3.4 (b). A área da calota resultante, para um determinado ângulo Φ , pode ser observada na Figura 3.4 (c).

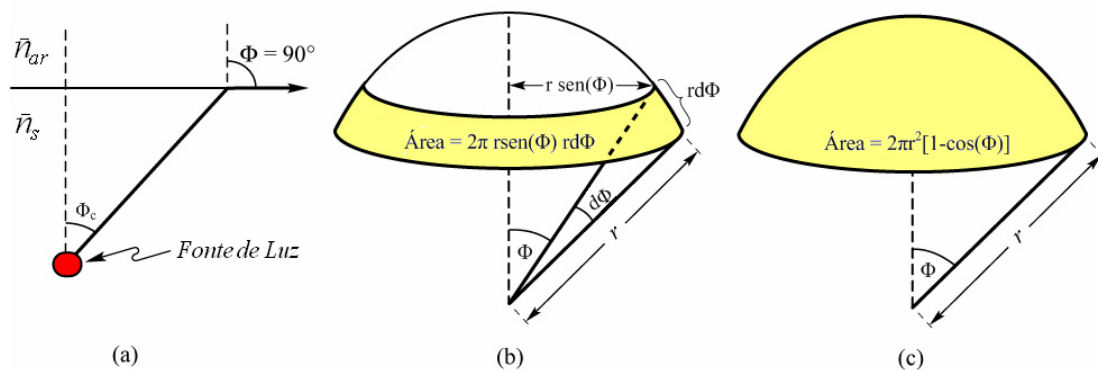


Figura 3.4 – (a) – ângulo crítico Φ_c para a determinação do cone de escape; (b) – elemento infinitesimal de área; (c) – área da calota para um determinado ângulo Φ [10].

Considerando um determinado ângulo crítico Φ_c , a área resultante da seção em forma de calota (A_{escape}) pode ser determinada através da integral (3.10), cuja solução é dada por (3.11).

$$A_{\text{escape}} = \int_0^{\phi_c} 2\pi r \sin(\phi) r d\phi \quad (3.10)$$

$$A_{\text{escape}} = 2\pi r^2 [1 - \cos(\phi_c)] \quad (3.11)$$

Se for considerado que a fonte emite luz de forma uniforme em todas as direções é válida a relação (3.12), a qual pode ser reescrita por (3.13).

$$P_{\text{escape}} = P_{\text{fonte}} \frac{2\pi r^2 [1 - \cos(\phi_c)]}{4\pi r^2} \quad (3.12)$$

$$\frac{P_{\text{escape}}}{P_{\text{fonte}}} = \frac{1}{2} [1 - \cos(\phi_c)] \quad (3.13)$$

Sejam os índices de refração do semiconductor e do ar definidos por \bar{n}_s e \bar{n}_{ar} , respectivamente. Segundo a lei de Snell-Descartes tem-se a equação (3.14) que relaciona o ângulo de incidência Φ_i com o ângulo de refração Φ_r .

$$\bar{n}_s \sin(\phi_i) = \bar{n}_{\text{ar}} \sin(\phi_r) \quad (3.14)$$

Sabe-se que quando $\Phi_i = \Phi_c$, o ângulo de refração Φ_r é igual a 90° , resultando na equação (3.15).

$$\sin(\phi_c) = \frac{\bar{n}_{\text{ar}}}{\bar{n}_s} \quad (3.15)$$

Dado que o ângulo crítico Φ_c é relativamente pequeno para materiais com elevados índices de refração é válido aproximar (3.15) por (3.16). Também é possível expandir a equação (3.13) através da série de Taylor, cujo resultado, desconsiderando-se os termos de ordem igual ou superior a dois, é dado por (3.17).

$$\phi_c \approx \frac{\bar{n}_{\text{ar}}}{\bar{n}_s} \quad (3.16)$$

$$\frac{P_{\text{escape}}}{P_{\text{fonte}}} \approx \frac{1}{2} \left[1 - \left(1 - \frac{\phi_c^2}{2} \right) \right] = \frac{1}{4} \phi_c^2 \quad (3.17)$$

Substituindo-se (3.16) em (3.17) obtém-se a expressão (3.18).

$$\frac{P_{\text{escape}}}{P_{\text{fonte}}} \approx \frac{1}{4} \left(\frac{\bar{n}_{\text{ar}}}{\bar{n}_s} \right)^2 \quad (3.18)$$

A expressão (3.18) fornece uma aproximação que relaciona a potência com que o LED emite luz (P_{escape}) com a potência luminosa gerada no interior do LED (P_{fonte}).

3.4 INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA DE JUNÇÃO NAS CARACTERÍSTICAS DOS LEDs

Um dos grandes inconvenientes da utilização dos LEDs como fonte de iluminação é que suas características ópticas e elétricas são bastante influenciadas pela temperatura de junção. Como o mercado cresceu baseado nas propriedades das lâmpadas até então desenvolvidas, as quais possuem um elevado grau de estabilidade com relação a variações de temperatura, se torna difícil a adoção de uma tecnologia que não atenda às suas expectativas. Surge então a necessidade de contornar tais obstáculos, sendo que uma investigação detalhada da influência da temperatura de junção nos LEDs se faz necessária.

A Figura 3.5 mostra uma curva típica da relação entre a tensão direta V_D com a variação da temperatura de junção T_j para LEDs de potência. Observa-se que a tensão V_D decresce com o aumento da temperatura T_j . Esse fato pode ser demonstrado através da análise matemática a seguir.

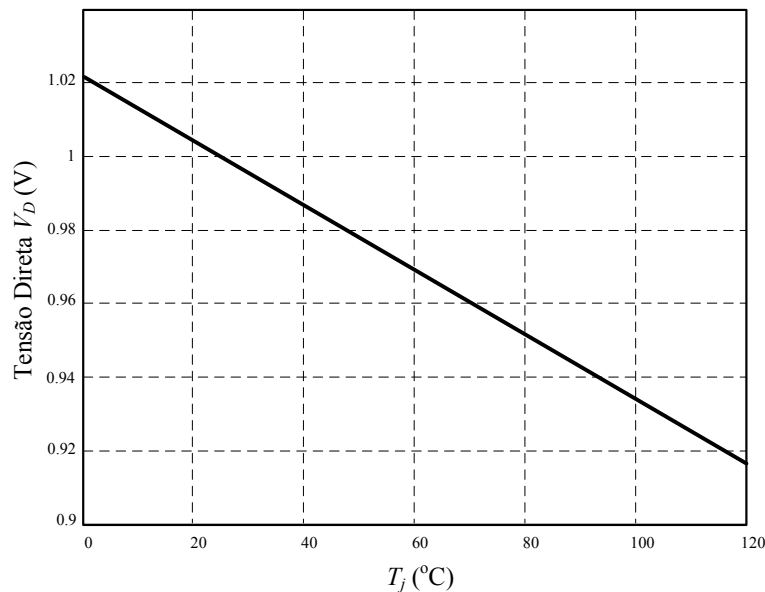


Figura 3.5 – Comportamento típico da tensão direta com relação à temperatura de junção em LEDs de potência [11].

A tensão V_D , em função da temperatura de junção T_j , pode ser obtida através da equação (3.19).

$$V_D(T_j) = \frac{kT_j}{e} \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) + \frac{E_g(T_j)}{e} \quad (3.19)$$

A sensibilidade da tensão V_D com relação à temperatura T_j pode ser obtida através da derivada de V_D com relação a T_j , conforme (3.20).

$$\frac{\partial V_D(T_j)}{\partial T_j} = \frac{k}{e} \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) + \frac{1}{e} \frac{\partial E_g(T_j)}{\partial T_j} \quad (3.20)$$

A dependência da energia da banda proibida E_g com a temperatura pode ser obtida pela expressão (3.21), onde α e β são parâmetros de ajuste da equação.

$$E_g(T_j) = E_g|_{T_j=0K} - \frac{\alpha T_j^2}{T_j + \beta} \quad (3.21)$$

Dessa forma tem-se (3.22).

$$\frac{\partial E_g(T_j)}{\partial T_j} = -\frac{\alpha T_j(T_j + 2\beta)}{(T_j + \beta)^2} \quad (3.22)$$

O primeiro termo da equação (3.20) está relacionado com a variação do nível de Fermi com relação à temperatura, que é, em geral, menor que o segundo termo da mesma equação. Isso explica o fato da tensão direta no LED decrescer com o aumento da temperatura.

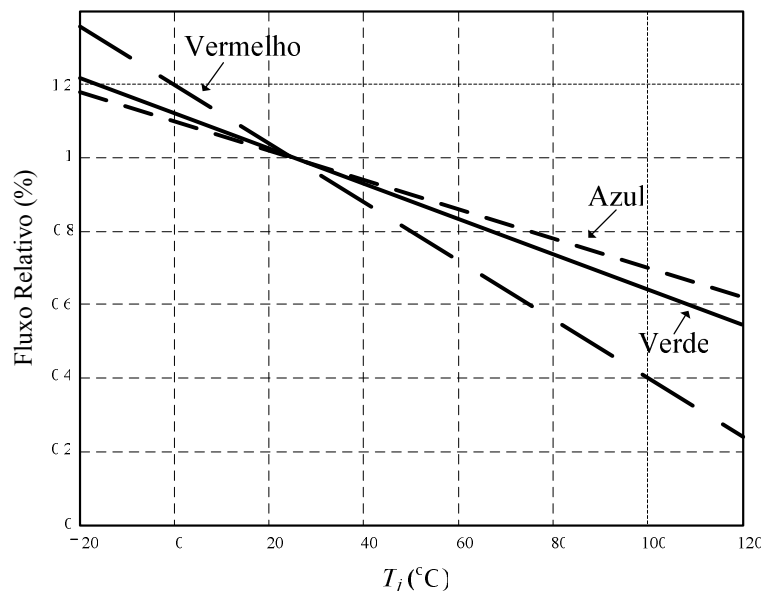


Figura 3.6 – Influência típica da temperatura de junção no fluxo luminoso emitido por LEDs de potência nas cores vermelho, verde e azul [11].

Outra grandeza que sofre influência com a variação da temperatura de junção é o fluxo luminoso emitido pelo LED, conforme a Figura 3.6, que contém curvas típicas para LEDs de potência nas cores vermelho, verde e azul. Observa-se que o fluxo luminoso decresce com o aumento da temperatura, com taxas distintas para diferentes tipos de LEDs.

Esse fato traz conseqüências bastante inconvenientes na utilização de LEDs para fins de iluminação, principalmente na configuração RGB para a obtenção de uma determinada cor, pois, à medida que a temperatura varia, o ponto de cor muda, dado que a contribuição de cada cor diminui de forma desigual. Uma possível solução é a utilização de um sistema de controle com realimentação da temperatura. Porém esta não é uma tarefa das mais fáceis em implementações práticas, devido à dificuldade de se medir diretamente a temperatura de junção. O que se tem feito é realizar uma estimativa da temperatura de junção com base em medidas indiretas, conforme algumas publicações sobre o assunto [12], [13].

3.5 MÉTODOS DE VARIAÇÃO DA INTENSIDADE LUMINOSA

Dentre as formas de controle da potência entregue aos LEDs destacam-se duas principais:

- Corrente contínua com ajuste da amplitude (AM – do inglês *amplitude modulation*).
- Corrente modulada por largura de pulso (PWM) com ajuste da razão cíclica e com amplitude constante.

O LED possui sua maior eficiência quando alimentado através de corrente contínua [14]. Já com a aplicação da modulação PWM a eficiência permanece praticamente constante para qualquer ponto de operação, mas menor que com alimentação em corrente contínua (AM). A grande vantagem da utilização da modulação PWM reside no fato de que são obtidos os menores níveis de deslocamentos de cromaticidade [15]. A Figura 3.7 expressa a influência dos dois métodos de dimerização ao se alimentar LEDs brancos baseados em fósforo conversor (PC *White*) e LEDs RGB (vermelho, verde e azul).

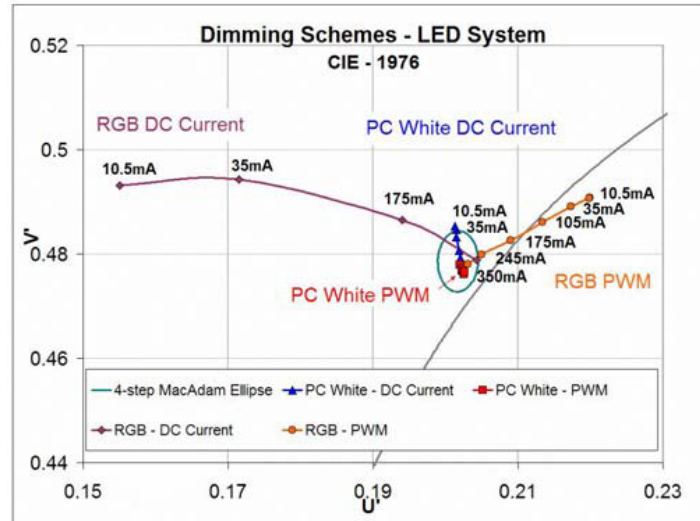


Figura 3.7 – Deslocamentos de cromaticidade provocados por diferentes métodos de variação da intensidade luminosa.

No presente trabalho não será implementado qualquer tipo de realimentação da temperatura de junção dos LEDs. Para que a luz emitida seja a mais estável possível (do ponto de vista da cromaticidade), será utilizada a modulação PWM para a dimerização dos LEDs.

A frequência de modulação é determinada com base em duas restrições:

- Ser elevada o suficiente para que o sistema de visão humano não perceba as oscilações. Valores maiores que 100Hz resolvem este inconveniente.
- O *driver* deve ser capaz de reproduzir a forma de onda característica da modulação PWM nesta frequência.

Desta forma, será escolhido o valor de 300Hz para a frequência da modulação PWM responsável pelo controle da potência entregue aos LEDs.

3.6 - CONCLUSÃO

As principais características dos LEDs de potência foram abordadas no decorrer deste capítulo, com base nas quais foi realizada a escolha do método de variação da intensidade luminosa dos LEDs, sendo este, no caso, a modulação PWM. O processo físico que determina as características elétricas deste dispositivo também foi investigado. Considerações acerca da influência da geometria também foram feitas, fornecendo uma visão a respeito das condições que afetam o processo de extração da luz do interior da junção p-n.

CAPÍTULO 4

ARQUITETURA DO SISTEMA

4.1 INTRODUÇÃO

A partir da tensão alternada disponível, cujo valor eficaz nominal é de 220V, pretende-se desenvolver um sistema capaz de controlar a cor e a intensidade luminosa da luz emitida por um conjunto de LEDs de potência. As cores primárias disponíveis são o vermelho, o verde e o azul (sistema RGB).

Sendo a iluminação de estado sólido uma tecnologia bastante recente e promissora, observa-se uma grande concentração de pesquisas sobre este assunto propondo soluções para diversas questões relacionadas à iluminação. Um estudo com topologias clássicas de fontes chaveadas operando como LED *driver* é apresentado em [16].

A obtenção da luz branca com a utilização de um sistema RGB é possível, embora exista o inconveniente das grandes variações nas características da luz emitida pelos LEDs, conforme discutido no capítulo 2 deste trabalho. Uma possível solução para tal problema é a utilização de fotosensores, permitindo a realimentação e a compensação da cor através do desenvolvimento de um sistema em malha fechada [17], [18], [19].

Neste capítulo será realizada a divisão do sistema em blocos menores que serão tratados de forma independente visando facilitar o desenvolvimento de uma metodologia de projeto. Não será implementada a realimentação da cor através do uso de fotosensores. O ajuste da cor será realizado pelo usuário através de interfaces que serão discutidas posteriormente.

4.2 DIAGRAMA DE BLOCOS

O diagrama de blocos representando as estruturas que compõem o sistema a ser projetado pode ser observado na Figura 4.1.

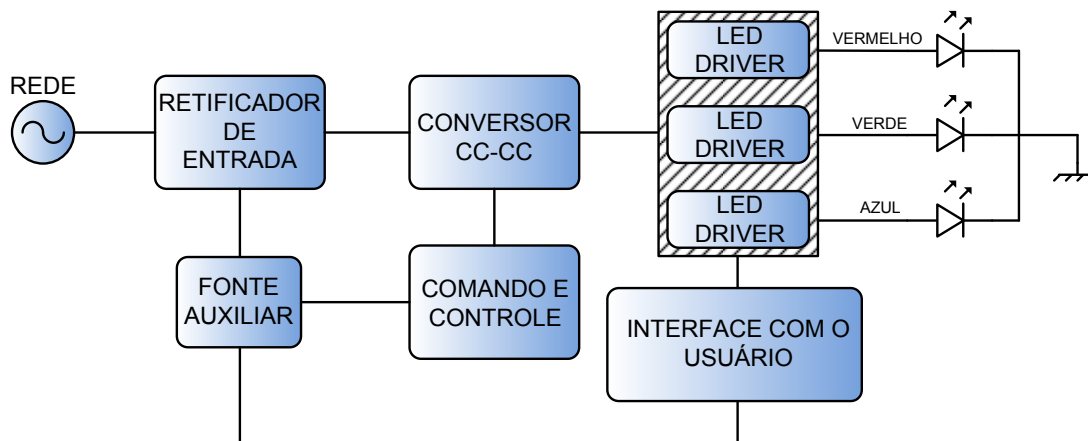


Figura 4.1 – Diagrama de blocos.

4.3 LEDs UTILIZADOS

Os LEDs de potência que serão utilizados na implementação prática da estrutura são fabricados pela Lumileds, cujos códigos do fabricante são dados na Tabela 4.1. Tais componentes pertencem à linha Luxeon K2, capazes de suportar corrente direta de até 1500mA [20]. O componente pode ser observado na Figura 4.2.

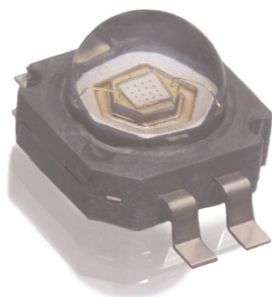


Figura 4.2 – LED Luxeon K2 da Lumileds [20].

Tabela 4.1 – Códigos do fabricante referentes aos LEDs utilizados na implementação prática.

Código	Cor
LXK2-PD12-S00	VERMELHO
LXK2-PM12-S00	VERDE
LXK2-PB12-M00	AZUL

Através de ensaios realizados em laboratório foram obtidas as características ($I_D \times V_D$) dos LEDs utilizados dadas pela Figura 4.3. Aplicando a linearização proposta na seção 3.2.1 nestas curvas, é possível determinar o circuito equivalente dos LEDs vermelho, verde e azul, conforme a Figura 4.4.

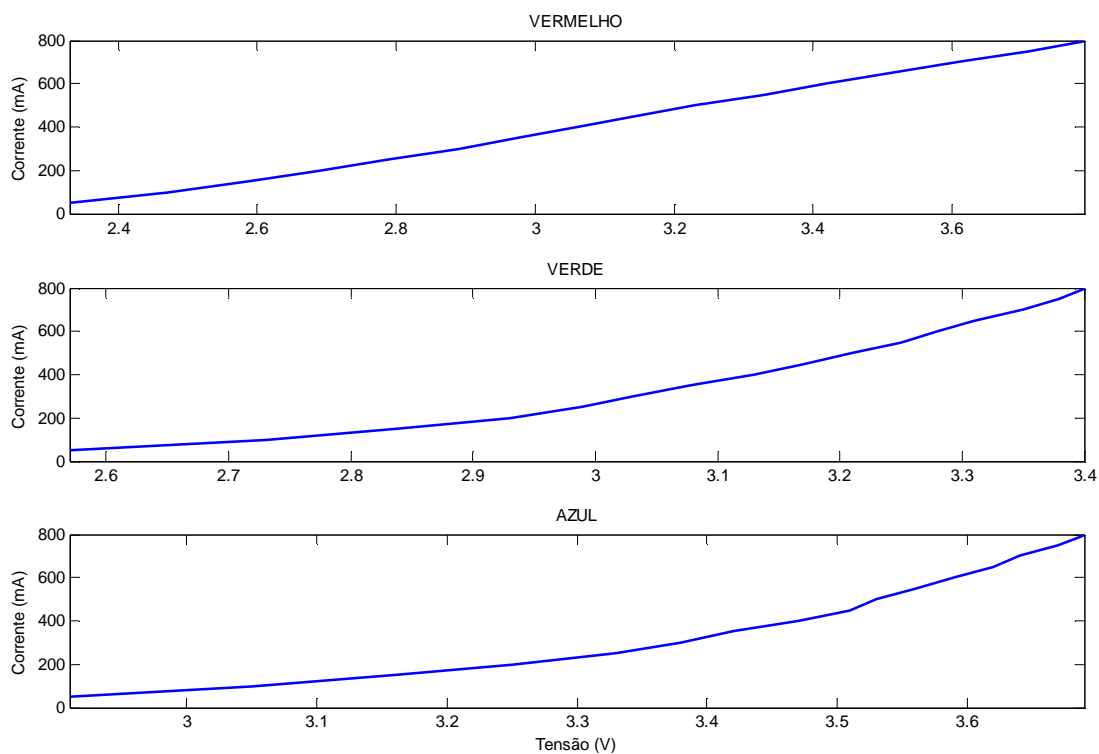


Figura 4.3 – Característica $I \times V$ dos LEDs utilizados.

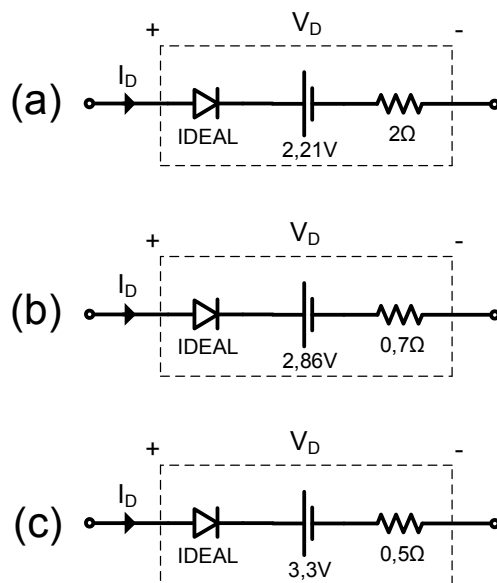


Figura 4.4 – Modelos elétricos para os LEDs vermelho (a), verde (b) e azul (c).

4.3.1 – Luminária RGB

Na confecção da luminária foram utilizados onze LEDs de potência, sendo três vermelhos (R), cinco verdes (G) e três azuis (B). Utiliza-se uma maior quantidade de LEDs

verdes devido a sua menor eficiência interna. Para a composição da luminária RGB buscou-se a distribuição uniforme dos LEDs, conforme apresentado na Figura 4.5.

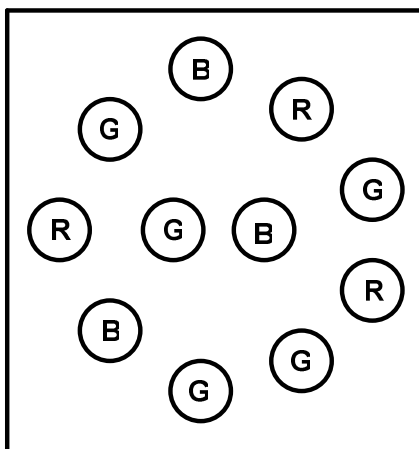


Figura 4.5 – Distribuição dos LEDs na luminária RGB.

4.4 SINAIS PWM PARA O CONTROLE DA COR E DA INTENSIDADE LUMINOSA

Para uma melhor distribuição da potência consumida pelos LEDs, os sinais PWM responsáveis pelo controle da cor e da intensidade luminosa da luz emitida pela luminária RGB estarão defasados de 120° entre si, conforme a Figura 4.6.

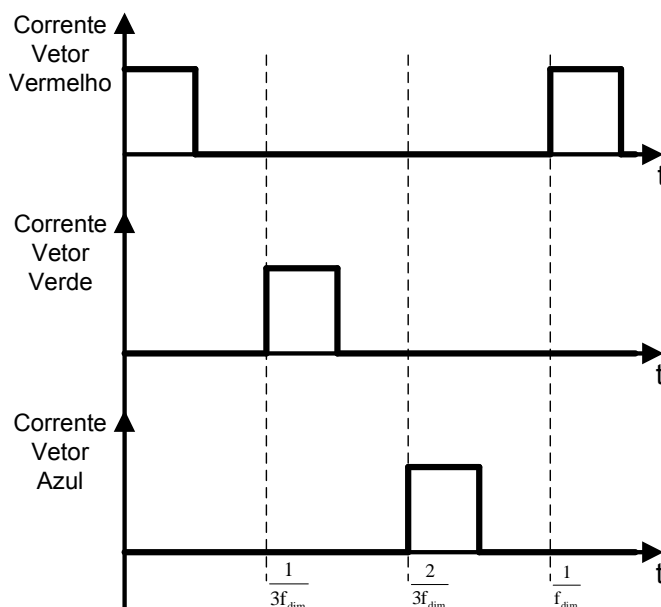


Figura 4.6 – Sinais PWM para o controle da cor e da intensidade luminosa.

4.5 RETIFICADOR DE ENTRADA

A ligação entre a rede e a entrada do conversor cc-cc é realizada por meio de um circuito retificador. Neste trabalho não serão abordadas técnicas de correção do fator de potência (CFP), mas estas se tornam indispensáveis à medida que a potência processada pelo sistema é aumentada. A Figura 4.7 apresenta a estrutura de um retificador clássico em ponte completa sem CFP, que será utilizada no sistema em desenvolvimento.

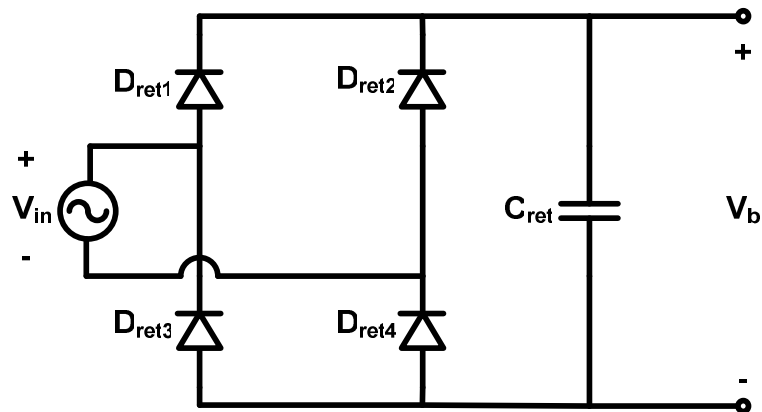


Figura 4.7 – Estrutura utilizada no retificador de entrada.

A escolha dos componentes que compõem o circuito da Figura 4.7 é feita com base na metodologia de projeto proposta em [21]. A Tabela 4.2 contém as especificações de projeto da ponte retificadora.

Tabela 4.2 – Especificações para o projeto da ponte retificadora.

Especificação	Valor
Tensão de entrada nominal – V_{ret_nom} (valor eficaz)	220V
Tensão de entrada máxima – $V_{ret_m\acute{a}x}$ (valor eficaz)	242V
Tensão de entrada mínima – $V_{ret_m\acute{i}n}$ (valor eficaz)	198V
Potência processada pelo retificador – P_{ret}	40W
Máxima ondulação de tensão na saída – $\Delta V_{b\%}$	20%
Frequência da rede de alimentação - f_{rede}	60Hz

O valor da capacitância C_{ret} necessário para que seja atendida a restrição de máxima ondulação é dado pela equação (4.1). Este capacitor deverá suportar tensões de até 342V.

$$C_{ret} = \frac{P_{ret}}{4f_{rede} \Delta V_{b\%} V_{ret_m\acute{i}n}^2} = 26,9\mu\text{F} \approx 27\mu\text{F} \quad (4.1)$$

A máxima tensão reversa é a mesma para os diodos D_{ret1} , D_{ret2} , D_{ret3} e D_{ret4} , cujo valor é de 342V. As correntes média ($I_{Dpr_méd}$) e eficaz (I_{Dpr_ef}) nestes diodos são dadas pelas expressões (4.2) e (4.3), respectivamente.

$$I_{Dpr_méd} = \frac{P_{ret}}{2(1 - \Delta V_{b\%})V_{ret_máx}} = 67\text{mA} \quad (4.2)$$

$$I_{Dpr_ef} = I_p \sqrt{t_c f_{rede}} = 377\text{mA} \quad (4.3)$$

Onde:

$$t_c = \frac{\cos^{-1}(1 - \Delta V_{b\%})}{2\pi f_{rede}} \quad (4.4)$$

$$I_p = \frac{C_{ret} \Delta V_{b\%} V_{ret_máx}}{t_c} \quad (4.5)$$

Com base nos esforços determinados foi escolhido o diodo 1N4007 para ser utilizado na implementação prática do retificador.

4.6 FONTE AUXILIAR

A energia necessária para a operação dos circuitos auxiliares do sistema é proveniente de uma fonte auxiliar do tipo *flyback*, cuja estrutura é dada pela Figura 4.8.

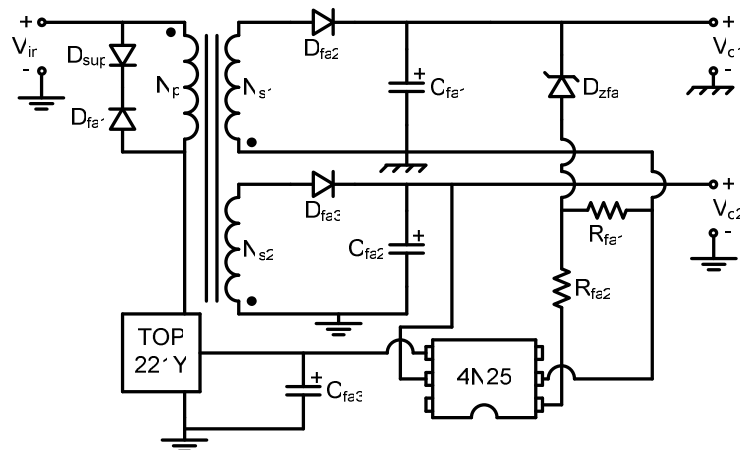


Figura 4.8 – Estrutura da fonte auxiliar.

Com a fonte presente na Figura 4.8 é possível obter duas saídas isoladas entre si, que serão necessárias para a alimentação dos circuitos auxiliares situados nos dois referenciais do sistema. O diodo zener D_{zfa} é responsável pela regulação da saída V_{o1} , que neste caso será aproximadamente igual a 18V. As eventuais sobretensões provocadas pelas

indutâncias parasitas do circuito e pela indutância de dispersão do transformador são suprimidas pelo diodo D_{sup} , a fim de manter a integridade do controlador TOP221Y.

Tabela 4.3 – Lista de componentes que compõem a fonte auxiliar.

Componente	Valor
R_{fa1}	100 Ω
R_{fa2}	22 Ω
C_{fa1}	100 μ F / 25V
C_{fa2}	100 μ F / 25V
C_{fa3}	10 μ F / 16V
D_{fa1}	MUR180
D_{fa2}	1N5819
D_{fa3}	1N5819
D_{sup}	P6KE200A
D_{zfa}	1N4746

A Tabela 4.3 contém a lista dos componentes utilizados na fonte auxiliar, juntamente com seus valores.

4.7 PROTEÇÃO EM CASO DE FALHA NOS LEDs

Dado que os LEDs que compõem os vetores estão conectados em série é certo que, em caso de falha de pelo menos um LED, todo o conjunto que forma tal vetor deixará de ser alimentado. Sendo assim, faz-se necessária a inserção de um circuito capaz de detectar eventuais falhas e garantir a continuidade de operação dos demais LEDs. Uma proposta interessante é apresentada em [22], estando o referido circuito apresentado na Figura 4.9.

Em operação normal, toda a corrente I_{LED} circula pelo LED. Caso haja falha no LED e a impedância entre seus terminais se torne elevada, sua tensão direta crescerá em decorrência da tentativa de regulação da corrente por parte do *driver*. Deste modo, é possível escolher de forma adequada o valor de ruptura do diodo zener D_{zprot} , a fim de que seja detectada a falha no LED. Assim que D_{zprot} entra em condução reversa, o circuito formado pelos resistores R_{prot1} e R_{prot2} e pelo capacitor C_{prot} gera um sinal no gatilho de SCR_{prot} , que por sua vez entra em condução assumindo a corrente I_{LED} . Assim, fica

garantida a continuidade de funcionamento do restante do vetor. Vale ressaltar que o consumo da proteção é inferior ao consumo do LED em operação normal. Logo, grande parte da energia outrora transformada em luz pelo LED será poupada.

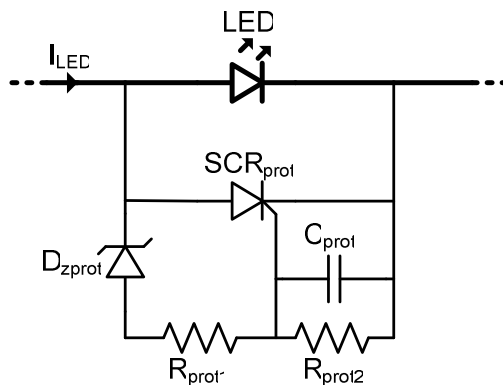


Figura 4.9 – Circuito de proteção em caso de falha nos LEDs [22].

Esta proteção não será incorporada ao protótipo do sistema em estudo. De qualquer maneira, sua apresentação é pertinente para que conste a existência de uma solução para este inconveniente.

Alguns LEDs possuem um diodo zener incorporado à sua estrutura, conforme a Figura 4.10. Com isso, em caso de falha ocorre a polarização reversa do diodo zener, devido ao grande aumento da impedância do LED (provocada pela falha), garantindo a continuidade de operação do vetor. O inconveniente desta solução é que o consumo de energia será igual ou superior ao consumo do LED em operação. Como atrativo, tem-se a quantidade de componentes e custo inferiores à solução proposta na Figura 4.9.

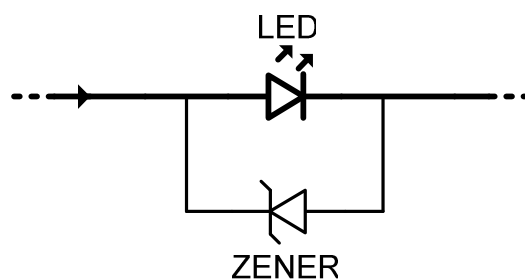


Figura 4.10 – Proteção em caso de falha incorporada em alguns LEDs.

4.8 INTERFACE COM O USUÁRIO

A estrutura de potência responsável pelo processamento da energia deverá ser projetada visando sua conexão com um sistema de controle da cor comandado pelo usuário. Neste trabalho serão abordadas duas formas distintas de interface com o usuário:

uma através de botões e a outra com base em um nível CC de 10V de tensão de referência para cada uma das cores. Ambas as soluções utilizam um *display* de LCD (*Liquid Crystal Display*) a fim de facilitar a visualização das condições sob as quais opera o sistema.

4.8.1 – Interface Local [23]

O controle da cor emitida pela luminária RGB implementado no local da estrutura é realizado através da utilização do microcontrolador PIC16F628A [24]. A Figura 4.11 contém o esquemático do circuito contemplando a interface local para o controle da cor utilizando botões.

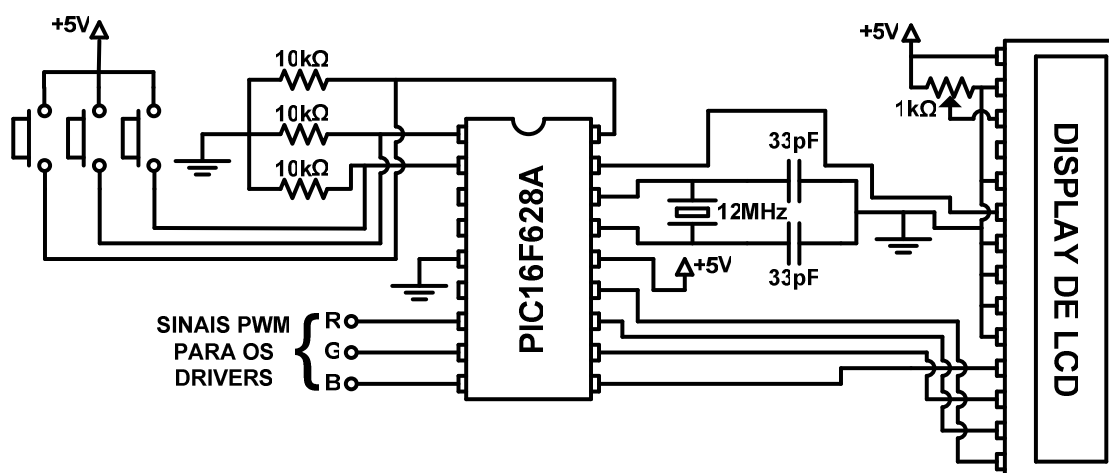


Figura 4.11 – Esquemático do circuito de interface com o usuário utilizando botões.

Como alternativa à solução apresentada anteriormente, tem-se a interface apresentada na Figura 4.12, que utiliza um nível CC de tensão de 0 a 10V como referência para a dimerização. Essa solução é interessante, pois possibilita a conexão do sistema proposto a outros sistemas que fornecem o sinal analógico, conforme as necessidades de ajuste da cor. A simplicidade é o principal atrativo desta interface, já que não é necessária a utilização de nenhum tipo de protocolo de comunicação.

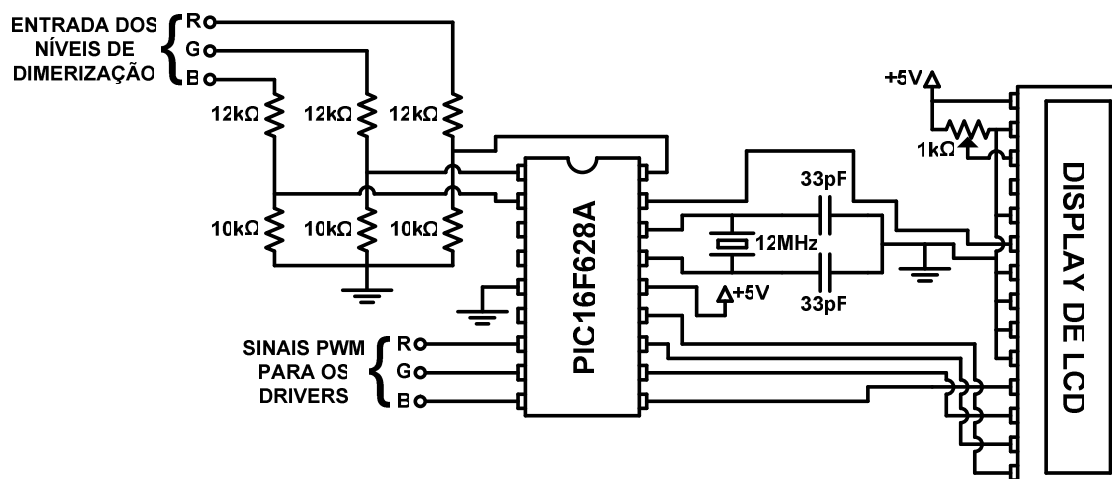


Figura 4.12 - Esquemático do circuito de interface com o usuário utilizando entrada de nível CC.

4.9 - CONCLUSÃO

O sistema responsável pelo controle da cor e da intensidade luminosa de uma luminária RGB foi apresentado neste capítulo. A representação da estrutura por um diagrama de blocos equivalente permitiu uma melhor visualização da mesma, e também a fragmentação do projeto em seções menores.

Com exceção dos *drivers* e do conversor cc-cc, que demandam maior concentração de pesquisa e serão estudados em capítulos específicos, todas as demais estruturas que compõem o sistema foram abordadas.

CAPÍTULO 5

ANÁLISE DO CONVERSOR *BUCK*

5.1 INTRODUÇÃO

Com base nas características elétricas dos LEDs conclui-se que a melhor forma de acioná-los é com a utilização de fontes de corrente. O emprego do conversor *buck* operando em modo de corrente, isto é, com sua corrente de saída imposta, é uma opção atrativa devido à simplicidade da estrutura. Além do mais, o fato da indutância do filtro de saída do conversor estar sempre conectada diretamente à carga permite a redução do capacitor de saída, possibilitando a redução do custo e do volume do equipamento.

No decorrer deste capítulo será realizada a análise estática e dinâmica do conversor *buck*, cuja estrutura está apresentada na Figura 5.1, visando a elaboração de uma metodologia de projeto e controle do conversor.

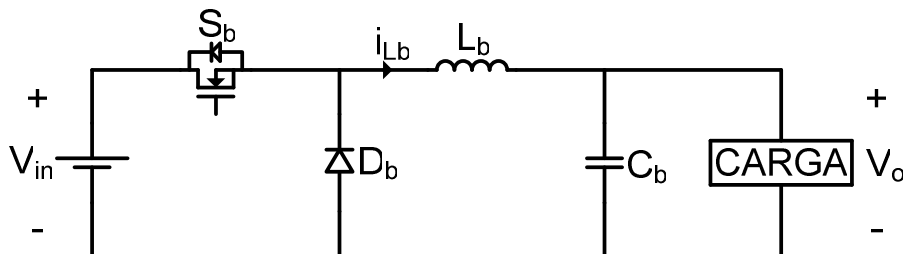


Figura 5.1 – Estrutura do conversor *buck*.

5.2 O CONVERSOR *BUCK* OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC)

O modo de condução contínua é caracterizado pela presença constante de energia armazenada no indutor L_b , ou seja, a corrente i_{Lb} é não-nula para qualquer instante de tempo.

5.2.1 - Etapas de Operação

No modo de condução contínua o conversor é caracterizado por duas etapas de operação distintas, dadas pela Figura 5.2.

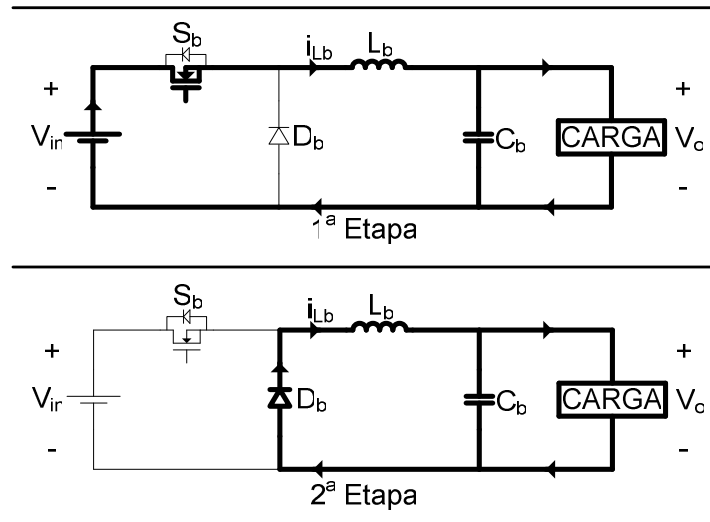


Figura 5.2 – Etapas de operação do conversor *buck* operando em MCC.

No início da primeira etapa de operação, em $t = 0$, a corrente i_{Lb} possui seu valor mínimo, que será definido por I_m . Neste estágio há o acúmulo de energia no indutor L_b , sendo que sua corrente cresce de forma aproximadamente linear, segundo a equação (5.1). Em $t = DT_s$ o interruptor S é bloqueado, o que caracteriza o fim desta etapa, sendo que a corrente neste instante possui seu valor máximo, aqui definido por I_M .

$$i_{Lb}(t) = I_m + \frac{(V_{in} - V_o)}{L_b} t \quad (5.1)$$

O valor I_M pode ser obtido através da expressão (5.2).

$$I_M = I_m + \frac{(V_{in} - V_o)}{L_b} DT_s \quad (5.2)$$

Em $t = DT_s$ inicia-se a segunda etapa de operação, caracterizada pelo decrescimento aproximadamente linear da corrente em L_b , conforme (5.3). A etapa finda em $t = T_s$, completando um ciclo de operação do conversor.

$$i_{Lb}(t) = I_M - \frac{V_o}{L_b} (t - DT_s) \quad (5.3)$$

Considerando-se que o conversor opera em regime permanente é válido afirmar que em $t = T_s$ a corrente i_{L_b} possui novamente seu valor mínimo I_m , implicando a igualdade (5.4).

$$I_m = I_M - \frac{V_o}{L_b}(1-D)T_s \quad (5.4)$$

Com o auxílio das equações (5.2) e (5.4) obtém-se o ganho estático do conversor *buck* em MCC, sendo este dado por (5.5).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (5.5)$$

Sabe-se que a corrente média que circula pelo capacitor C_b é nula. Logo, a corrente média em L_b ($I_{L_b_méd}$) deve ser igual à corrente média na carga I_o . É possível demonstrar que, através da análise da forma de onda de i_{L_b} presente na Figura 5.3, o valor da corrente média no indutor L_b é dado por (5.6).

$$I_{L_b_méd} = I_o = \frac{I_M + I_m}{2} \quad (5.6)$$

Desta forma, o sistema linear formado pelas equações (5.2) e (5.6) possui solução única dada pelas igualdades (5.7) e (5.8).

$$I_M = I_o + \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s L_b} \quad (5.7)$$

$$I_m = I_o - \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s L_b} \quad (5.8)$$

5.2.2 - Formas de Onda Básicas - MCC

As principais formas de ondas referentes ao funcionamento do conversor *buck* em modo de condução contínua são apresentadas na Figura 5.3.

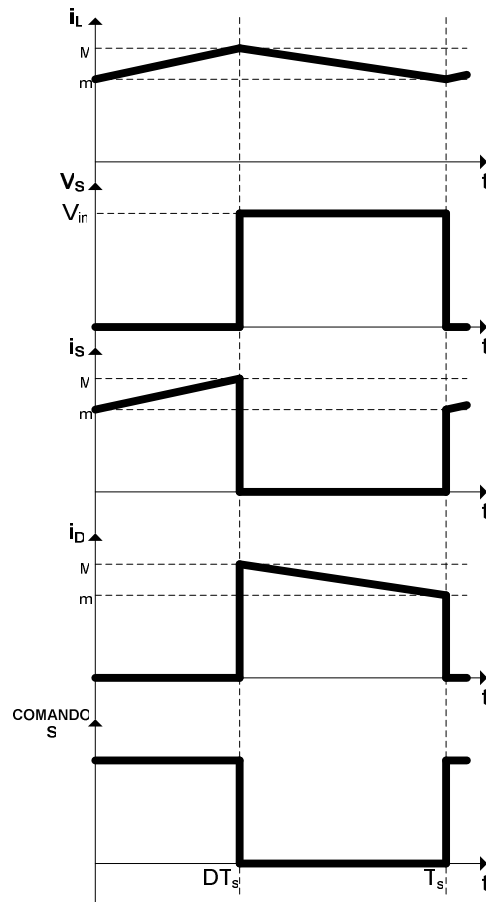


Figura 5.3 – Principais formas de onda do conversor *buck* operando no MCC.

5.2.3 – Filtro de Saída

Um parâmetro de projeto essencial para a determinação do valor da indutância L_b é a ondulação presente na corrente que circula por esta, aqui denominada Δi_{Lb} e definida por (5.9).

$$\Delta i_{Lb} \square I_M - I_m \quad (5.9)$$

Substituindo-se (5.2) e (5.5) em (5.9) obtém-se a expressão (5.10).

$$\Delta i_{Lb} = \frac{D(1-D)V_{in}}{f_s L_b} \quad (5.10)$$

O valor máximo de Δi_{Lb} , denominado $\Delta i_{Lb_m\acute{a}x}$, ocorrerá quando a taxa de variação desta grandeza em relação à razão cíclica D for nula, conforme (5.11). D^* corresponde ao valor de D para o qual Δi_{Lb} é máximo, sendo seu valor dado por (5.12) como solução da equação (5.11).

$$\frac{\partial \Delta i_{L_b}}{\partial D} = \frac{(1-2D^*)V_{in}}{f_s L_b} = 0 \quad (5.11)$$

$$D^* = 0,5 \quad (5.12)$$

Como a derivada segunda de (5.10) é negativa para $D = D^*$, conclui-se que este ponto crítico é realmente um valor de máximo da expressão (5.10). Assim, ao substituir (5.12) em (5.10) pode-se determinar $\Delta i_{L_b_m\acute{a}x}$, dado por (5.13).

$$\Delta i_{L_b_m\acute{a}x} = \frac{V_{in}}{4f_s L_b} \quad (5.13)$$

5.3 O CONVERSOR *BUCK* OPERANDO NOS MODOS DE CONDUÇÃO CRÍTICA (MCC_r) E DESCONTÍNUA (MCD)

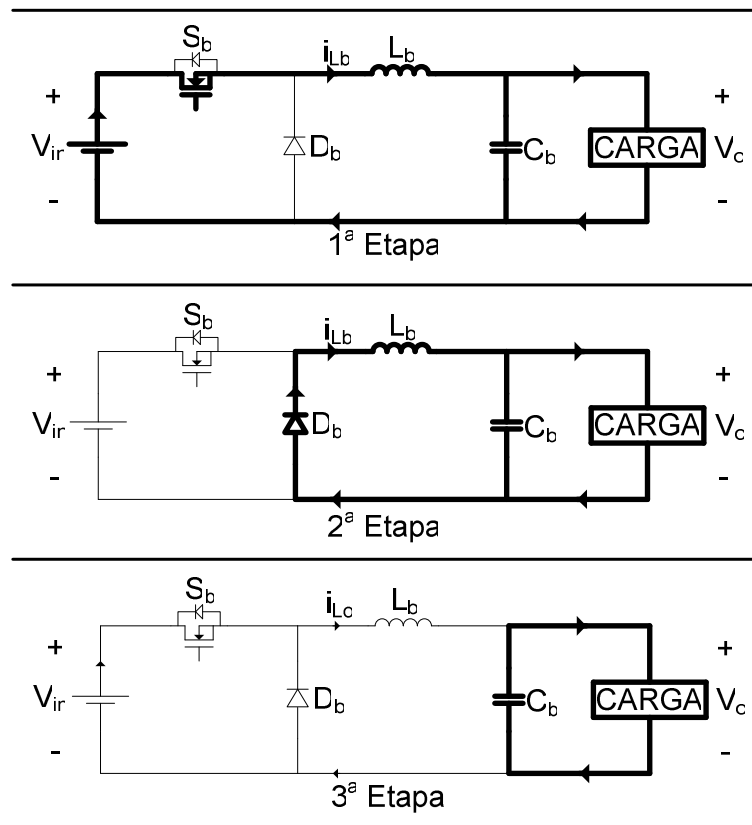


Figura 5.4 – Etapas de operação do conversor *buck* operando em MCD.

O modo de condução descontínua é caracterizado pela descarga total da energia armazenada na indutância L_b antes do início do ciclo seguinte de operação do conversor. O modo de condução crítica, por sua vez, é a fronteira entre os modos de condução contínua

e descontínua, onde o ciclo seguinte de operação inicia no exato momento em que a corrente i_{L_b} se anula.

A Figura 5.4 contém as três etapas de operação do conversor *buck* operando em MCD.

Em $t = 0$ a corrente i_{L_b} é nula. Neste instante o indutor L_b começa a ser carregado de forma linear conforme a equação (5.14), a qual é válida para o intervalo compreendido entre ($0 < t < DT_s$).

$$i_{L_b}(t) = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_b} t \quad (5.14)$$

No instante $t = DT_s$ o interruptor S_b é bloqueado, dando fim à primeira etapa de operação do conversor *buck* em MCD. A corrente i_{L_b} passa a assumir o valor I_p dado por (5.15).

$$I_p = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_b} DT_s \quad (5.15)$$

Com o bloqueio do interruptor S_b o diodo D_b passa a conduzir, dando início ao processo de descarga linear do indutor L_b segundo a expressão (5.16), que descreve o comportamento de i_{L_b} durante o intervalo ($DT_s < t < T_s$).

$$i_{L_b}(t) = I_p - \frac{V_o}{L_b} (t - DT_s) \quad (5.16)$$

A segunda etapa de operação acaba quando a corrente i_{L_b} se anula. O tempo necessário para que o indutor L_b se descarregue completamente será aqui definida por Δt_a . Desta forma, tem-se a igualdade (5.17).

$$I_p - \frac{V_o}{L_b} \Delta t_a = 0 \quad (5.17)$$

Substituindo-se (5.15) em (5.17) é possível determinar o valor de Δt_a , dado pela igualdade (5.18).

$$\Delta t_a = \frac{(V_{in} - V_o)}{V_o} DT_s \quad (5.18)$$

5.3.1 – Formas de Onda Básicas - MCD

A Figura 5.5 contém as principais formas de onda referentes ao funcionamento do conversor *buck* em MCD.

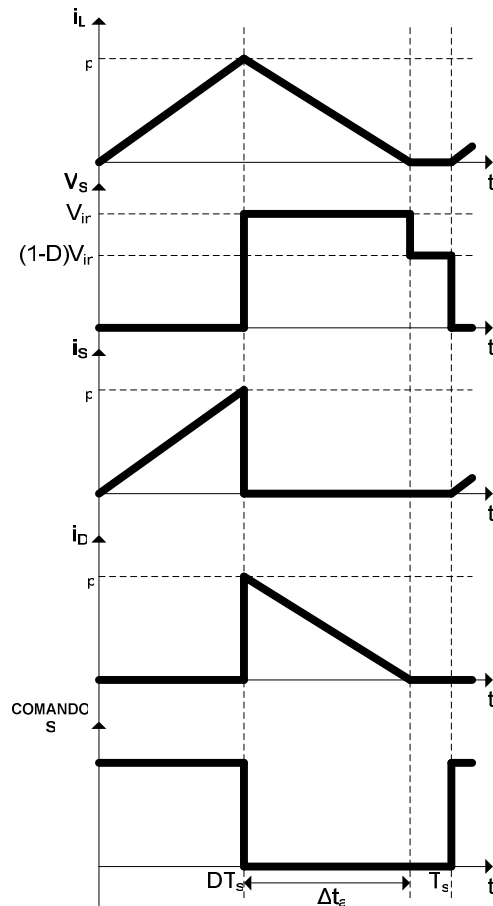


Figura 5.5 – Principais formas de onda do conversor *buck* operando no MCD.

5.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA COMPLETA

Sejam as definições (5.19) e (5.20) que se referem ao ganho do conversor e à corrente de saída parametrizada, respectivamente.

$$q = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (5.19)$$

$$\bar{I}_o = \frac{2f_s L_b I_o}{V_{in}} \quad (5.20)$$

Substituindo-se (5.19) em (5.5) obtém-se (5.21), que expressa o fato de que o ganho q depende apenas da razão cíclica D em MCC, independente do valor da corrente de carga I_o .

$$q = D \quad (5.21)$$

A corrente média na carga I_o , para o MCD, pode ser obtida através da análise da forma de onda de i_{Lb} presente no gráfico da Figura 5.5, pois a I_o é necessariamente igual ao valor médio da corrente no indutor L_b (I_{Lb}), conforme (5.22).

$$I_{Lb} = I_o = \frac{I_p(DT_s + \Delta t_a)}{2T_s} \quad (5.22)$$

Substituindo-se as equações (5.15), (5.18), (5.19) e (5.20) em (5.22) obtém-se (5.23).

$$\bar{I}_o = \frac{(1-q)}{q} D^2 \quad (5.23)$$

Resta ainda determinar em que situação o conversor opera em MCC ou em MCD. Isso é feito através da obtenção de uma função que determine a região de fronteira entre o MCC e o MCD, ou seja, na situação em que o conversor opera em MCC_r .

Conforme mencionado anteriormente, o conversor opera em MCC_r se o interruptor S_b for comandado a conduzir no exato momento em que a corrente i_{Lb} se anula ao fim da etapa de descarga linear de L_b . Matematicamente tem-se (5.24).

$$\Delta t_a = (1-D)T_s \quad (5.24)$$

Com base nas equações (5.15), (5.17) e (5.24) conclui-se que a igualdade (5.25) é válida para o MCC_r .

$$\frac{V_o}{V_{in}} = q = D \quad (5.25)$$

No MCC_r o valor médio da corrente no indutor L_b (I_{Lb}), que é equivalente à corrente média de carga I_o , é dado pela expressão (5.26).

$$I_{Lb} = I_o = \frac{I_p}{2} \quad (5.26)$$

Manipulando-se as equações (5.15), (5.19), (5.20), (5.25) e (5.26) obtém-se (5.27), que descreve a região de fronteira entre o MCC e o MCD.

$$\bar{I}_o = q(1-q) \quad (5.27)$$

Com as expressões (5.21), (5.23) e (5.27) é possível traçar o gráfico da característica de saída do conversor contemplando todos os modos de condução possíveis, sendo este apresentado na Figura 5.6.

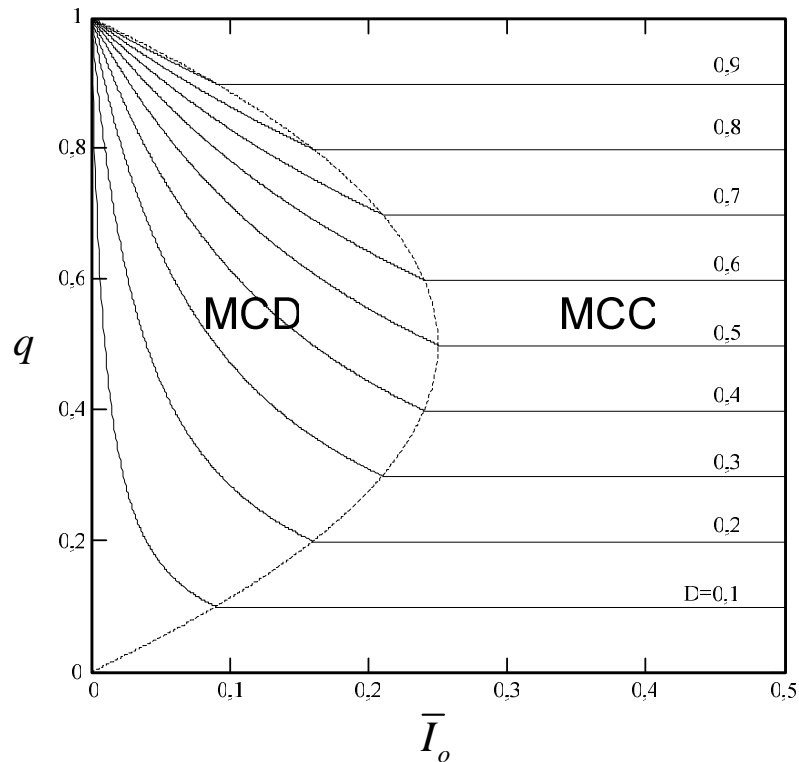


Figura 5.6 – Característica de saída completa do conversor *buck*.

5.5 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES EM MCC

Para a correta escolha dos semicondutores de potência a serem utilizados na implementação prática da estrutura se faz necessária a análise das correntes e tensões as quais os componentes ficam submetidos. As análises realizadas a seguir tomam como base as formas de onda presentes na Figura 5.3 e para o conversor *buck* operando em modo de condução contínua.

5.5.1 – Esforços no interruptor S_b em MCC

A máxima tensão a qual o interruptor S_b fica submetido durante a operação em regime permanente é dada por (5.28).

$$V_{S_b_m\acute{a}x} = V_{in} \quad (5.28)$$

A corrente i_{S_b} é dada pela equação (5.29) para o intervalo de tempo ($0 < t < DT_s$). No restante do ciclo de operação do conversor tem-se $i_{S_b} = 0$.

$$i_{S_b}(t) = I_m + \frac{(I_M - I_m)}{DT_s} t \quad (5.29)$$

O valor médio da corrente no interruptor S_b , aqui denominada $I_{S_b_méd}$, pode ser obtido através da solução da integral dada em (5.30). Resolvendo-se (5.30) e com o auxílio das equações (5.7) e (5.8) obtém-se (5.31). O parâmetro I_o corresponde à corrente média na carga.

$$I_{S_b_méd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{S_b}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[I_m + \frac{(I_M - I_m)}{DT_s} t \right] dt \quad (5.30)$$

$$I_{S_b_méd} = DI_o \quad (5.31)$$

Já o valor eficaz da corrente no interruptor S_b ($I_{S_b_ef}$) é dado pela integral (5.32), cuja solução exata pode ser verificada na equação (5.33), ao se substituir (5.7) e (5.8) em (5.32).

$$I_{S_b_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{S_b}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[I_m + \frac{(I_M - I_m)}{DT_s} t \right]^2 dt} \quad (5.32)$$

$$I_{S_b_ef} = \sqrt{D \left(I_o^2 + \frac{D^2 (1-D)^2 V_{in}^2}{12 f_s^2 L_b^2} \right)} \quad (5.33)$$

5.5.2 – Esforços no diodo D_b em MCC

Considerando-se que o conversor opera em regime permanente, a máxima tensão reversa no diodo D_b é dada por (5.34).

$$V_{D_b_máx} = V_{in} \quad (5.34)$$

A função (5.35) descreve o comportamento da corrente i_{D_b} no intervalo de tempo compreendido entre $(DT_s < t < T_s)$, sendo que foi aplicada a transformação linear (5.36) para que o ponto inicial do novo sistema de referência fosse deslocado para $t = DT_s$, simplificando assim os cálculos.

$$i_{D_b}(t^*) = I_M - \frac{(I_M - I_m)}{(1-D)T_s} t^* \quad (5.35)$$

$$t^* = t - DT_s \quad (5.36)$$

A equação (5.37) contém a integral a ser resolvida para a obtenção da corrente média $I_{D_b_méd}$ no diodo D_b . Substituindo-se (5.7) e (5.8) em (5.37) obtém-se (5.38).

$$I_{D_b_méd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} i_{D_b}(t^*) dt^* = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left[I_M - \frac{(I_M - I_m)}{(1-D)T_s} t^* \right] dt^* \quad (5.37)$$

$$I_{D_b_méd} = (1-D)I_o \quad (5.38)$$

Finalmente, a corrente eficaz I_{Db_ef} que circula pelo diodo D_b é obtida resolvendo-se a igualdade (5.39). Com o auxílio das equações (5.7), (5.8) e (5.39) obtém-se (5.40).

$$I_{Db_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} i_{Db}^2(t^*) dt^*} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left[I_M - \frac{(I_M - I_m)}{(1-D)T_s} t^* \right]^2 dt^*} \quad (5.39)$$

$$I_{Db_ef} = \sqrt{(1-D) \left(I_o^2 + \frac{D^2 (1-D)^2 V_{in}^2}{12 f_s^2 L_b^2} \right)} \quad (5.40)$$

5.6 MODELAGEM DO CONVERSOR BUCK EM MCC

Uma análise da dinâmica do conversor se faz necessária para possibilitar a análise do comportamento da estrutura ao empregá-la para a variação da intensidade luminosa, que neste caso é baseada na modulação PWM. É essencial que o conversor tenha uma resposta rápida com relação à frequência de modulação PWM escolhida para o controle efetivo da potência entregue aos LEDs. Caso contrário, o tempo para atingir a corrente nominal será elevado, de forma que a corrente não possuirá a forma retangular característica da modulação PWM. Caso isso ocorra, os benefícios associados à utilização de tal técnica de modulação deixem de ser válidos.

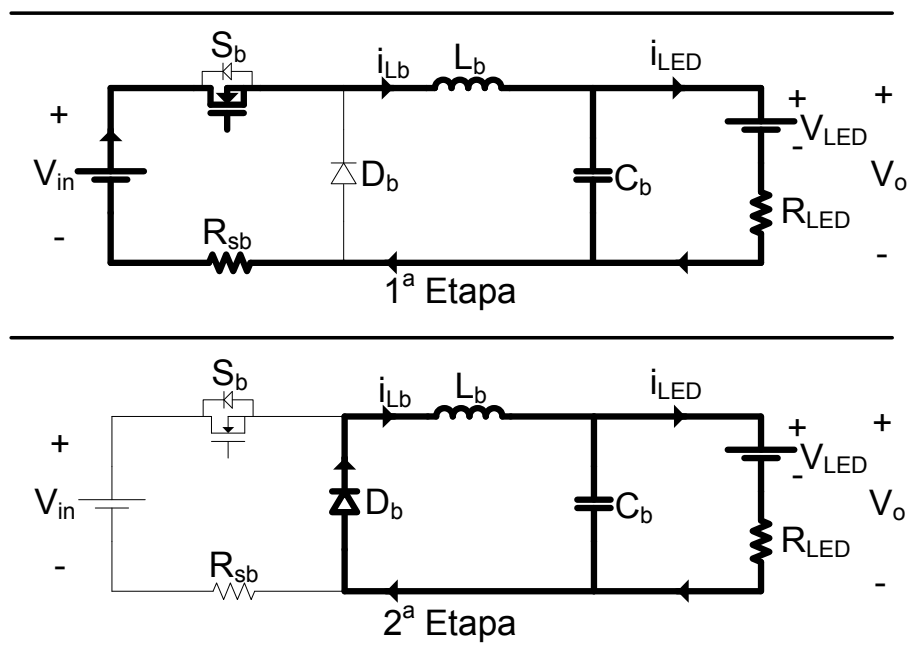


Figura 5.7 – Etapas de operação do conversor *buck* para a obtenção do modelo de pequenos sinais.

A função de transferência do conversor *buck* operando em MCC será obtida através da análise por valores médios instantâneos [25]. Os cálculos serão realizados com base nas

etapas de operação do conversor *buck* operando em MCC e alimentando uma carga equivalente ao modelo do LED de potência, conforme a Figura 5.7. Vale ressaltar que para a análise dinâmica da estrutura será considerado o efeito da resistência série R_{sb} utilizada para a amostragem da corrente que circula pelo interruptor S_b , dado que seu valor pode ser da ordem da resistência série equivalente dos LEDs. Na análise estática tal resistência foi desconsiderada por não influenciar de forma considerável o resultado.

5.6.1 – Notação

Para que o equacionamento seja realizado de forma clara e organizada se faz necessária a padronização da notação utilizada. Seja x uma variável qualquer do sistema em estudo. Com relação a esta variável têm-se as seguintes convenções:

$\langle x \rangle_{T_s}$ - Valor médio quase instantâneo de x em um período de comutação T_s .

X - Valor constante referente ao valor de x no ponto de operação onde está sendo realizada a linearização, ausente de perturbações.

\hat{x} - Representação de uma eventual perturbação em x .

Desta forma é possível representar a variável x pela soma de duas parcelas, conforme a definição (5.41).

$$x \approx X + \hat{x} \quad (5.41)$$

5.6.2 – Equações que Determinam o Comportamento Dinâmico do Sistema

O conjunto de equações referentes à primeira etapa de operação é dado por (5.42), (5.43) e (5.44).

$$v_{Lb} \Big|_{0 < t < DT_s} = v_{in} - R_{sb} i_{Lb} - v_o \quad (5.42)$$

$$i_{Cb} \Big|_{0 < t < DT_s} = i_{Lb} - \frac{(v_o - V_{LED})}{R_{LED}} \quad (5.43)$$

$$i_{in} \Big|_{0 < t < DT_s} = i_{Lb} \quad (5.44)$$

Para a segunda etapa de operação são válidas as equações (5.45), (5.46) e (5.47).

$$v_{Lb} \Big|_{DT_s < t < T_s} = -v_o \quad (5.45)$$

$$i_{Cb} \Big|_{DT_s < t < T_s} = i_{Lb} - \frac{(v_o - V_{LED})}{R_{LED}} \quad (5.46)$$

$$i_{in} \Big|_{DT_s < t < T_s} = 0 \quad (5.47)$$

De acordo com o método proposto, a variação do valor médio da corrente em L_b é obtida pela expressão (5.48), bem como a variação do valor médio da tensão em C_b segue o comportamento descrito em (5.49).

$$L_b \frac{d\langle i_{Lb} \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{Lb} \rangle_{T_s} \quad (5.48)$$

$$C_b \frac{d\langle v_{Cb} \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{Cb} \rangle_{T_s} \quad (5.49)$$

De acordo com a notação adotada anteriormente, as grandezas v_o , v_{in} , i_{Lb} , v_{Cb} e i_{in} são definidas segundo (5.50), (5.51), (5.52), (5.53) e (5.54), respectivamente.

$$v_o \square V_o + \hat{v}_o \quad (5.50)$$

$$v_{in} \square V_{in} + \hat{v}_{in} \quad (5.51)$$

$$i_{Lb} \square I_{Lb} + \hat{i}_{Lb} \quad (5.52)$$

$$v_{Cb} \square V_{Cb} + \hat{v}_{Cb} \quad (5.53)$$

$$i_{in} = I_{in} + \hat{i}_{in} \quad (5.54)$$

De forma análoga, a razão cíclica d pode ser representada por uma constante referente ao ponto de operação na proximidade do qual o conversor está sendo linearizado, somada a uma parcela relacionada a uma eventual perturbação nesta grandeza, conforme (5.55).

$$d \square D + \hat{d} \quad (5.55)$$

Outra definição pertinente refere-se à razão cíclica complementar D' , dada por (5.56), ou de uma forma mais geral (5.57).

$$D' \square 1 - D \quad (5.56)$$

$$d' = 1 - d \quad (5.57)$$

Substituindo-se (5.55) e (5.56) em (5.57) obtém-se a expressão (5.58), que relaciona a razão cíclica complementar com a perturbação de razão cíclica. Esta igualdade é interessante, pois a variável de controle a ser considerada é a razão cíclica, e não a razão cíclica complementar.

$$d' = D' - \hat{d} \quad (5.58)$$

O valor médio quase instantâneo da tensão sobre o indutor L_b pode ser calculado através das igualdades (5.42) e (5.45). Com a substituição deste resultado em (5.48) obtém-se (5.59).

$$L_b \frac{d\langle i_{L_b} \rangle_{T_s}}{dt} = (D + \hat{d}) (V_{in} + \hat{v}_{in} - R_{sb} I_{L_b} - R_{sb} \hat{i}_{L_b} - V_o - \hat{v}_o) + (D' - \hat{d}) (-V_o - \hat{v}_o) \quad (5.59)$$

Reagrupando-se os termos da igualdade (5.59) obtém-se (5.60).

$$L_b \frac{d\langle i_{L_b} \rangle_{T_s}}{dt} = DV_{in} - V_o + D\hat{v}_{in} - \hat{v}_o + \hat{d}\hat{v}_{in} + V_{in}\hat{d} - DR_{sb}I_{L_b} - DR_{sb}\hat{i}_{L_b} - R_{sb}I_{L_b}\hat{d} - R_{sb}\hat{i}_{L_b}\hat{d} \quad (5.60)$$

A parcela constante descreve o funcionamento do conversor em regime permanente e deve ser nula para que haja convergência das grandezas a um determinado ponto de operação. O termo constante da igualdade fornece a equação que determina o ganho estático do conversor *buck* operando em MCC. Dado que as constantes são muito maiores que as perturbações, lembrando que este método de modelagem é aplicável a pequenos sinais, os termos contendo multiplicações entre grandezas, como por exemplo (5.61), serão considerados nulos. Tais aproximações aqui adotadas serão válidas no decorrer de todo o presente trabalho.

$$\hat{d}\hat{v}_{in} \approx 0 \quad (5.61)$$

Reescrevendo (5.60) com as devidas aproximações obtém-se (5.62).

$$L_b \frac{d\hat{i}_{L_b}}{dt} = D\hat{v}_{in} - \hat{v}_o - DR_{sb}\hat{i}_{L_b} + (V_{in} - R_{sb}I_{L_b})\hat{d} \quad (5.62)$$

De forma semelhante têm-se (5.63) e (5.64).

$$C_b \frac{d\langle v_{Cb} \rangle_{T_s}}{dt} = (D + \hat{d}) \left(I_{L_b} + \hat{i}_{L_b} - \frac{V_o + \hat{v}_o - V_{LED}}{R_{LED}} \right) + (D' - \hat{d}) \left(I_{L_b} + \hat{i}_{L_b} - \frac{V_o + \hat{v}_o - V_{LED}}{R_{LED}} \right) \quad (5.63)$$

$$C_b \frac{d\hat{v}_{Cb}}{dt} = \hat{i}_{L_b} - \frac{\hat{v}_o}{R_{LED}} \quad (5.64)$$

O valor médio quase instantâneo da corrente na entrada do conversor i_{in} pode ser obtido por (5.65), ou de forma simplificada pela igualdade (5.66).

$$I_{in} + \hat{i}_{in} = (D + \hat{d})(I_{L_b} + \hat{i}_{L_b}) \quad (5.65)$$

$$\hat{i}_{in} = D\hat{i}_{Lb} + I_{Lb}\hat{d} \quad (5.66)$$

A partir do circuito do conversor *buck* pode-se afirmar como sendo válidas as igualdades (5.67) e (5.68).

$$v_{Cb} = v_o \quad (5.67)$$

$$\hat{v}_{Cb} = \hat{v}_o \quad (5.68)$$

5.6.3 – Circuito Elétrico Equivalente

O circuito elétrico equivalente para pequenos sinais do conversor *buck* operando em MCC pode ser construído a partir das equações (5.62), (5.64), (5.66) e (5.68), sendo dado na Figura 5.8.

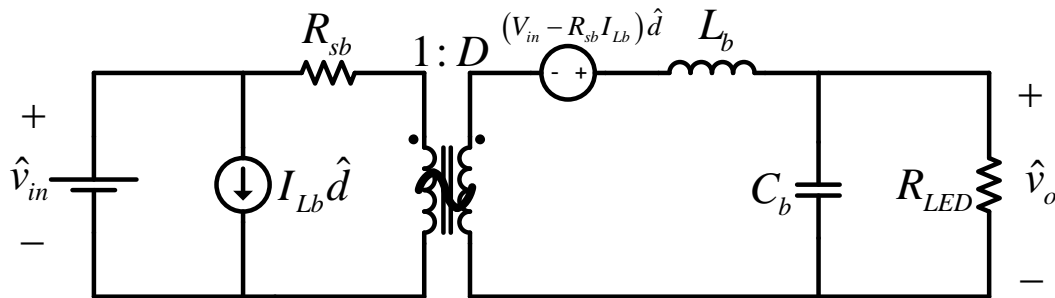


Figura 5.8 – Circuito elétrico equivalente do conversor *buck* para pequenos sinais.

5.6.4 – Funções de Transferência

As equações (5.62), (5.64) e (5.67) descrevem o comportamento dinâmico do conversor *buck* operando em MCC. Aplicando-se a Transformada de Laplace a estas equações obtêm-se (5.69), (5.70) e (5.71).

$$sL_b\hat{i}_{Lb}(s) = D\hat{v}_{in}(s) - \hat{v}_o(s) - DR_{sb}\hat{i}_{Lb}(s) + (V_{in} - R_{sb}I_{Lb})\hat{d}(s) \quad (5.69)$$

$$sC_b\hat{v}_{Cb}(s) = \hat{i}_{Lb}(s) - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_{LED}} \quad (5.70)$$

$$\hat{v}_{Cb}(s) = \hat{v}_o(s) \quad (5.71)$$

Através da manipulação das três equações anteriores é possível determinar a função de transferência de qualquer grandeza da estrutura do conversor com relação à tensão de entrada v_{in} e à razão cíclica d . Neste caso serão obtidas apenas as funções de transferência relacionando a tensão de saída v_o às entradas v_{in} (G_{vv_buck}) e d (G_{vd_buck}), que são dadas pelas expressões (5.72) e (5.73), respectivamente.

$$G_{vv_buck}(s) = D \left[\frac{R_{LED}}{s^2 R_{LED} L_b C_b + s(L_b + DR_{sb} R_{LED} C_b) + DR_{sb} + R_{LED}} \right] \quad (5.72)$$

$$G_{vd_buck}(s) = (V_{in} - DR_s) \left[\frac{R_{LED}}{s^2 R_{LED} L_b C_b + s(L_b + DR_{sb} R_{LED} C_b) + DR_{sb} + R_{LED}} \right] \quad (5.73)$$

5.6.5 – Validação do Modelo

Para a validação do modelo determinado anteriormente, será considerado o conversor *buck* operando em MCC com as características dadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Características do conversor *buck* operando em MCC para a validação do modelo.

Grandeza	Valor
C_b	10 μ F
L_b	240 μ H
V_{LED}	5V
R_{LED}	10 Ω
R_{sb}	2 Ω
V_{in}	25V
D	0,5

As funções de transferência da tensão de saída com relação à tensão de entrada e à razão cíclica são dadas por (5.74) e (5.75), respectivamente.

$$G_{vv_buck}(s) = \frac{5}{2,4 \cdot 10^{-8} s^2 + 3,4 \cdot 10^{-4} s + 11} \quad (5.74)$$

$$G_{vd_buck}(s) = \frac{236,4}{2,4 \cdot 10^{-8} s^2 + 3,4 \cdot 10^{-4} s + 11} \quad (5.75)$$

A simulação do circuito bem como o levantamento da resposta ao degrau das funções de transferência (5.74) e (5.75) foram realizados com o auxílio do programa computacional PSIM[®]. A Figura 5.9 (a) contém o resultado da simulação para um degrau de 20% de tensão de entrada. Já na Figura 5.9 (b) está exposto o resultado da simulação para um degrau de 2% de razão cíclica.

Os gráficos presentes na Figura 5.9 (a) e na Figura 5.9 (b) demonstram a validade do método utilizado para o levantamento das funções de transferência do conversor *buck* operando em MCC.

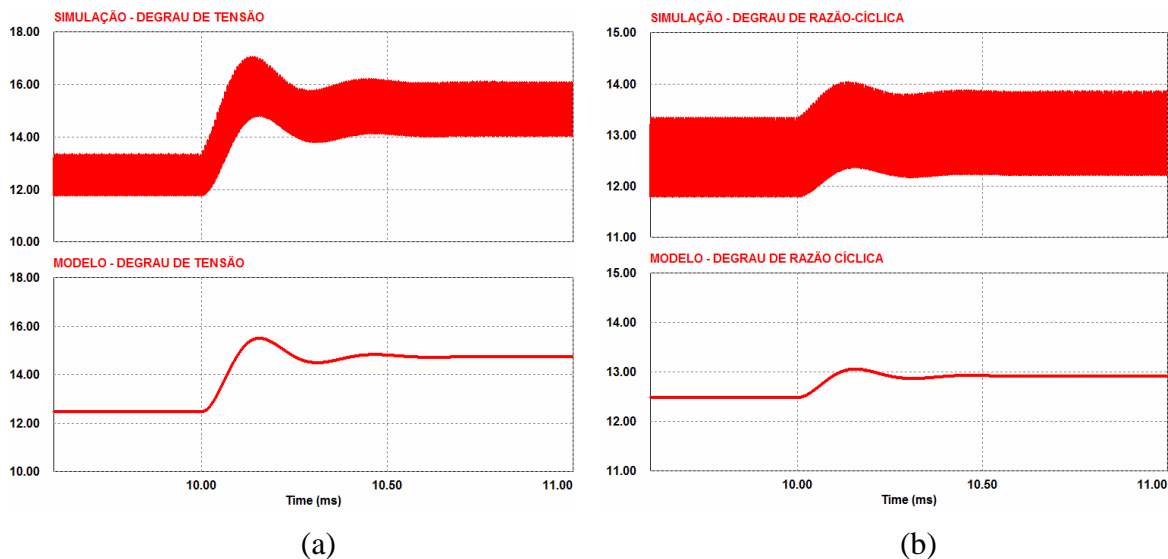


Figura 5.9 – (a) Tensão de saída para um degrau de 20% de tensão de entrada. (b) Tensão de saída para um degrau de 2% de razão cíclica.

5.7 METODOLOGIA DE PROJETO

A análise do funcionamento do conversor realizada até agora será tomada como base para o desenvolvimento de uma metodologia de projeto para o conversor *buck* operando em MCC. Os demais modos de operação não serão tratados, pois não haverá implementação prática dos mesmos.

5.7.1 – Especificações do Projeto

Tabela 5.2 – Especificações de projeto comuns aos três conversores *buck*, referentes aos vetores vermelho, verde e azul.

Especificação	Valor
Tensão de Entrada (V_{in})	25V
Corrente média de saída (I_o)	700mA
Máxima ondulação de corrente ($\Delta i_{Lb_máx}$)	20%
Frequência de Comutação (f_s)	150kHz
Frequência de Dimerização (f_{dim})	300Hz

Conforme exposto no capítulo 4, o sistema a ser desenvolvido possui três vetores de LEDs, compostos por três LEDs vermelhos, cinco verdes e três azuis, respectivamente.

Pelo fato de que o modelo equivalente e a quantidade de LEDs não é a mesma para todos os vetores, faz-se necessária a realização de três projetos distintos para cada um dos três conversores *buck*. As especificações que são comuns a todos os vetores podem ser consultadas na Tabela 5.2.

5.7.2 Indutância L_b

O valor da indutância L_b do filtro de saída do conversor *buck* será determinada com vistas a controlar o valor de ondulação presente na corrente i_{L_b} , cujo valor máximo é dado por (5.13). Desta forma, a expressão (5.76) fornece o valor de L_b que satisfaz a restrição imposta por $\Delta i_{L_b_m\acute{a}x}$.

$$L_b = \frac{V_{in}}{4f_s \Delta i_{L_b_m\acute{a}x}} \quad (5.76)$$

5.7.3 – Capacitância C_b

Em muitos casos não se emprega o capacitor C_b no filtro de saída do conversor *buck*, pois o nível de ondulação presente na corrente i_{L_b} é aceitável na carga. Como se deseja que a corrente nos LEDs seja tão constante quanto possível, a utilização do capacitor C_b é de grande valia para a atenuação da referida ondulação, a qual será, em parte, absorvida por este capacitor.

Para a determinação do valor da capacitância C_b a restrição é que seja obtida a maior atenuação possível sem que haja distorção significativa do sinal da modulação PWM empregada no controle da intensidade luminosa dos LEDs, cuja frequência é f_{dim} . Conhecendo-se o valor de L_b determina-se C_b de forma que o filtro de segunda ordem formado pelo par (L_b, C_b) possua frequência de corte f_c , dada por (5.77), quinze vezes acima da frequência utilizada na modulação PWM (f_{dim}). Logo, o valor de C_b pode ser obtido através da expressão (5.78).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_b C_b}} \quad (5.77)$$

$$C_b = \frac{1}{4\pi^2 L_b (15f_{dim})^2} \quad (5.78)$$

5.7.4 – Semicondutores de Potência

Com base nas equações obtidas na seção 5.5 são determinados os esforços nos semicondutores de potência presentes nas estruturas destinadas à alimentação dos três vetores de LEDs, estando estes expostos na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Esforços nos semicondutores de potência.

Esforço	Valor (Vermelho)	Valor (Verde)	Valor (Azul)
$V_{Sb_m\acute{a}x}$	25V	25V	25V
$I_{Sb_m\acute{e}d}$	0,303A	0,469A	0,307A
I_{Sb_ef}	0,461A	0,574A	0,464A
$V_{Db_m\acute{a}x}$	25V	25V	25V
$I_{Db_m\acute{e}d}$	0,397A	0,231A	0,393A
I_{Db_ef}	0,528A	0,403A	0,526A

5.7.5 – Lista de Componentes

Com base no equacionamento realizado anteriormente e nas especificações de projeto é possível determinar os valores dos componentes a serem utilizados nos três conversores *buck*, conforme a Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Valores dos componentes para o três conversores *buck*.

Componente	Valor
L_b	297,6 μ H
C_b	4,7 μ F
S_b	IRFZ44N
D_b	1N5819

Os valores da Tabela 5.4 são os mesmos para os três vetores, pois foram considerados os piores casos de operação, os quais acabam coincidindo nos três projetos. Isso se deve basicamente ao fato de que a corrente de saída é a mesma nos três vetores, resultando em valores idênticos de L_b e C_b (ondulações em i_{Lb} e em v_{Cb} são equivalentes para os três casos). Os níveis de tensão são distintos, mas optou-se por utilizar o mesmo interruptor nos três conversores.

5.8 CONTROLE POR VALORES DE PICO DE CORRENTE

O controle por valores de pico de corrente é um dos modos mais populares de controle do conversor *buck* [26]. Sua utilização no presente trabalho se deve principalmente à sua limitação do pico de corrente na saída, protegendo automaticamente o LED contra danos provocados por sobrecorrente.

5.8.1 – Circuito de Comando e Controle

O comando é realizado com a utilização do circuito integrado (CI) UC3843. Tomando como base as especificações presentes na folha de dados do CI [27] é possível determinar a configuração do circuito de comando. A estrutura do conversor *buck*, juntamente com o controlador UC3843 e seus componentes auxiliares, está presente na Figura 5.10.

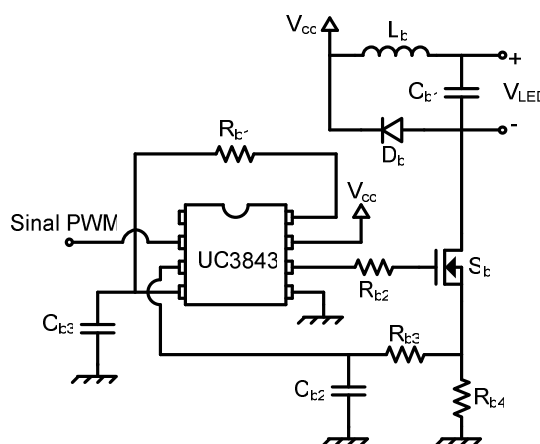


Figura 5.10 – Conversor buck com circuito de comando e controle baseado no CI UC3843.

A entrada denominada de “Sinal PWM”, proveniente do microcontrolador, é responsável por controlar a potência entregue aos vetores de LEDs. A amostragem da corrente no interruptor S_b é realizada através do resistor R_{b4} . O resistor R_{b3} e o capacitor C_{b2} constituem um filtro passa-baixa a fim de eliminar picos de tensão provocados por indutâncias parasitas presentes no circuito, cujo valor da frequência de corte será arbitrado como sendo o dobro da frequência de comutação.

Os valores dos componentes que compõem o circuito de comando, projetados segundo as recomendações presente na folha de dados do controlador UC3843 [27], estão apresentados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Componentes que compõem o circuito de comando do conversor buck.

Componente	Valor
R_{b1}	10k Ω
R_{b2}	15 Ω
R_{b3}	1k Ω
R_{b4}	1,5 Ω
C_{b1}	1nF
C_{b2}	470pF

5.8.2 – O Fenômeno da Instabilidade Sub-Harmônica

Ao se aplicar a técnica de controle por valores de pico de corrente ao conversor *buck* poderão surgir oscilações em baixa frequência (menor que a frequência de comutação) nas grandezas relacionadas à estrutura. Nesta seção será proposta uma análise matemática de tal fenômeno, a fim de compreender sua origem e investigar suas eventuais consequências no funcionamento do conversor.

A forma de onda da corrente i_{Lb} , presente na Figura 5.11 e representada por uma linha contínua, corresponde à operação do conversor *buck* em regime permanente com frequência e razão-cíclica constante. É de se esperar que, após o transitório, a corrente i_{Lb} se iguale à forma de onda caracterizada pela linha contínua. Tal transitório, neste caso, será dado pela forma de onda composta pela linha tracejada. No k -ésimo período de comutação do conversor o valor de pico I_{p1} ocorre Δt_k segundos após o ponto de estabilidade. Neste instante o interruptor S_b é bloqueado, sendo que a corrente i_{Lb} decresce de forma aproximadamente linear até o fim do período de comutação, quando esta atinge o valor I_{p2} , conforme a equação (5.79). Neste instante dá-se início ao período de comutação $k+1$. O indutor passa a ser energizado também de forma aproximadamente linear até atingir o valor de pico imposto pelo controle (I_{p1}). Esse evento ocorre Δt_{k+1} segundos antes do ponto de estabilidade, conforme a equação (5.80).

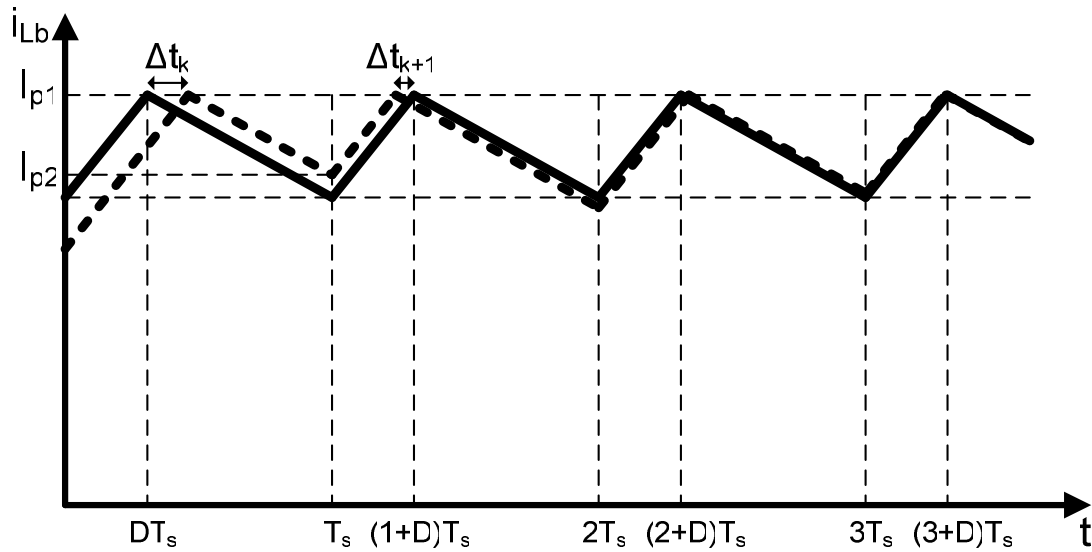


Figura 5.11 – Formas de onda para a análise da instabilidade sub-harmônica.

$$I_{p1} - I_{p2} = \frac{V_o}{L_b} \left(1 - D - \frac{\Delta t_k}{T_s} \right) T_s \quad (5.79)$$

$$I_{p1} - I_{p2} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_b} \left(D - \frac{\Delta t_{k+1}}{T_s} \right) T_s \quad (5.80)$$

Igualando-se as equações (5.79) e (5.80), e recorrendo à igualdade (5.5) obtém-se a relação (5.81).

$$\Delta t_{k+1} = \left(\frac{D}{1-D} \right) \Delta t_k \quad (5.81)$$

Para que haja convergência ao ponto de operação, a condição (5.82) deve ser satisfeita.

$$\Delta t_{k+1} < \Delta t_k \quad (5.82)$$

Substituindo-se (5.81) em (5.82) obtém-se (5.83).

$$D < \frac{1}{2} \quad (5.83)$$

Com base em (5.83) conclui-se que não ocorrerá instabilidade sub-harmônica caso o conversor esteja operando com razão-cíclica inferior a 0,5.

5.8.3 – Comportamento Dinâmico do Conversor Operando com Controle da Intensidade Luminosa dos LEDs

O controle da intensidade luminosa dos LEDs, do ponto de vista dinâmico dos conversores *buck* operando como *driver*, pode ser considerada como uma série de degraus de referência na razão-cíclica. No momento do acionamento a corrente i_{Lb} é nula, sendo que a razão-cíclica será máxima até que a corrente atinja o valor desejado de 700mA. Desta forma, é possível utilizar o modelo determinado na seção 5.6 para investigar o comportamento do *driver* para degraus de razão-cíclica máxima, podendo-se prever assim o tempo de resposta da corrente i_{Lb} sob tal condição.

A partir das equações (5.69), (5.70) e (5.71) é possível obter a função de transferência (5.84), que relaciona a corrente i_{Lb} com a razão-cíclica d .

$$G_{id}(s) \square \frac{\hat{i}_{LED}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{s^2 R_{LED} L_b C_b + s(L_b + R_{LED} R_{sb} C_b) + R_{LED} + R_{sb}} \quad (5.84)$$

Substituindo-se na equação (5.84) os valores de L_b e de C_b apresentados na Tabela 5.4 e considerando os três casos possíveis de resistência R_{LED} dos modelos presentes na Figura 4.4, obtêm-se as funções de transferência (5.85), (5.86) e (5.87), referentes aos conversores *buck* dos vetores vermelho, verde e azul, respectivamente. O valor da resistência R_{sb} difere para cada um dos conversores, a fim de garantir que a corrente seja igualmente controlada em cada vetor, sendo que para os vetores vermelho, verde e azul, respectivamente, esta vale 1,3 Ω , 1,25 Ω e 1,3 Ω .

$$G_{id_vermelho}(s) = \frac{25}{8,392 \cdot 10^{-9} s^2 + 3,343 \cdot 10^{-4} s + 7,3} \quad (5.85)$$

$$G_{id_verde}(s) = \frac{25}{4,896 \cdot 10^{-9} s^2 + 3,182 \cdot 10^{-4} s + 4,75} \quad (5.86)$$

$$G_{id_azul}(s) = \frac{25}{2,098 \cdot 10^{-9} s^2 + 3,068 \cdot 10^{-4} s + 2,8} \quad (5.87)$$

Com as funções de transferência obtidas anteriormente e através da simulação do conversor *buck* operando com controle da intensidade luminosa é possível verificar o comportamento da estrutura sob tal condição.

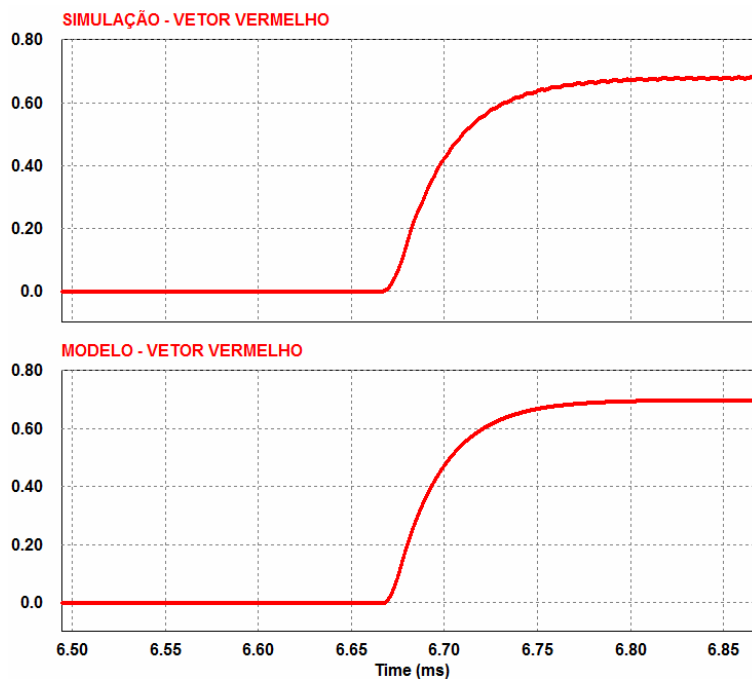


Figura 5.12 – Resposta dinâmica do conversor *buck* com controle da intensidade luminosa – vetor vermelho.

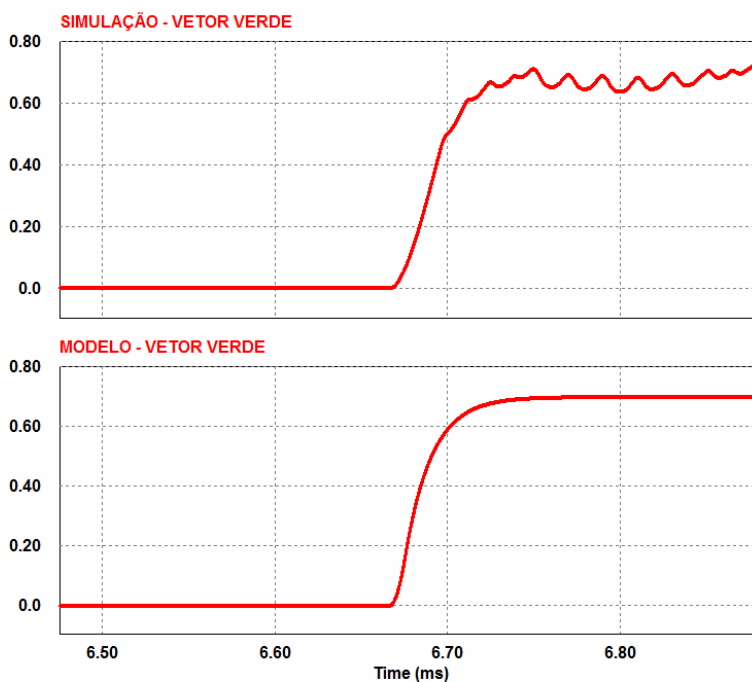


Figura 5.13 - Resposta dinâmica do conversor *buck* com controle da intensidade luminosa – vetor verde.

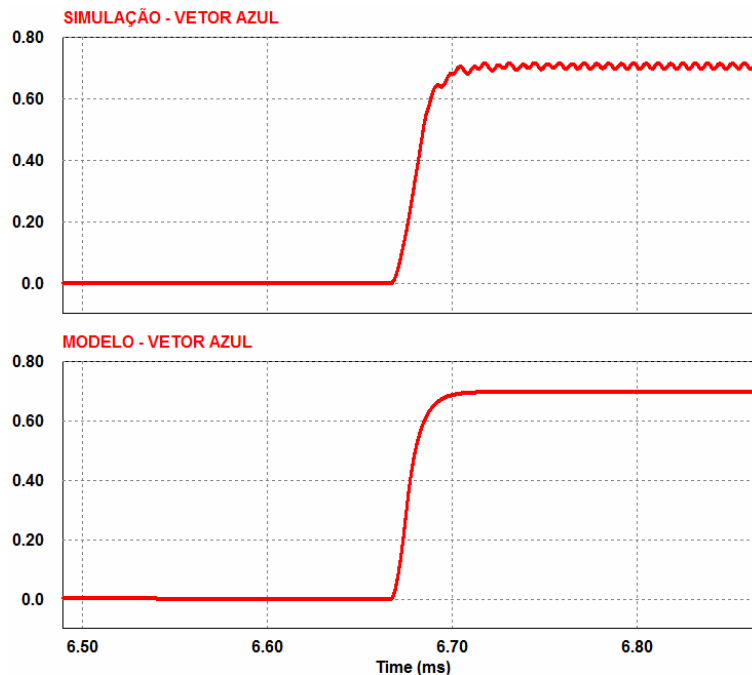


Figura 5.14 - Resposta dinâmica do conversor *buck* com controle da intensidade luminosa – vetor azul.

A Figura 5.12, a Figura 5.13 e a Figura 5.14 contêm os resultados de simulação e do modelo dinâmico referentes ao comportamento do conversor *buck* dos vetores vermelho, verde e azul. A resposta mais lenta observada foi a do vetor vermelho, que gira em torno de $100\mu\text{s}$. Considerando que o período da frequência utilizada no controle da intensidade luminosa (300Hz) vale 3,33ms, e que a resposta mais lenta observada foi a do vetor vermelho (em torno de $100\mu\text{s}$), conclui-se que a forma de onda da corrente nos vetores de LEDs será muito próxima à retangular, validando o projeto do filtro de saída dos *drivers*.

É possível observar o aparecimento da instabilidade sub-harmônica na corrente do vetor de LEDs verdes. Conforme visto anteriormente, isso ocorre devido ao fato de que o conversor *buck* opera com razão cíclica superior a 0,5 e também porque a corrente no indutor L_b é controlada por valores de pico de corrente.

5.9 CONCLUSÃO

A utilização do conversor *buck* na função de *driver* para os LEDs apresentou resultados bastante satisfatórios. A elaboração de uma metodologia de projeto permitiu a configuração do conversor a fim de atender os requisitos de projeto apresentados.

O controle por valores de pico de corrente se mostrou bastante robusto, trazendo proteção aos LEDs em eventuais transitórios ou perturbações, sendo esta uma característica muito importante devido à alta sensibilidade dos LEDs com relação a valores elevados de corrente [20]. Já o modelo de pequenos sinais permitiu a análise do comportamento do conversor aplicado ao controle da intensidade luminosa, permitindo a verificação do comportamento do filtro de saída da estrutura sob esta condição.

CAPÍTULO 6

ANÁLISE DO CONVERSOR HALF-BRIDGE PWM COM COMANDO ASSIMÉTRICO

6.1 INTRODUÇÃO

A interface entre a saída do retificador e a entrada dos *drivers* será realizada através do conversor half-bridge com comando assimétrico (ASHB-PWM) presente na Figura 6.1. Escolheu-se tal estrutura devido às suas seguintes características:

- Isolamento em alta frequência.
- Comutação suave do tipo ZVS (*Zero Voltage Switching*).
- Viabilidade de operação sob maiores potências que estruturas mais convencionais, como por exemplo, o conversor *flyback*.
- Elevada eficiência.

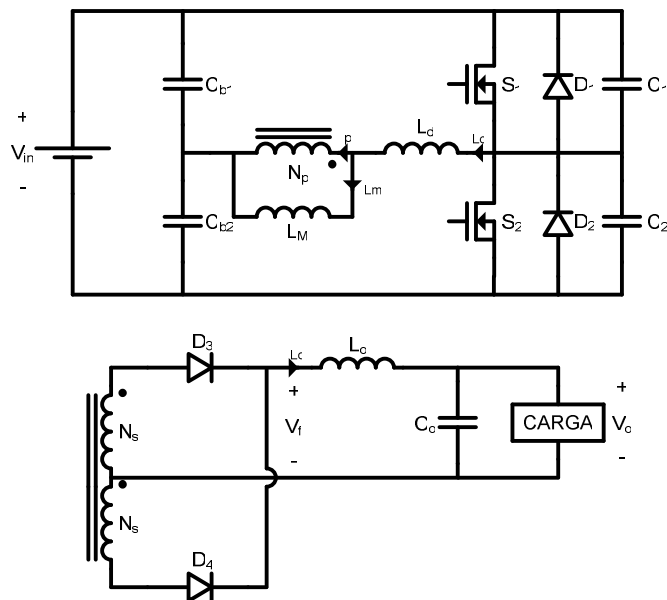


Figura 6.1 – Estrutura do conversor ASHB-PWM.

6.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Para a análise quantitativa do conversor se faz necessária a verificação das possíveis etapas de operação, que neste caso são oito, estando estas descritas a seguir.

6.2.1 - 1ª Etapa ($t_0 - t_1$)

Em $t=t_0$ o diodo D_1 entra em condução, dando início à primeira etapa de operação. Em $t=t_1$ a corrente em L_d atinge o valor $(I_o' + I_{Lm2})$, que pode ocorrer tanto antes ou após a inversão do sentido da corrente i_{Ld} . Logo, existem dois estados topológicos possíveis para esta etapa de operação, dados na Figura 6.2. Para que seja garantida a comutação sob tensão nula o interruptor S_1 deve ser comandado a conduzir antes que a corrente em L_d se torne positiva. O circuito elétrico equivalente, dado na Figura 6.3, é o mesmo para ambos estados topológicos desta etapa.

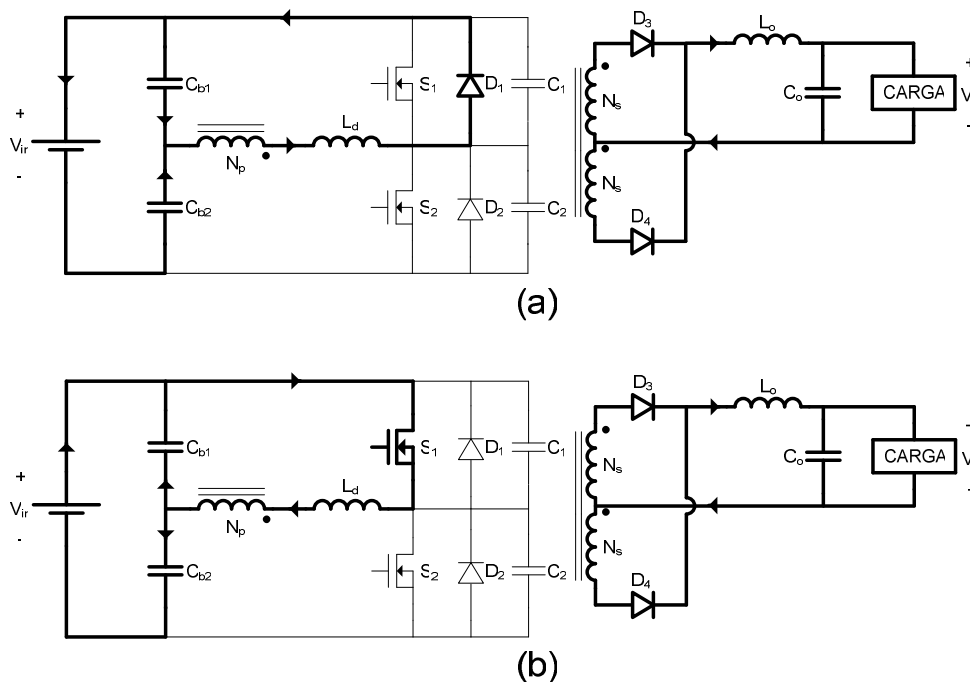


Figura 6.2 – Possíveis estados topológicos para a 1ª etapa de operação.

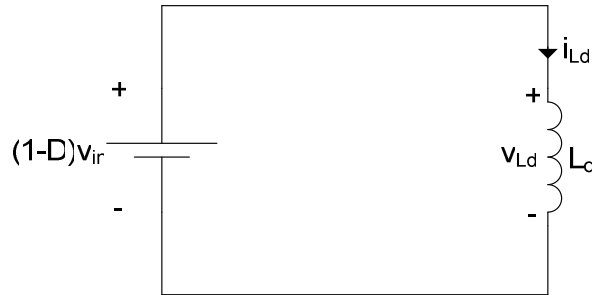


Figura 6.3 - Circuito elétrico equivalente para a 1ª etapa.

As condições iniciais das correntes em L_d e em L_m são dadas pelas equações (6.1) e (6.2), respectivamente.

$$i_{L_d}(0) \approx I_{L_{m2}} - I_o' \quad (6.1)$$

$$i_{L_m}(0) \approx I_{L_{m2}} \quad (6.2)$$

Analisando-se o circuito equivalente apresentado na Figura 6.3 e com base na condição (6.1) pode-se determinar o comportamento da corrente em L_d através da equação (6.3). Já a corrente i_{L_m} permanece constante, conforme (6.4).

$$i_{L_d}(t) = -I_o' + I_{L_{m2}} + \frac{(1-D)V_{in}}{L_d} t \quad (6.3)$$

$$i_{L_m}(t) = I_{L_{m2}} \quad (6.4)$$

A primeira etapa possui duração Δt_1 . Sabendo-se que em $t=t_1$ a corrente i_{L_d} vale $(I_o' + I_{L_{m2}})$ e com o auxílio da equação (6.3) obtém-se a igualdade (6.5).

$$\Delta t_1 = \frac{2L_d I_o'}{(1-D)V_{in}} \quad (6.5)$$

6.2.2 - 2ª Etapa ($t_1 - t_2$)

A segunda etapa inicia no instante $t=t_1$, quando a corrente em L_d assume o valor $(I_o' + I_{L_{m2}})$, o que pode ocorrer antes ou depois da inversão de sentido da corrente i_{L_d} . Esta etapa acaba quando o interruptor S_1 for bloqueado, o que ocorre no instante t_2 . A Figura 6.4 contém os dois estados topológicos possíveis durante esta etapa. O circuito equivalente para a análise 2ª etapa é dado na Figura 6.5.

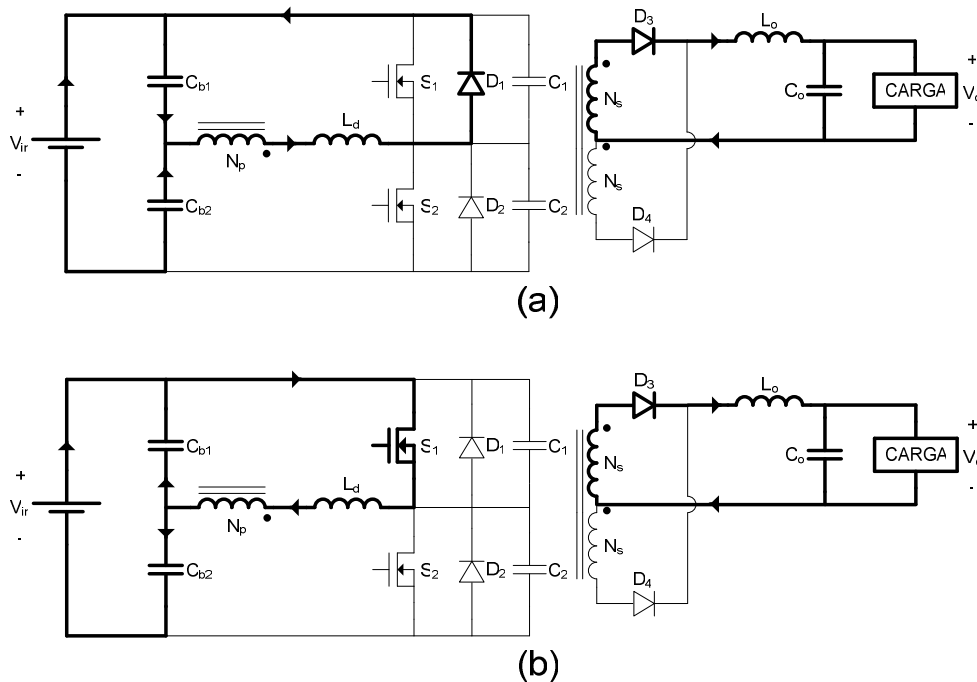


Figura 6.4 – Possíveis estados topológicos para a 2ª etapa de operação.

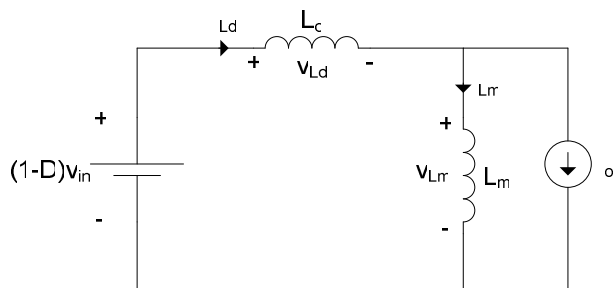


Figura 6.5 - Circuito elétrico equivalente para a 2ª etapa.

Para a realização dos cálculos se faz necessário o conhecimento das condições iniciais das correntes i_{Ld} e i_{Lm} , cujos valores estão presentes nas igualdades (6.6) e (6.7), respectivamente.

$$i_{Ld}(0) = I_o' + I_{Lm2} \tag{6.6}$$

$$i_{Lm}(0) = I_{Lm2} \tag{6.7}$$

A equação (6.8) rege o comportamento temporal da corrente em L_d . Já a corrente i_{Lm} pode ser determinada através da expressão (6.9).

$$i_{Ld}(t) = I_o' + I_{Lm2} + \frac{(1-D)V_{in}}{(L_d + L_m)} t \tag{6.8}$$

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm2} + \frac{(1-D)V_{in}}{(L_d + L_m)} t \tag{6.9}$$

Sabendo que a corrente i_{L_m} no final da primeira etapa possui valor dado pela expressão (6.10), é possível determinar sua duração através da equação (6.11).

$$i_{L_m}(\Delta t_2) = I_{L_{m1}} \quad (6.10)$$

$$\Delta t_2 = \frac{(L_d + L_m)(I_{L_{m1}} - I_{L_{m2}})}{(1-D)V_{in}} \approx DT_s - \Delta t_1 \quad (6.11)$$

Também se faz necessária a obtenção da tensão no primário do transformador, que é equivalente à tensão sobre a indutância de magnetização L_m , que pode ser obtida por (6.12).

$$v_{L_m}(t) = L_m \frac{di_{L_m}(t)}{dt} \quad (6.12)$$

Substituindo-se (6.9) em (6.12) obtém-se (6.13).

$$v_{L_m}(t) = \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) (1-D)V_{in} \quad (6.13)$$

6.2.3 - 3ª Etapa ($t_2 - t_3$)

O bloqueio do interruptor no instante $t=t_2$ implica o surgimento de uma corrente nos capacitores C_1 e C_2 , no sentido de carga de C_1 e de descarga de C_2 . Tais processos de carga e de descarga serão considerados lineares, pois, devido à brevidade do processo de comutação, considera-se que a corrente em L_m permanece constante. O estado topológico e o circuito equivalente desta etapa são dados pela Figura 6.6 e pela Figura 6.7, respectivamente.

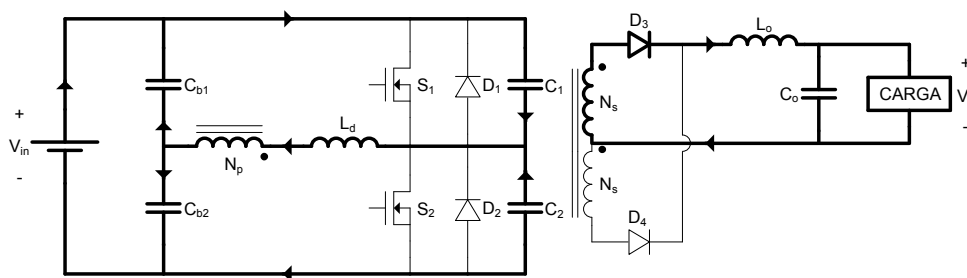


Figura 6.6 - 3ª Etapa de operação.

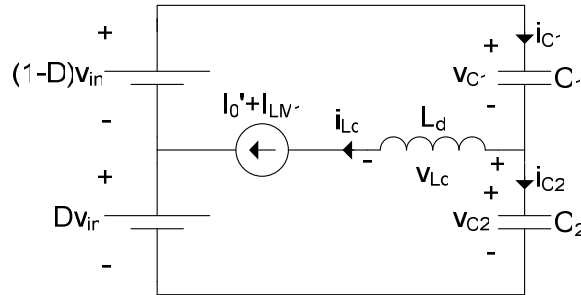


Figura 6.7 - Circuito elétrico equivalente para a 3ª etapa.

As condições iniciais da corrente em L_d e das tensões em C_1 e C_2 são dadas pelas igualdades (6.14), (6.15) e (6.16).

$$i_{L_d}(0) = I_o' + I_{Lm1} \quad (6.14)$$

$$v_{C1}(0) = 0 \quad (6.15)$$

$$v_{C2}(0) = V_{in} \quad (6.16)$$

A corrente em L_d permanece constante, sendo dada pela expressão (6.17).

$$i_{L_d}(t) = I_o' + I_{Lm1} \quad (6.17)$$

Através da análise do circuito da Figura 6.7 chega-se às equações (6.18) e (6.19), que descrevem o comportamento das tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 , respectivamente.

$$v_{C1}(t) = \left(\frac{I_o' + I_{Lm1}}{C_1 + C_2} \right) t \quad (6.18)$$

$$v_{C2}(t) = V_{in} - \left(\frac{I_o' + I_{Lm1}}{C_1 + C_2} \right) t \quad (6.19)$$

A terceira etapa de operação tem duração Δt_3 , que é dado pela expressão (6.21), que é determinada tomando-se como base o valor da tensão v_{C1} ao final desta etapa, que é dada por (6.20).

$$v_{C1}(\Delta t_3) = (1-D)V_{in} \quad (6.20)$$

$$\Delta t_3 = \frac{(C_1 + C_2)(1-D)}{I_o' + I_{Lm1}} V_{in} \quad (6.21)$$

6.2.4 - 4ª Etapa ($t_3 - t_4$)

Assim que as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 atingem os respectivos valores de $(1-D)V_{in}$ e DV_{in} , o que ocorre no instante $t=t_3$, o diodo D_4 entra em condução, dando

início à quarta etapa de operação. Esta etapa, cujo estado topológico é dado pela Figura 6.8, consiste basicamente na troca de energia entre L_d , C_1 e C_2 de forma ressonante. O circuito equivalente para a análise matemática pode ser observado na Figura 6.9.

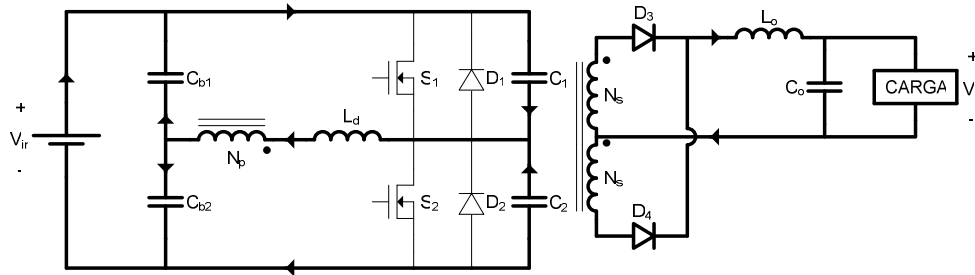


Figura 6.8 - 4ª Etapa de operação.

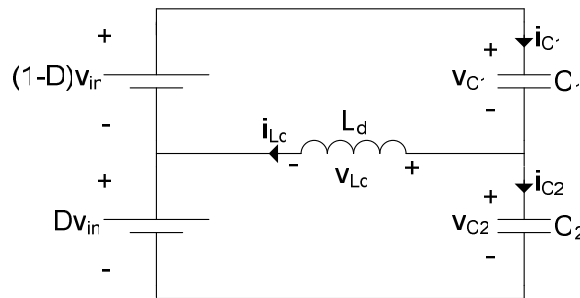


Figura 6.9 - Circuito elétrico equivalente para a 4ª etapa.

As equações (6.22), (6.23) e (6.24) fornecem as condições iniciais para a análise matemática do circuito da Figura 6.9.

$$i_{L_d}(0) \approx I_o' + I_{Lm1} \tag{6.22}$$

$$v_{C1}(0) = (1-D)V_{in} \tag{6.23}$$

$$v_{C2}(0) = DV_{in} \tag{6.24}$$

Para a determinação do intervalo de duração Δt_{43} referente à quarta etapa basta analisar o comportamento da tensão em um dos capacitores do circuito da Figura 6.9, dado que esta etapa acaba quando a tensão em C_1 atingir o valor V_{in} ou, de forma equivalente, a tensão em C_2 se anular. Através da análise do circuito elétrico equivalente desta etapa é possível determinar a equação diferencial (6.25) que define o comportamento da tensão v_{C1} .

$$\frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} + \frac{1}{L_d(C_1 + C_2)} v_{C1} = \frac{(1-D)}{L_d(C_1 + C_2)} V_{in} \tag{6.25}$$

A solução da equação (6.25) será dividida em duas parcelas, sendo uma a solução homogênea $v_{C1h}(t)$ e outra a solução particular $v_{C1p}(t)$, conforme a equação (6.26).

$$v_{C1}(t) = v_{C1h}(t) + v_{C1p}(t) \quad (6.26)$$

A solução homogênea $v_{C1h}(t)$ é apresentada na expressão (6.27), onde K_1 e K_2 são constantes a serem determinadas.

$$v_{C1h}(t) = K_1 \text{sen}(\omega_0 t) + K_2 \text{cos}(\omega_0 t) \quad (6.27)$$

Onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_d(C_1 + C_2)}} \quad (6.28)$$

Já a solução particular $v_{C1p}(t)$ da equação (6.25) é dada por (6.29).

$$V_{C1p}(t) = (1 - D)V_{in} \quad (6.29)$$

Logo, substituindo-se (6.27) e (6.29) em (6.26) obtém-se a igualdade (6.30).

$$v_{C1}(t) = K_1 \text{sen}(\omega_0 t) + K_2 \text{cos}(\omega_0 t) + (1 - D)V_{in} \quad (6.30)$$

Com base nas condições de contorno dadas pelas equações (6.22), (6.23) e (6.24), e analisando-se o circuito da Figura 6.9, é possível adequar a solução geral (6.30) para as condições específicas do circuito em questão, resultando na solução apresentada na expressão (6.31).

$$v_{C1}(t) = \sqrt{\frac{L_d}{(C_1 + C_2)}} (I_o' + I_{Lm1}) \text{sen}(\omega_0 t) + (1 - D)V_{in} \quad (6.31)$$

Sabe-se que em t_4 a tensão v_{C1} possui valor igual a V_{in} . Assim, é possível determinar o intervalo de duração da quarta etapa Δt_4 através da equação (6.32).

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \text{sen}^{-1} \left[\sqrt{\frac{(C_1 + C_2)}{L_d}} \frac{DV_{in}}{(I_o' + I_{Lm1})} \right] \quad (6.32)$$

6.2.5 - 5ª Etapa ($t_4 - t_5$)

No instante $t=t_4$ o diodo D_2 entra em condução dando início à quinta etapa de operação, a qual persiste até que a corrente i_{Ld} atinja o valor $(-I_o' + I_{Lm1})$, o que pode ocorrer antes ou após a inversão desta corrente. Para que haja comutação suave o interruptor S_2 deve ser comandado antes que a corrente em L_d se torne negativa. Logo, o conversor pode assumir dois estados topológicos, os quais podem ser observados na Figura 6.10. O circuito equivalente que fundamenta a análise matemática é dado pela Figura 6.11.

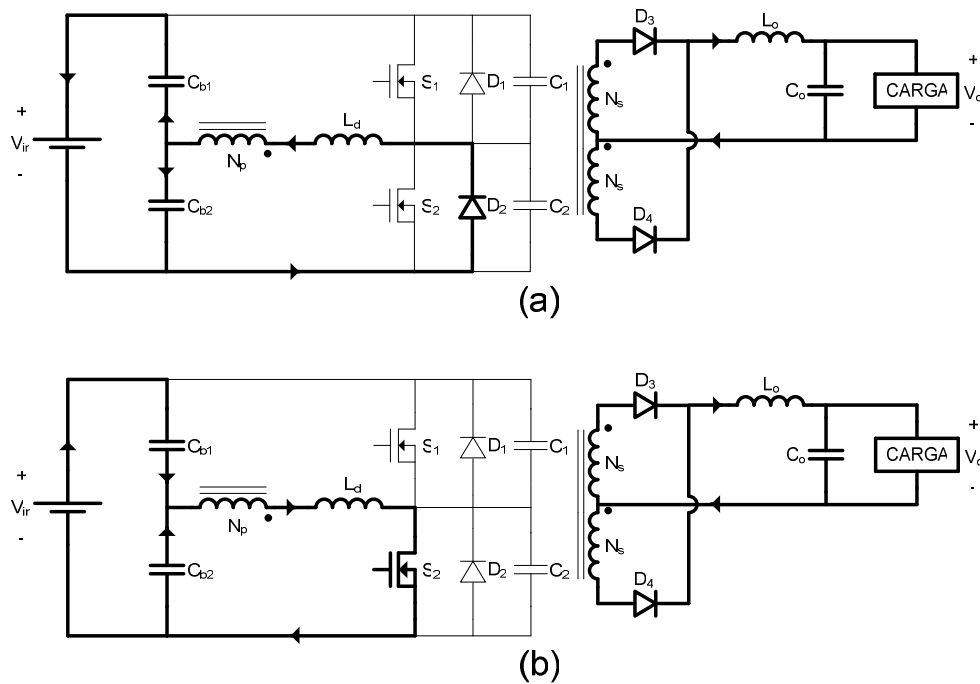


Figura 6.10 - Possíveis estados topológicos para a 5ª etapa de operação.

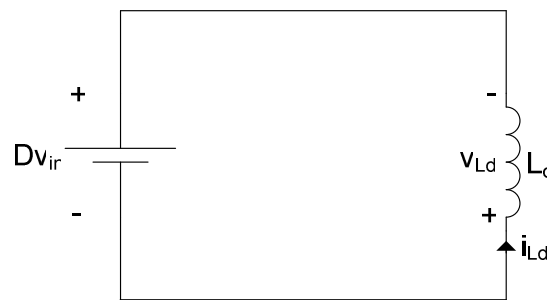


Figura 6.11 - Circuito elétrico equivalente para a 5ª etapa.

A igualdade (6.33) fornece a condição inicial da corrente em L_d . Já a condição inicial da corrente i_{Lm} é dada por (6.34).

$$i_{Ld}(0) \approx I_o' + I_{Lm1} \tag{6.33}$$

$$i_{Lm}(0) \approx I_{Lm1} \tag{6.34}$$

As funções (6.35) e (6.36) determinam, respectivamente, o comportamento das correntes i_{Ld} e i_{Lm} no decorrer da quinta etapa.

$$i_{Ld}(t) = I_o' + I_{Lm1} - \frac{DV_{in}}{L_d} t \tag{6.35}$$

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm1} \tag{6.36}$$

Em $t=t_5$ a corrente i_{Ld} assume o valor $(-I_o' + I_{Lm1})$. Com essa informação é possível determinar a duração Δt_5 da quinta etapa de operação através da equação (6.37).

$$\Delta t_5 = \frac{2L_d I_o'}{DV_{in}} \tag{6.37}$$

6.2.6 - 6ª Etapa (t₅ – t₆)

Em t=t₅ a corrente i_{Ld} assume o valor (-I_o' + I_{Lm1}), dando início à sexta etapa de operação. A Figura 6.12 contém os dois estados topológicos que o conversor pode assumir durante esta etapa. O circuito equivalente para a análise matemática é dado pela Figura 6.13.

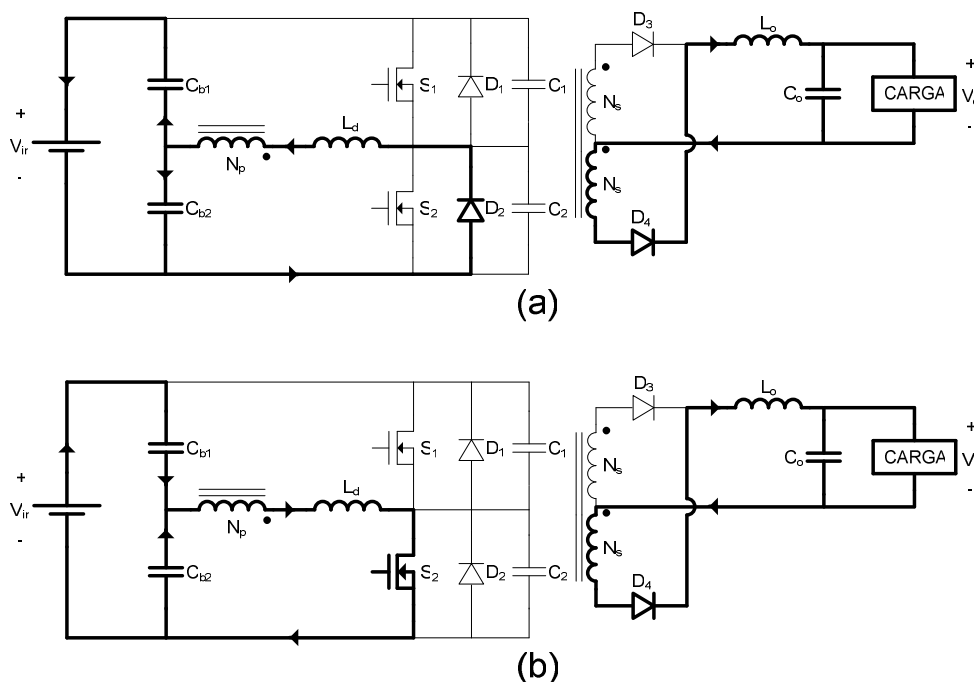


Figura 6.12 - Possíveis estados topológicos para a 6ª etapa de operação.

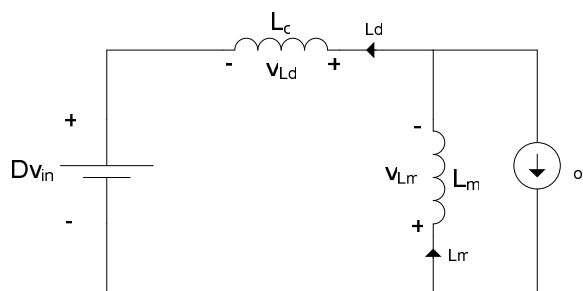


Figura 6.13 - Circuito elétrico equivalente para a 6ª etapa.

As correntes i_{Ld} e i_{Lm} no início da sexta etapa são dadas, respectivamente, pelas igualdades (6.38) e (6.39).

$$i_{Ld}(0) = -I_o' + I_{Lm1} \tag{6.38}$$

$$i_{L_m}(0) = I_{L_{m1}} \quad (6.39)$$

Através da análise do circuito presente na Figura 6.13 é possível determinar a corrente i_{L_d} para qualquer instante de tempo no decorrer desta etapa, resultando na equação (6.40).

$$i_{L_d}(t) = -I_o' + I_{L_{m1}} - \frac{DV_{in}}{(L_d + L_m)} t \quad (6.40)$$

O comportamento temporal da corrente i_{L_m} pode ser obtido por (6.41).

$$i_{L_m}(t) = I_{L_{m1}} - \frac{DV_{in}}{(L_d + L_m)} t \quad (6.41)$$

Decorrido o intervalo de tempo Δt_6 o interruptor S_2 é bloqueado, ocasionando a transição do estado topológico do conversor. Sabendo-se que a corrente i_{L_m} neste instante vale $I_{L_{m2}}$, determina-se a expressão (6.42).

$$\Delta t_6 = \frac{(L_d + L_m)(I_{L_{m1}} - I_{L_{m2}})}{DV_{in}} \approx (1 - D)T_s - \Delta t_5 \quad (6.42)$$

A tensão sobre L_m , que é equivalente à tensão aplicada no primário do transformador, é dada por (6.43).

$$v_{L_m}(t) = \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) DV_{in} \quad (6.43)$$

6.2.7 - 7ª Etapa ($t_6 - t_7$):

Durante a sétima etapa de operação a corrente i_{L_d} não é alterada, sendo que os capacitores C_1 e C_2 são linearmente descarregados e carregados, respectivamente. Isso porque se considera que a corrente i_{L_m} permanece constante durante esta etapa. O estado topológico do conversor pode ser verificado na Figura 6.14. O circuito equivalente para a análise matemática é dado na Figura 6.15.

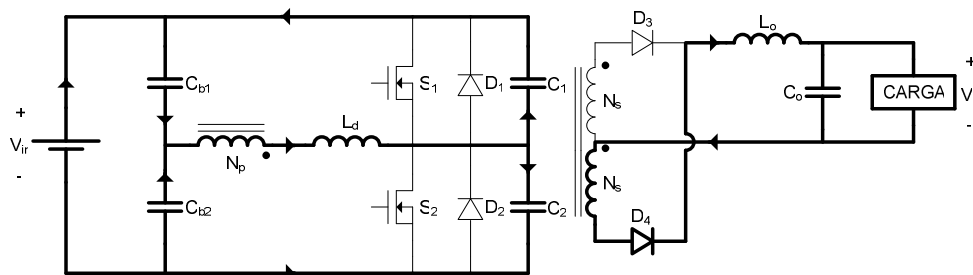


Figura 6.14 - 7ª Etapa de operação.

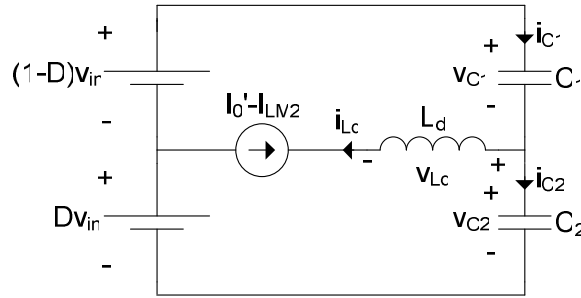


Figura 6.15 - Circuito elétrico equivalente para a 7ª etapa.

As igualdades (6.44), (6.45) e (6.46) contêm as condições iniciais das grandezas de interesse, necessárias para a determinação de seus respectivos comportamentos.

$$i_{Ld}(0) = -I_o' + I_{Lm2} \quad (6.44)$$

$$v_{C1}(0) = V_{in} \quad (6.45)$$

$$v_{C2}(0) = 0 \quad (6.46)$$

Dado que a corrente i_{Ld} é constante no decorrer da sétima etapa tem-se a relação (6.47).

$$i_{Ld}(t) = -I_o' + I_{Lm2} \quad (6.47)$$

Através da análise do circuito presente na Figura 6.15, determinam-se as tensões v_{C1} e v_{C2} , que são dadas por (6.48) e (6.49), respectivamente.

$$v_{C1}(t) = V_{in} - \left(\frac{I_o' - I_{Lm2}}{C_1 + C_2} \right) t \quad (6.48)$$

$$v_{C2}(t) = \left(\frac{I_o' - I_{Lm2}}{C_1 + C_2} \right) t \quad (6.49)$$

Tendo ciência que a sétima etapa tem seu fim no instante $t=t_7$, quando as tensões v_{C1} e v_{C2} atingem os respectivos valores de $(1-D)V_{in}$ e DV_{in} , obtém-se a equação (6.50), que determina a duração desta etapa de operação.

$$\Delta t_7 = \frac{(C_1 + C_2)}{(I_o' - I_{Lm2})} DV_{in} \quad (6.50)$$

6.2.8 - 8ª Etapa ($t_7 - t_8$):

No instante em que inicia a oitava etapa, em $t=t_7$, o diodo D_3 entra em condução. Com este novo estado topológico do conversor, que pode ser observado na Figura 6.16, inicia a troca de energia entre o indutor L_d e os capacitores C_1 e C_2 . Como o circuito

equivalente desta etapa, dado pela Figura 6.17, é idêntico ao da quarta etapa (as condições iniciais são distintas), que é dado pela Figura 6.9, a análise matemática também procede da mesma forma. O que diferencia as duas etapas são suas condições iniciais, que para a oitava etapa são dadas pelas equações (6.51), (6.52) e (6.53).

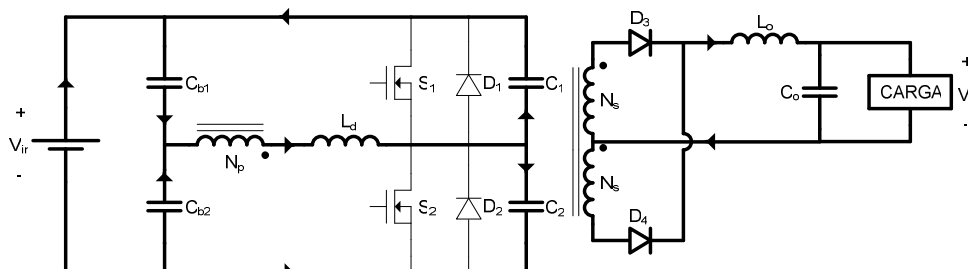


Figura 6.16 - 8ª Etapa de operação.

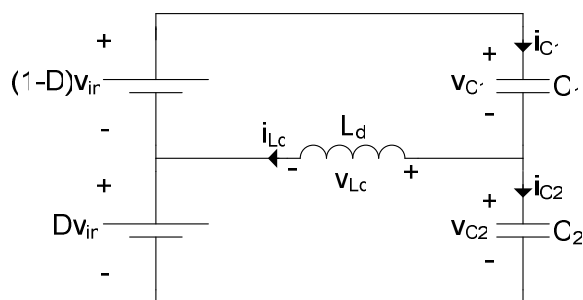


Figura 6.17 - Circuito elétrico equivalente para a 8ª etapa.

$$i_{Ld}(0) \approx -I_o' + I_{Lm2} \tag{6.51}$$

$$v_{C1}(0) = (1-D)V_{in} \tag{6.52}$$

$$v_{C2}(0) = DV_{in} \tag{6.53}$$

Assim como na análise da quinta etapa, será exposta apenas a solução da tensão v_{C1} pela equação (6.54), dado que tendo apenas esta informação já é suficiente para a determinação da duração da oitava etapa.

$$v_{C1}(t) = (1-D)V_{in} - \sqrt{\frac{L_d}{(C_1 + C_2)}} (I_o' - I_{Lm2}) \text{sen}(\omega_o t) \tag{6.54}$$

Como a etapa chega ao fim em $t=t_8$, quando a tensão v_{C1} se anula, obtém-se a expressão (6.55), que determina a duração Δt_8 da oitava etapa.

$$\Delta t_8 = \frac{1}{\omega_o} \text{sen}^{-1} \left[\sqrt{\frac{(C_1 + C_2)}{L_d}} \frac{(1-D)V_{in}}{(I_o' - I_{Lm2})} \right] \tag{6.55}$$

6.3 FORMAS DE ONDA

As formas de onda básicas referentes ao funcionamento do conversor ASHB-PWM são dadas na Figura 6.18.

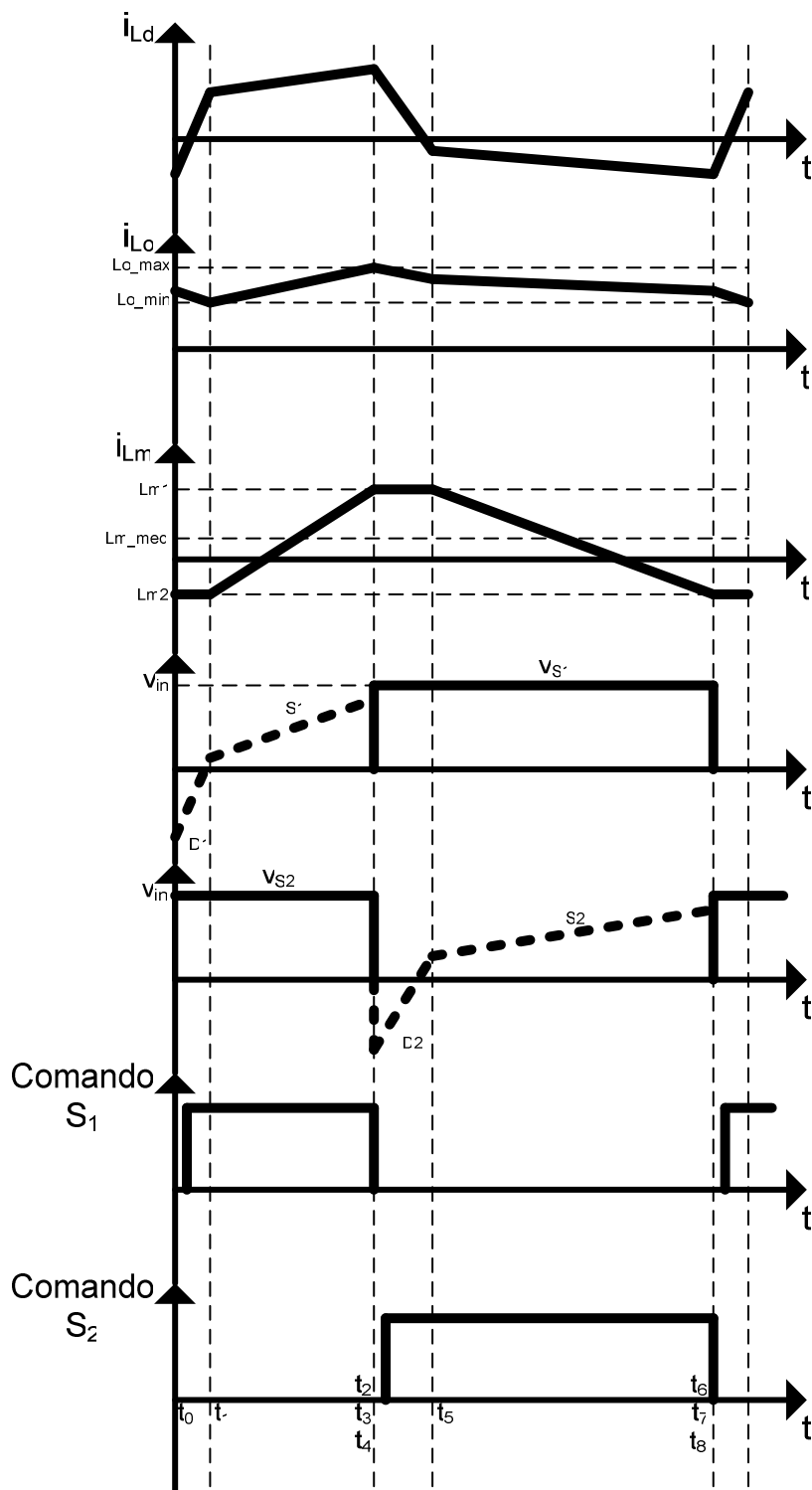


Figura 6.18 – Formas de onda básicas.

6.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Para a análise da característica de saída do conversor serão desconsideradas as etapas onde ocorrem as transições de estado dos capacitores C_1 e C_2 , pois em geral estas são bastante breves quando comparadas às demais.

Durante as etapas 1, 2, 5 e 6 ambos os diodos D_3 e D_4 se encontram em condução, fazendo com que o transformador esteja curto-circuitado. Assim, a tensão nos terminais do filtro de saída, denominada v_f no circuito da Figura 6.19, possui a forma expressa na Figura 6.20.

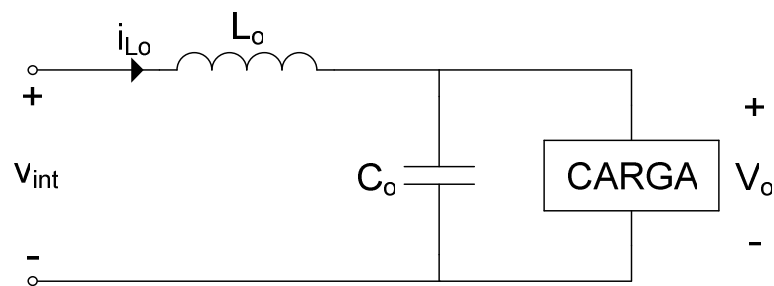


Figura 6.19 – Circuito equivalente para o levantamento da característica de saída do conversor.

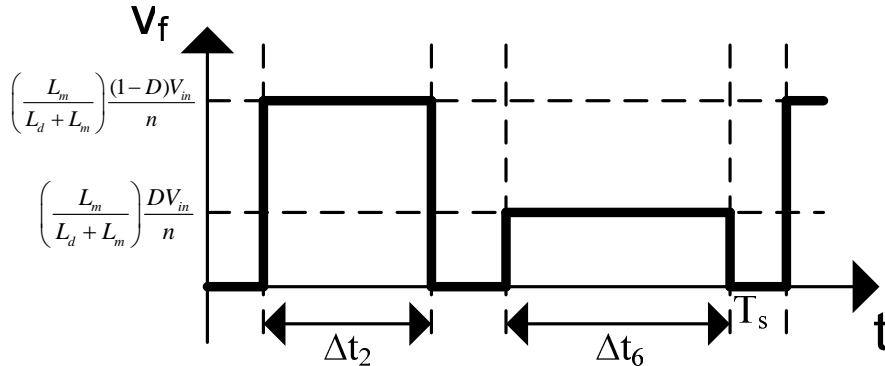


Figura 6.20 – Forma de onda de v_f .

Em regime permanente de operação, o valor médio da tensão sobre o indutor L_o é nulo, considerando que o sistema opera de forma estável. Desta forma, o valor médio da tensão de saída V_o é igual ao valor médio da forma de onda de v_f dado no gráfico da Figura 6.20. Matematicamente, tem-se a equação (6.56).

$$V_o = \left(\frac{L_m}{L_d + L_m}\right) \frac{(1-D)V_{in}}{n} \frac{\Delta t_2}{T_s} + \left(\frac{L_m}{L_d + L_m}\right) \frac{DV_{in}}{n} \frac{\Delta t_6}{T_s} \quad (6.56)$$

Seja a definição (6.57).

$$\bar{V}_{in} \square \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) V_{in} \quad (6.57)$$

Logo, a equação (6.56) pode ser reescrita por (6.58).

$$V_o = \frac{(1-D)\bar{V}_{in}}{n} \frac{\Delta t_2}{T_s} + \frac{D\bar{V}_{in}}{n} \frac{\Delta t_6}{T_s} \quad (6.58)$$

Sabe-se que:

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 \approx DT_s \quad (6.59)$$

$$\Delta t_5 + \Delta t_6 \approx (1-D)T_s \quad (6.60)$$

Substituindo-se as equações (6.5) e (6.37) em (6.59) e (6.60), tem-se que:

$$\Delta t_2 = DT_s - \frac{2L_d I_o'}{(1-D)V_{in}} \quad (6.61)$$

$$\Delta t_6 = (1-D)T_s - \frac{2L_d I_o'}{DV_{in}} \quad (6.62)$$

As equações (6.61) e (6.62) podem ser reescritas segundo (6.63) e (6.64).

$$\frac{\Delta t_2}{T_s} = D - \frac{2f_s L_d I_o'}{(1-D)V_{in}} \quad (6.63)$$

$$\frac{\Delta t_6}{T_s} = (1-D) - \frac{2f_s L_d I_o'}{DV_{in}} \quad (6.64)$$

A igualdade que determina a característica de saída provém da substituição de (6.63) e (6.64) em (6.58), sendo dada por (6.65), que também pode ser representada parametricamente pela expressão (6.66).

$$\frac{nV_o}{\bar{V}_{in}} = 2D(1-D) - \frac{4f_s L_d I_o'}{V_{in}} \quad (6.65)$$

$$q = 2D(1-D) - \bar{I}_o' \quad (6.66)$$

Onde:

$$q \square \frac{nV_o}{\bar{V}_{in}} \quad (6.67)$$

$$\bar{I}_o' \square \frac{4f_s L_d I_o'}{V_{in}} \quad (6.68)$$

A equação (6.66) está representada de forma gráfica na Figura 6.21.

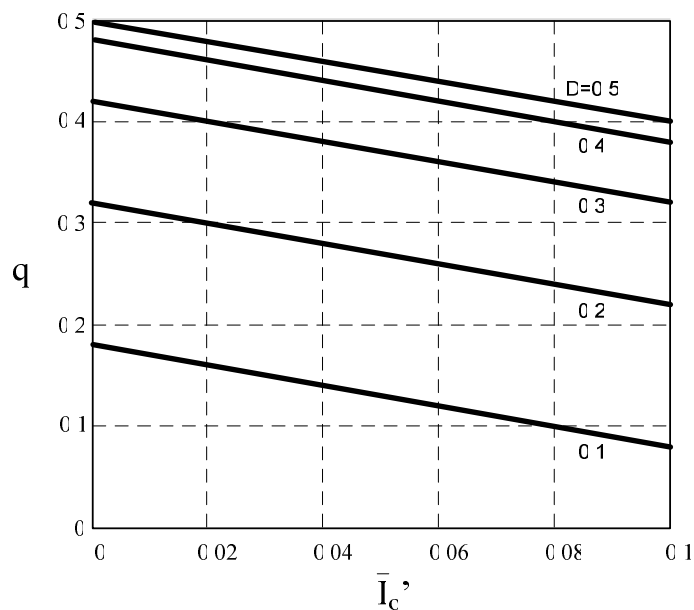


Figura 6.21 – Característica de saída do conversor meia-ponte PWM com comando assimétrico.

6.5 ANÁLISE DA CORRENTE NA INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO

O comportamento da corrente na indutância de magnetização desempenha um papel importante no funcionamento do conversor. Sendo assim, será proposta a análise quantitativa da corrente i_{L_m} , descrevendo seu comportamento para qualquer instante de tempo durante o funcionamento em regime permanente do conversor.

6.5.1 – Valor médio

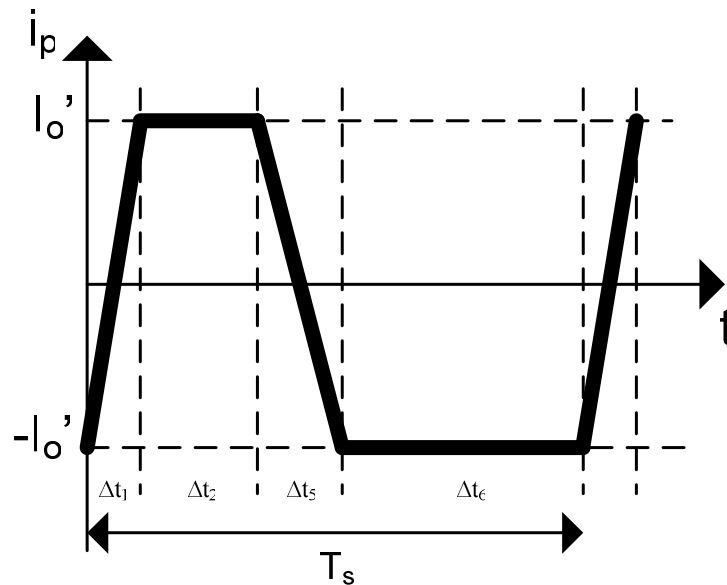


Figura 6.22 – Forma de onda de $i_p(t)$.

Dado que o indutor L_d se encontra em série com a capacitância equivalente resultante da associação paralela de C_1 e C_2 , conclui-se que a corrente i_{L_d} possui valor médio nulo. Desta forma, o valor médio da corrente em L_m será necessariamente igual ao negativo do valor médio da corrente i_p . A forma de onda da corrente i_p pode ser observada através do gráfico da Figura 6.22.

O valor médio da forma de onda da Figura 6.22 ($I_{p_méd}$) pode ser obtido através da equação (6.69).

$$I_{p_méd} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left[-I_o' + \frac{2I_o'}{\Delta t_1} t \right] dt + \int_0^{\Delta t_2} I_o' dt + \int_0^{\Delta t_5} \left(I_o' - \frac{2I_o'}{\Delta t_5} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_6} (-I_o') dt \right\} \quad (6.69)$$

É possível demonstrar que duas parcelas da equação (6.69), dadas pelas igualdades (6.70) e (6.71), são nulas.

$$\int_0^{\Delta t_1} \left(-I_o' + \frac{2I_o'}{\Delta t_1} t \right) dt = 0 \quad (6.70)$$

$$\int_0^{\Delta t_5} \left(I_o' - \frac{2I_o'}{\Delta t_5} t \right) dt = 0 \quad (6.71)$$

Desta forma a equação (6.69) pode ser reduzida à expressão (6.72), cuja solução é dada por (6.73).

$$I_{Lm} = -I_{p_méd} = -\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} I_o' dt + \int_0^{\Delta t_6} (-I_o') dt \right] \quad (6.72)$$

$$I_{Lm} = (1-2D)I_o' \left[1 - \frac{\bar{I}_o'}{2D(1-D)} \right] \quad (6.73)$$

6.5.2 – Valores de I_{Lm1} e I_{Lm2}

A forma de onda da corrente em L_m pode ser observada na Figura 6.23. Conforme será visto mais adiante, a corrente em L_m desempenha um papel importante no processo de comutação do conversor. Logo, se faz necessária a determinação dos valores I_{Lm1} e I_{Lm2} para uma completa caracterização de tal corrente.

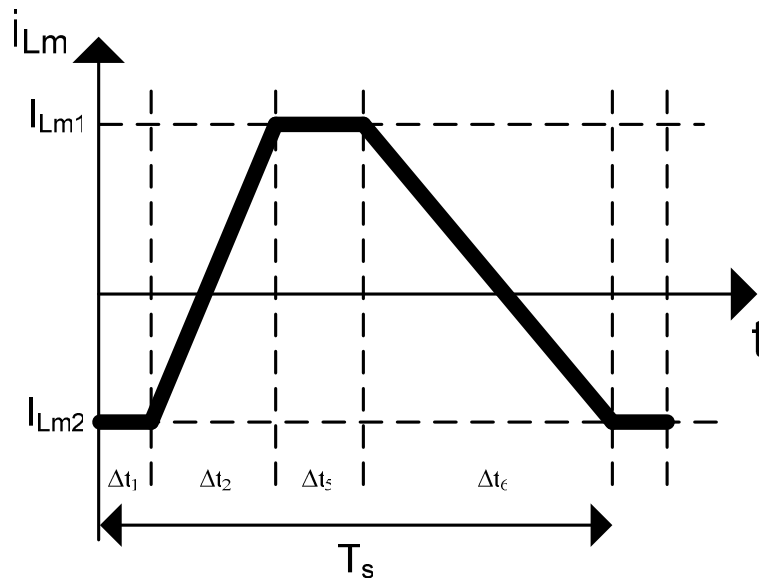


Figura 6.23 – Forma de onda da corrente em L_m .

Segundo o gráfico da Figura 6.23 o valor médio da corrente i_{Lm} é dado por (6.74).

$$I_{Lm} = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} I_{Lm2} dt + \int_0^{\Delta t_2} \left[I_{Lm2} + \frac{(I_{Lm1} - I_{Lm2})}{\Delta t_2} t \right] dt + \int_0^{\Delta t_5} I_{Lm1} dt \right. \\ \left. + \int_0^{\Delta t_6} \left[I_{Lm1} - \frac{(I_{Lm1} - I_{Lm2})}{\Delta t_6} t \right] dt \right\} \quad (6.74)$$

Resolvendo-se as integrais de (6.74) obtém-se a expressão (6.75).

$$I_{Lm} = \frac{I_{Lm1}}{T_s} (\Delta t_5 + \Delta t_2 + \Delta t_6) + \frac{I_{Lm2}}{T_s} (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_6) \quad (6.75)$$

A definição (6.76) representa a ondulação Δi_{Lm} presente na corrente i_{Lm} .

$$\Delta i_{L_m} \square I_{L_{m1}} - I_{L_{m2}} \quad (6.76)$$

A equação (6.11) pode ser reescrita por (6.77).

$$I_{L_{m1}} - I_{L_{m2}} = \frac{(1-D)V_{in}}{(L_d + L_m)} \Delta t_2 \quad (6.77)$$

Substituindo-se (6.61) e (6.77) em (6.76) obtém-se (6.78).

$$\Delta i_{L_m} = \frac{D(1-D)V_{in}}{f_s(L_d + L_m)} - \frac{2L_d I_o'}{(L_d + L_m)} \quad (6.78)$$

A expressão (6.78) pode ser rearranjada em termos da corrente média em L_m dada por (6.73), resultando em (6.79) que será importante na determinação dos valores $I_{L_{m1}}$ e $I_{L_{m2}}$.

$$\Delta i_{L_m} = \frac{D(1-D)V_{in}}{f_s(L_d + L_m)} \frac{I_{L_m}}{(1-2D)I_o'} \quad (6.79)$$

No equacionamento das etapas de operação e no levantamento da característica de saída do conversor foram determinados os valores dos intervalos de tempo Δt_1 , Δt_2 , Δt_5 e Δt_6 , sendo estes dados, respectivamente, pelas igualdades (6.5), (6.61), (6.37) e (6.62). Substituindo-se tais valores em (6.75) determina-se a equação (6.80).

$$I_{L_{m1}} + I_{L_{m2}} = 2I_{L_m} - \frac{(1-2D)}{2D(1-D)} \Delta i_{L_m} \bar{I}_o' \quad (6.80)$$

O conjunto de equações formado por (6.76) e (6.80) formam o sistema linear a ser resolvido para a obtenção de $I_{L_{m1}}$ e $I_{L_{m2}}$, que são dados por (6.81) e (6.82), respectivamente.

$$I_{L_{m1}} = I_{L_m} + \frac{\Delta i_{L_m}}{2} \left[1 - \frac{(1-2D)\bar{I}_o'}{2D(1-D)} \right] \quad (6.81)$$

$$I_{L_{m2}} = I_{L_m} - \frac{\Delta i_{L_m}}{2} \left[1 + \frac{(1-2D)\bar{I}_o'}{2D(1-D)} \right] \quad (6.82)$$

É possível prosseguir na análise e expandir as expressões (6.81) e (6.82) para que estas sejam representadas independentemente de I_{L_m} e de Δi_{L_m} . Contudo, segundo as igualdades (6.73) e (6.79) apenas Δi_{L_m} depende da indutância L_m , cujo valor será de interesse na análise do processo de comutação do conversor. Logo, apenas (6.79) será substituída em (6.81) e em (6.82), sendo que o termo I_{L_m} restará como parâmetro destas equações, cujo valor pode ser previamente obtido recorrendo-se à expressão (6.73). Desta forma têm-se (6.83) e (6.84).

$$I_{Lm1} = I_{Lm} \left[\frac{L_m}{L_d + L_m} + \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(L_d + L_m)(1-2D)I_o'} \right] \quad (6.83)$$

$$I_{Lm2} = I_{Lm} \left[\frac{L_m}{L_d + L_m} - \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(L_d + L_m)(1-2D)I_o'} \right] \quad (6.84)$$

6.6 ANÁLISE DA TENSÃO DOS CAPACITORES C_{b1} E C_{b2}

O circuito presente na Figura 6.1 pode ser simplificado conforme a estrutura da Figura 6.24, onde os capacitores C_{b1} e C_{b2} foram substituídos por um capacitor equivalente C_{eq} , cujo valor é dado pela equação (6.85).

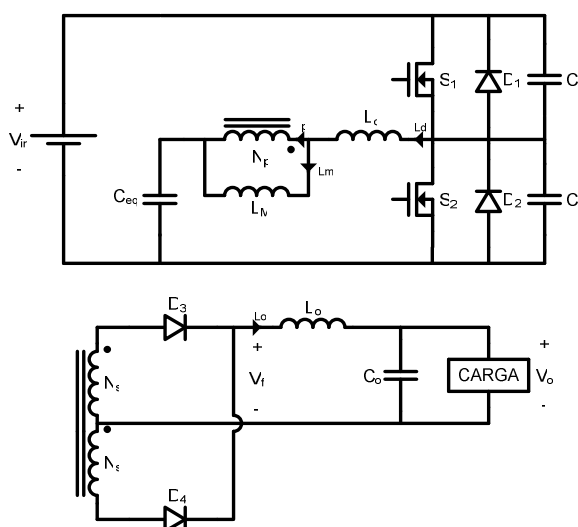


Figura 6.24 – Circuito equivalente do conversor com a associação paralela entre C_{b1} e C_{b2} representada pela capacitância equivalente C_{eq} .

$$C_{eq} = C_{b1} + C_{b2} \quad (6.85)$$

Desta forma, é possível observar que a corrente i_{Ceq} é equivalente à corrente i_{Ld} , cuja forma de onda pode ser observada na Figura 6.18. A determinação do comportamento exato da tensão dos capacitores C_{b1} e C_{b2} é possível, mas depende da solução de um sistema de equações relativamente complexo. De forma simplificada, a corrente i_{Ceq} será considerada senoidal pura, conforme a Figura 6.25.

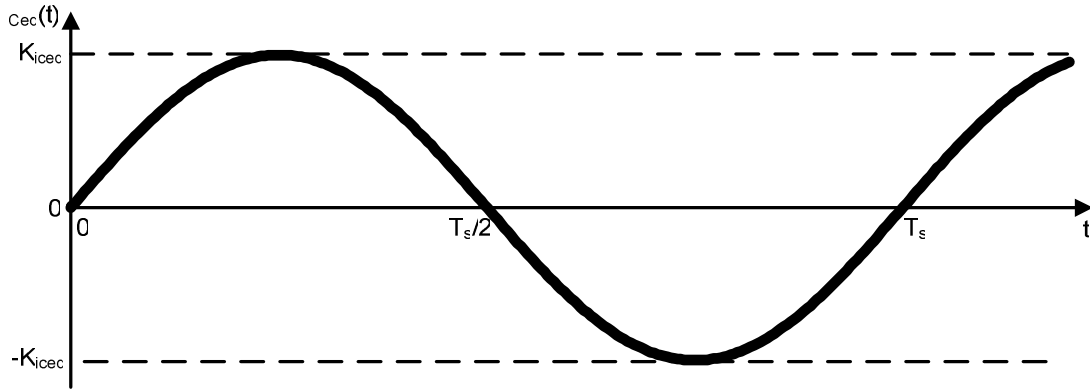


Figura 6.25 – Forma de onda aproximada da corrente i_{Ceq} .

A equação (6.86) rege o comportamento aproximado da corrente i_{Ceq} .

$$i_{Ceq}(t) = K_{iceq} \text{sen}(\omega_s t - \varphi) \quad (6.86)$$

A constante K_{iceq} pode ser obtida através da igualdade (6.87). Já a frequência angular ω_s é dada por (6.88).

$$K_{iceq} = \frac{I_{Lm1} + I_o' - (I_{Lm2} - I_o')}{2} = \frac{\Delta i_{Lm} - 2I_o'}{2} \quad (6.87)$$

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (6.88)$$

Substituindo-se (6.78) em (6.87) obtém-se (6.89).

$$K_{iceq} = \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(L_d + L_m)} + \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) I_o' \quad (6.89)$$

Logo, a equação (6.86) pode ser reescrita por (6.90).

$$i_{Ceq}(t) = \left[\frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(L_d + L_m)} + \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) I_o' \right] \text{sen}(\omega_s t - \varphi) \quad (6.90)$$

Sabe-se que:

$$i_{Ceq}(t) = C_{eq} \frac{dv_{Ceq}(t)}{dt} \quad (6.91)$$

A solução da equação (6.91) é dada por (6.92).

$$v_{Ceq}(t) = v_{Ceq}(t_o) + \frac{1}{C_{eq}} \int_{t_o}^t i_{Ceq}(t) dt \quad (6.92)$$

Substituindo-se (6.86) em (6.92) obtém-se a expressão (6.93).

$$v_{Ceq}(t) = v_{Ceq}(t_o) + \frac{K_{iceq}}{C_{eq}} \int_{t_o}^t \text{sen}(\omega_s t - \varphi) dt \quad (6.93)$$

Resolvendo-se a integral presente em (6.93) e com o auxílio da igualdade (6.89) determina-se (6.94).

$$v_{C_{eq}}(t) = v_{C_{eq}}(t_o) + \frac{K_{iceq}}{\omega_s C_{eq}} \cos(\omega_s t_o - \varphi) - \frac{K_{iceq}}{\omega_s C_{eq}} \cos(\omega_s t - \varphi) \quad (6.94)$$

Sabendo-se que o valor médio da tensão $v_{C_{eq}}$ é igual a DV_{in} é possível demonstrar a validade de (6.95).

$$v_{C_{eq}}(t_o) + \frac{K_{iceq}}{\omega_s C_{eq}} \cos(\omega_s t_o - \varphi) = DV_{in} \quad (6.95)$$

Finalmente, através da substituição de (6.95) em (6.94) obtém a função (6.96).

$$v_{C_{eq}}(t) = DV_{in} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} \left[\frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(L_d + L_m)} + \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) I_o \right] \cos(\omega_s t - \varphi) \quad (6.96)$$

É possível definir a ondulação de tensão do capacitor C_{eq} e expressar sua tensão instantânea aproximada em função desta grandeza, conforme (6.97).

$$v_{C_{eq}}(t) = DV_{in} - \frac{\Delta v_{C_{eq}}}{2} \cos(\omega_s t - \varphi) \quad (6.97)$$

A partir das equações (6.96) e (6.97) determina-se $\Delta v_{C_{eq}}$ com o auxílio da igualdade (6.98).

$$\Delta v_{C_{eq}} = \frac{1}{\omega_s C_{eq}} \left[\frac{D(1-D)V_{in}}{f_s(L_d + L_m)} + 2 \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) I_o \right] \quad (6.98)$$

É de grande interesse na realização do projeto do conversor conhecer a máxima ondulação presente nos capacitores de barramento C_{b1} e C_{b2} , aqui representados por C_{eq} . Derivando-se a equação (6.98) em relação à razão cíclica D e igualando o resultado a zero, conforme (6.99), é possível determinar o ponto crítico D^* .

$$\frac{\partial \Delta v_{ceq}}{\partial D} = \frac{V_{in}}{\omega_s C_{eq} (L_d + L_m)} (1 - 2D^*) = 0 \quad (6.99)$$

A solução de (6.99) é dada por (6.100).

$$D^* = 0,5 \quad (6.100)$$

A expressão (6.101) contém a derivada segunda de (6.98) em relação à razão cíclica D . Como este resultado é menor que zero no ponto $D = D^*$, conclui-se que o ponto crítico (6.100) é um ponto de valor máximo da função (6.98).

$$\frac{\partial^2 \Delta v_{C_{eq}}}{\partial D^2} = -\frac{2V_{in}}{\omega_s C_{eq} (L_d + L_m)} \quad (6.101)$$

Substituindo-se (6.100) em (6.98) obtém-se (6.102), que representa a máxima ondulação $\Delta v_{C_{eq_m\acute{a}x}}$ presente na tensão sobre C_{eq} .

$$\Delta v_{C_{eq_m\acute{a}x}} = \frac{1}{\omega_s C_{eq}} \left[\frac{V_{in}}{4f_s (L_d + L_m)} + 2 \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) I_o' \right] \quad (6.102)$$

6.7 ESTUDO DA COMUTAÇÃO

No decorrer desta seção serão discutidas duas formas de operação do conversor a fim de se obter comutação sob tensão nula *ZVS* (*zero-voltage switching*). Uma maneira consiste em garantir uma energia mínima na indutância L_d no momento da comutação, para que seja possível a transição da tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 antes que estes sejam comandados. A outra maneira é fundamentada no valor da corrente i_{L_m} no momento da comutação, independente da quantidade de energia armazenada em L_d . As vantagens e desvantagens de ambos os processos de comutação serão analisadas a seguir.

Não se deve esquecer ainda que, para que a comutação suave seja garantida, além de tudo o que já foi mencionado, deve-se comandar os interruptores nos instantes corretos, ou seja, depois que as transições linear e ressonante (etapas 3ª, 4ª, 7ª e 8ª) tenham findado e antes que a corrente i_{L_d} inverta seu sentido.

6.7.1 – Comutação Baseada na Energia Armazenada em L_d

O valor de i_{L_d} no momento da comutação crítica, considerando que o conversor opera na região ($0 \leq D \leq 0,5$), será definido por I_{L_d} , o qual pode ser determinado através da igualdade (6.103).

$$I_{L_d} = -I_o' + I_{L_m2} \quad (6.103)$$

Substituindo-se (6.84) em (6.103) obtém-se (6.104).

$$I_{L_d} = -I_o' + I_{L_m} - \frac{I_{L_m}}{(L_d + L_m)} \left[L_d - \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(1-2D)I_o'} \right] \quad (6.104)$$

Para o intervalo de operação ($0 \leq D \leq 0,5$) a comutação crítica ocorre no bloqueio de S_2 e entrada de condução de S_1 , sendo tal fenômeno descrito nas etapas 7ª e 8ª. Durante

a 7ª etapa a corrente disponível para comutação é fornecida pela associação do filtro de saída com a indutância de magnetização L_m , conforme representado na Figura 6.15 pelo paralelo entre a fonte de corrente constante e o indutor L_m em série com L_d . Logo, deve-se investigar a energia disponível para a comutação no decorrer da 8ª etapa de operação do conversor.

A 8ª etapa de operação é caracterizada pela transição ressonante da tensão nos interruptores, de forma que se houver energia suficiente armazenada em L_d para que a tensão v_{C1} em S_1 se anule e a tensão v_{C2} em S_2 atinja o valor V_{in} é possível garantir a comutação suave. Matematicamente tem-se (6.105). $I_{Ld_crítico}$ corresponde ao valor de corrente em i_{Ld} para o qual a energia em L_d é igual à energia armazenada na associação paralela entre os capacitores C_1 e C_2 .

$$\frac{1}{2}L_d I_{Ld_crítico}^2 = \frac{1}{2}(C_1 + C_2)(1-D)^2 V_{in}^2 \quad (6.105)$$

Isolando-se $I_{Ld_crítico}$ em (6.105) obtém-se (6.106).

$$I_{Ld_crítico} = \pm \left| \sqrt{\frac{(C_1 + C_2)}{L_d}(1-D)V_{in}} \right| \quad (6.106)$$

Para que a energia armazenada em L_d seja maior que na associação paralela entre C_1 e C_2 , o valor da corrente i_{Ld} no sentido da comutação deve ser maior que o valor positivo de $I_{Ld_crítico}$. Pela convenção adotada na Figura 6.1, esta corrente será negativa neste instante. Logo, para que seja mantida a coerência entre as expressões, o valor de i_{Ld} no momento da comutação crítica deverá ser menor que o negativo da igualdade (6.106), conforme a inequação (6.107).

$$I_{Ld} \leq - \left| \sqrt{\frac{(C_1 + C_2)}{L_d}(1-D)V_{in}} \right| \quad (6.107)$$

Substituindo-se (6.104) em (6.107) obtém-se (6.108), da qual é possível isolar L_m , conforme a inequação (6.109).

$$-I_o' + I_{Lm} - \frac{I_{Lm}}{(L_d + L_m)} \left[L_d - \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(1-2D)I_o'} \right] \leq - \left| \sqrt{\frac{(C_1 + C_2)}{L_d}(1-D)V_{in}} \right| \quad (6.108)$$

$$L_{m_método1} \leq \frac{I_{Lm} \left[L_d + \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(1-2D)I_o'} \right]}{\left| \sqrt{\frac{(C_1 + C_2)}{L_d}(1-D)V_{in}} \right| + I_{Lm} - I_o'} - L_d \quad (6.109)$$

O resultado geral da análise realizada é dado pela inequação (6.109), a qual expõe a influência da indutância magnetizante no processo de comutação dependente da energia armazenada em L_d .

Outra forma de se melhorar as condições sob as quais ocorre a comutação seria aumentar o valor da indutância L_d . Em muitos casos esta não é uma boa estratégia, pois muitas vezes tal indutância é a própria indutância de dispersão do transformador, cujo valor nem sempre se tem controle. Além do mais, valores elevados de L_d aumentam a duração das etapas nas quais não há transferência de energia para o filtro de saída da estrutura, reduzindo ainda mais o ganho estático do conversor e tornando-o mais dependente da corrente de carga.

6.7.2 – Comutação Baseada no Valor da Corrente i_{L_m} no Final das Etapas 1 e 5

Outra forma de possibilitar a obtenção de comutação ZVS é garantindo que a corrente i_{L_d} não inverta seu sentido durante as etapas 1ª e 5ª, implicando que os interruptores não conduzirão nestas duas etapas. Logo, é possível comandar S_1 e S_2 sob tensão nula mesmo sem energia armazenada em L_d , pois a corrente em L_m no final das etapas 1ª e 5ª garante a entrada em condução dos diodos D_1 e D_2 . Para o intervalo ($0 \leq D \leq 0,5$) a comutação crítica ocorre no bloqueio de S_2 e na entrada em condução de S_1 . Desta forma tem-se a restrição (6.110), sendo que $i_{L_d}(t_1)$ é o valor da corrente i_{L_d} ao final da 1ª etapa de operação do conversor.

$$i_{L_d}(t_1) = I_o' + I_{L_{m2}} \leq 0 \quad (6.110)$$

Logo:

$$I_{L_{m2}} \leq -I_o' \quad (6.111)$$

Substituindo-se (6.84) em (6.111) obtém-se (6.112).

$$I_{L_m} - I_{L_m} \left[\frac{L_d}{L_d + L_m} + \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(1-2D)I_o'} \right] \leq -I_o' \quad (6.112)$$

Isolando-se o valor da indutância L_m na equação (6.112) obtém-se (6.113).

$$L_{m_método2} \leq \left(\frac{I_{L_m}}{I_o' + I_{L_m}} \right) \left[L_d + \frac{D(1-D)V_{in}}{2f_s(1-2D)I_o'} \right] - L_d \quad (6.113)$$

6.7.3 – Considerações Acerca das Duas Formas de Obtenção de Comutação Suave

O primeiro método de obtenção da comutação suave depende diretamente da energia armazenada na indutância L_d . Logo, uma forma de aumentar a faixa onde o conversor opera sob comutação ZVS é aumentando o valor de L_d . Muitas vezes isso é bastante inconveniente, dado que tal indutância pode ser a própria dispersão do transformador, onde, neste caso, pode ser necessária a introdução de outro elemento magnético na estrutura. Além do mais, elevados valores de L_d tornam a característica de transferência estática da estrutura cada vez mais dependente da corrente de carga, conforme a equação (6.66). A grande vantagem deste método é que, em geral, as correntes eficazes nos elementos do circuito são menores que no segundo método, implicando menores perdas por condução.

Já o segundo método não se fundamenta na quantidade de energia armazenada em L_d . Contudo, o valor desta indutância interfere no intervalo em que o conversor opera com as características propostas neste método, conforme a equação (6.113). Conforme já mencionado, são esperadas perdas por condução mais elevadas para este caso.

6.8 FILTRO DE SAÍDA

Para que o conversor opere de forma adequada seu estágio de saída deve possuir característica de fonte de corrente. Neste caso, o filtro composto por L_o e por C_o desempenha tal função.

As formas de onda da tensão na entrada do filtro V_f e da corrente no indutor L_o são dadas na Figura 6.26.

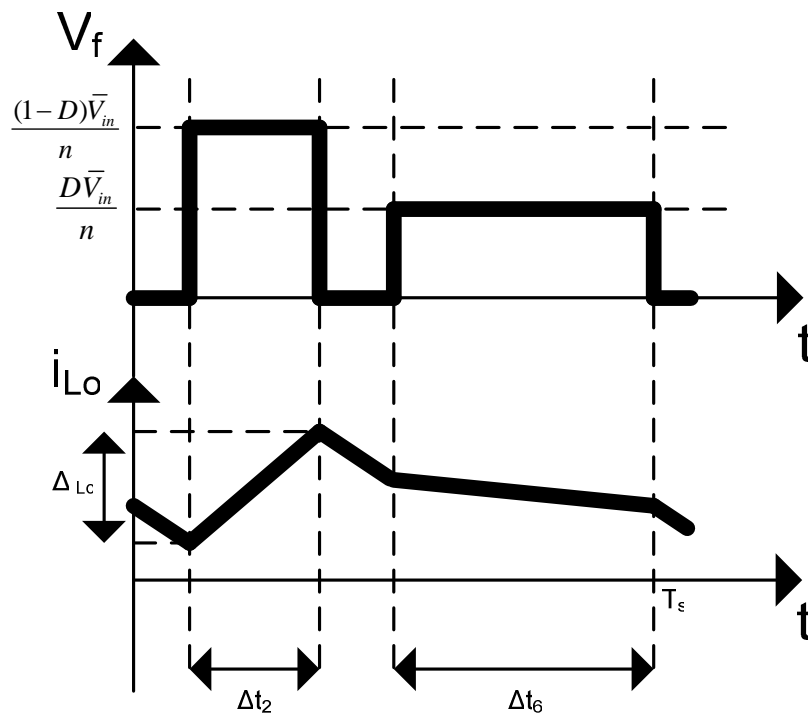


Figura 6.26 – Tensão na entrada do filtro V_f e corrente em L_o .

A ondulação Δi_{L_o} presente na corrente i_{L_o} pode ser obtida através da análise do comportamento do filtro de saída durante a segunda etapa de operação do conversor, sendo esta dada na equação (6.114).

$$\Delta i_{L_o} = \left[\frac{(1-D)\bar{V}_{in} - V_o}{L_o} \right] \left[DT_s - \frac{2L_d I_o'}{D\bar{V}_{in}} \right] \quad (6.114)$$

Substituindo-se (6.65) e (6.68) em (6.114) obtém-se uma expressão mais geral para a ondulação Δi_{L_o} , dada por (6.115).

$$\Delta i_{L_o} = \left[(1-D)(1-2D) + \bar{I}_o' \right] \left[D - \frac{\bar{I}_o'}{2(1-D)} \right] \frac{\bar{V}_{in}}{nf_s L_o} \quad (6.115)$$

O valor máximo da função (6.115) desempenha um papel fundamental no desenvolvimento de uma metodologia de projeto para o filtro de saída do conversor, pois é possível controlar a ondulação de tensão na saída do conversor através do ajuste da indutância L_o . A equação (6.116) contém a derivada de (6.115) em relação à razão cíclica D .

$$\frac{\partial \Delta i_{L_o}}{\partial D} = \frac{2(1-D)^2 [6D^2 - 6D + (1+2\bar{I}_o')] - \bar{I}_o'^2}{2(1-D)^2} \quad (6.116)$$

A determinação dos pontos críticos de (6.116) é feita igualando-se esta a zero conforme (6.117), cuja solução analítica, se existir, é bastante complexa. Para resolvê-la será utilizado um programa computacional para a determinação de suas raízes no momento em que seja necessária sua solução para a determinação do valor de L_o .

$$\frac{\partial \Delta i_{L_o}}{\partial D} (D_{\text{crítica}}) = 0 \quad (6.117)$$

Observando-se atentamente as equações (6.116) e (6.117) conclui-se que estas podem ser simplificadas por (6.118), caso a condição (6.119) seja satisfeita.

$$\frac{\partial \Delta i_{L_o}}{\partial D} (D_{\text{crítica}}) \approx D_{\text{crítica}}^2 - D_{\text{crítica}} + \frac{1}{6}(1+2\bar{I}_o') = 0 \quad (6.118)$$

$$2(1+2\bar{I}_o') \square \bar{I}_o'^2 \quad (6.119)$$

A solução de (6.118) no intervalo ($0 \leq D \leq 0,5$) é dada por (6.120).

$$D_{\text{crítica}} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2}{3}(1+2\bar{I}_o')} \right) \quad (6.120)$$

Resta demonstrar que a função (6.118) possui seu valor máximo em $D = D_{\text{crítica}}$. A derivada segunda de (6.118) é dada pela equação (6.121).

$$\frac{\partial^2 \Delta i_{L_o}}{\partial D^2} = 2D - 1 \quad (6.121)$$

Investigando-se a expressão (6.121) observa-se que esta será sempre menor que zero para valores de razão cíclica D menores que 0,5. Logo, a solução (6.120) representa um ponto de máximo de (6.118).

Finalmente, o valor aproximado da ondulação máxima presente na corrente i_{L_o} é dado por (6.122).

$$\Delta i_{L_o_m\acute{a}x} \approx \left[(1 - D_{\text{crítica}})(1 - 2D_{\text{crítica}}) + \bar{I}_o' \right] \left[D_{\text{crítica}} - \frac{\bar{I}_o'}{2(1 - D_{\text{crítica}})} \right] \frac{\bar{V}_{in}}{nf_s L_o} \quad (6.122)$$

6.9 METODOLOGIA DE PROJETO

Com base no equacionamento desenvolvido nas seções anteriores é possível elaborar um procedimento de projeto do conversor ASHB-PWM, com vistas a atender os devidos requisitos de operação.

6.9.1 – Especificações de Projeto

Tabela 6.1 – Especificações de projeto do conversor meia-ponte com comando assimétrico.

Especificação	Valor
Tensão Eficaz de Entrada (V_{in_ef})	220V
Tensão Eficaz de Entrada Máxima ($V_{in_ef_máx}$)	242V
Tensão Eficaz de Entrada Mínima ($V_{in_ef_mín}$)	198V
Tensão de Saída (V_o)	25V
Potência de Saída (P_o)	40W
Máxima Ondulação de Tensão em C_{eq} ($\Delta V_{C_{eq_máx}}$)	20V
Máxima Ondulação de Corrente em L_o ($\Delta i_{L_o_máx}$)	0,4A
Frequência de Comutação (f_s)	40kHz

6.9.2 – Indutância de Magnetização L_m

De acordo com as equações (6.109) e (6.113), e com base nas especificações de projeto, as indutâncias de magnetização relacionadas aos dois métodos de obtenção de comutação suave são dadas pelas igualdades (6.123) e (6.124).

$$L_{m_método1} = 1,932\text{mH} \quad (6.123)$$

$$L_{m_método2} = 1,226\text{mH} \quad (6.124)$$

O valor de L_m , dado por (6.125), é escolhido considerando-se certa margem de folga com relação ao valor teórico.

$$L_m = 1\text{mH} \quad (6.125)$$

6.9.3 Capacitores de Barramento C_{b1} e C_{b2}

Através da restrição de máxima ondulação de tensão no capacitor C_{eq} , dada por (6.102), é possível determinar o valor dos capacitores C_{eq} , C_{b1} e C_{b2} , conforme as equações

(6.126) e (6.127), respectivamente. Tais resultados são determinados com base nas expressões (6.85) e (6.102) obtidas anteriormente.

$$C_{eq} = \frac{1}{\omega_s \Delta v_{ceq_m\acute{a}x}} \left[\frac{V_{in}}{4f_s (L_d + L_m)} + 2 \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) I_o' \right] = 516nF \quad (6.126)$$

$$C_{b1} = C_{b2} = \frac{1}{\omega_s \Delta v_{ceq_m\acute{a}x}} \left[\frac{V_{in}}{8f_s (L_d + L_m)} + \left(\frac{L_m}{L_d + L_m} \right) I_o' \right] = 258nF \approx 270nF \quad (6.127)$$

6.9.4 – Indutor do Filtro de Saída L_o

O valor da indutância L_o é determinado a fim de que a máxima ondulação presente na corrente i_{L_o} seja limitada a certo valor. Desta forma, a partir de (6.122) obtém-se (6.128)

O valor de $D_{cr\acute{it}ica}$ é dado por (6.129), o qual pode ser obtido através da investigação dos pontos críticos da função (6.115). Tanto a análise computacional quanto a equação simplificada (6.120) levam à solução (6.129), dado que a condição (6.119) é válida neste caso.

$$L_o = \left[(1 - D_{cr\acute{it}ica})(1 - 2D_{cr\acute{it}ica}) + \bar{I}_o' \right] \left[D_{cr\acute{it}ica} - \frac{\bar{I}_o'}{2(1 - D_{cr\acute{it}ica})} \right] \frac{\bar{V}_{in}}{nf_s \Delta i_{L_o_m\acute{a}x}} = 411,4\mu H \quad (6.128)$$

$$D_{cr\acute{it}ica} = 0,222 \quad (6.129)$$

6.9.5 – Capacitor do Filtro de Saída C_o

O capacitor C_o do filtro de saída é inserido a fim de se obter uma baixa ondulação na tensão de saída do conversor. Seu valor é determinado a fim de que o filtro de saída possua certa frequência de corte, a qual é dada pela equação (6.130).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \quad (6.130)$$

Arbitrando-se o valor de f_c em 1kHz, que é bem menor que a frequência de comutação com a qual opera o conversor, e com o auxílio da equação (6.130), obtém-se (6.131).

$$C_o = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 L_o} = 61,57\mu F \approx 68\mu F \quad (6.131)$$

6.9.6 – Esforços nos Semicondutores de Potência

Os esforços nos semicondutores de potência que compõem o conversor ASHB-PWM, determinados por simulação, são dados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Esforços nos semicondutores de potência do conversor ASHB-PWM.

Esforço	Valor
$V_{S1_máx}$	342V
$V_{S2_máx}$	342V
I_{S1_ef}	344mA
I_{S2_ef}	353mA
$I_{S1_méd}$	175mA
$I_{S2_méd}$	175mA
$V_{Do1_máx}$	37V
$V_{Do2_máx}$	106V
I_{Do1_ef}	960mA
I_{Do2_ef}	1220mA
$I_{Do1_méd}$	640mA
$I_{Do2_méd}$	1070mA

Para a implementação prática do conversor serão utilizados o MOSFET IRF840 e o diodo MUR120.

6.9.7 – Relação de Transformação n

A relação de transformação n será escolhida de forma que o conversor opere com tensão nominal de saída mesmo com uma queda de 20% do valor mínimo previsto para a tensão de entrada, conforme a equação (6.132).

$$n = \frac{0,8V_{in_ef_mín}}{\sqrt{2}V_o} = 4,48 \quad (6.132)$$

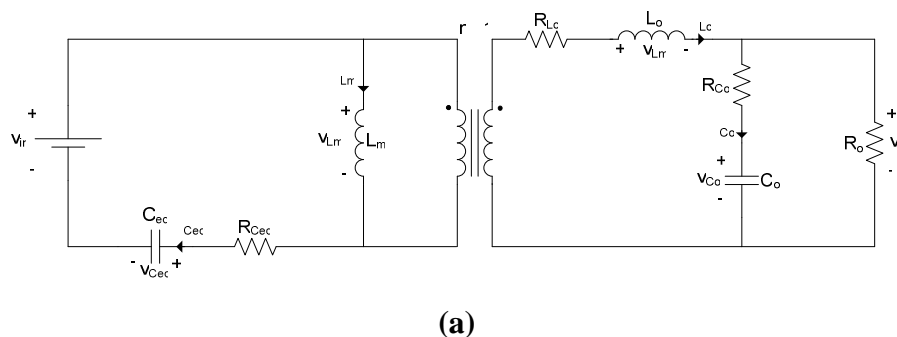
6.10 MODELAGEM DO CONVERSOR

Para a elaboração de uma estratégia de controle para o conversor ASHB-PWM se faz necessária a determinação da função de transferência de tal estrutura. A modelagem, assim como para o conversor *buck*, é realizada com base no método por valores médios instantâneos [25]. Também será adotada a notação presente na seção 5.6.1.

Diversos artigos presentes na literatura realizam a modelagem do conversor meia-ponte com comando assimétrico [29], [30], [31], [32]. Em alguns não são consideradas as resistências dos indutores e dos capacitores do circuito, tornando o resultado incoerente com a prática. Os circuitos equivalentes obtidos em tais estudos em geral utilizam fontes controladas, sendo que há a possibilidade de se representar a estrutura sem tais elementos, o que em muitos casos torna mais clara a interpretação do modelo. Logo, o objetivo principal desta seção é a determinação de um circuito elétrico equivalente de pequenos sinais capaz de representar o comportamento dinâmico do conversor, a partir do qual é possível extrair a função de transferência necessária para o projeto do controlador.

6.10.1 – Equacionamento

No decorrer da modelagem será utilizada a hipótese simplificativa considerando que o conversor possui apenas duas etapas de operação, representadas na Figura 6.27. Isso é válido quando as etapas onde não há transferência de energia ao filtro de saída são bastante breves quando comparadas às etapas onde há transferência. A carga, neste caso, será considerada com sendo uma resistência pura cujo valor R_o é determinado a fim de se obter potência nominal na saída do conversor.



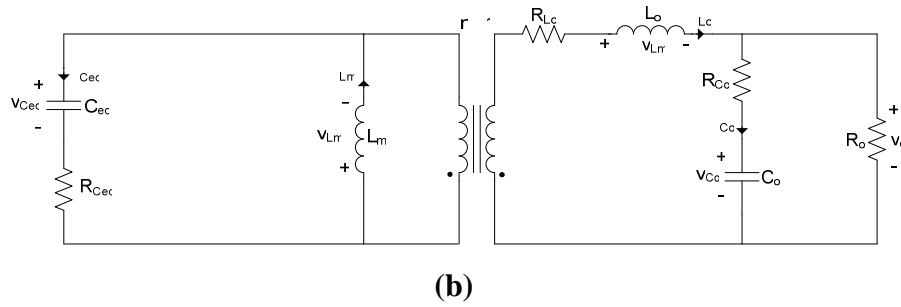


Figura 6.27 – Etapas de operação simplificadas. (a) 1ª etapa; (b) 2ª etapa.

A seguir têm-se as equações referentes à primeira etapa de operação.

$$v_{Lm}|_{0 < t < DT_s} = v_{in} - v_{Ceq} - R_{Ceq} i_{Ceq} \quad (6.133)$$

$$i_{Ceq}|_{0 < t < DT_s} = i_{Lm} + \frac{i_{Lo}}{n} \quad (6.134)$$

$$v_{Lo}|_{0 < t < DT_s} = \frac{v_{in}}{n} - \frac{v_{Ceq}}{n} - \frac{R_{Ceq} i_{Ceq}}{n} - R_{Lo} i_{Lo} - v_o \quad (6.135)$$

$$i_{Co}|_{0 < t < DT_s} = i_{Lo} - \frac{v_o}{R_o} \quad (6.136)$$

$$i_{in}|_{0 < t < DT_s} = i_{Lm} + \frac{i_{Lo}}{n} \quad (6.137)$$

Já para a segunda etapa de operação são válidas as seguintes equações.

$$v_{Lm}|_{DT_s < t < (1-D)T_s} = -v_{Ceq} - R_{Ceq} i_{Ceq} \quad (6.138)$$

$$i_{Ceq}|_{DT_s < t < (1-D)T_s} = i_{Lm} - \frac{i_{Lo}}{n} \quad (6.139)$$

$$v_{Lo}|_{DT_s < t < (1-D)T_s} = \frac{v_{Ceq}}{n} + \frac{R_{Ceq} i_{Ceq}}{n} - R_{Lo} i_{Lo} - v_o \quad (6.140)$$

$$i_{Co}|_{DT_s < t < (1-D)T_s} = i_{Lo} - \frac{v_o}{R_o} \quad (6.141)$$

$$i_{in}|_{DT_s < t < (1-D)T_s} = 0 \quad (6.142)$$

Segundo a metodologia de modelagem utilizada têm-se as igualdades (6.143), (6.144), (6.145) e (6.146).

$$L_m \frac{d\langle i_{Lm} \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{Lm} \rangle_{T_s} \quad (6.143)$$

$$C_{eq} \frac{d\langle v_{Ceq} \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{Ceq} \rangle_{T_s} \quad (6.144)$$

$$L_o \frac{d\langle i_{Lo} \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{Lo} \rangle_{T_s} \quad (6.145)$$

$$C_o \frac{d\langle v_{Co} \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{Co} \rangle_{T_s} \quad (6.146)$$

A partir das equações anteriores têm-se (6.147), (6.148), (6.149) e (6.150),

$$L_m \frac{d\langle i_{Lm} \rangle_{T_s}}{dt} = (D + \hat{d}) \left(V_{in} + \hat{v}_{in} - V_{ceq} - \hat{v}_{ceq} - R_{Ceq} I_{Ceq} - R_{Ceq} \hat{i}_{Ceq} \right) + (D' - \hat{d}) \left(-V_{ceq} - \hat{v}_{ceq} - R_{Ceq} I_{Ceq} - R_{Ceq} \hat{i}_{Ceq} \right) \quad (6.147)$$

$$C_{eq} \frac{d\langle v_{Ceq} \rangle_{T_s}}{dt} = (D + \hat{d}) \left(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm} + \frac{I_{Lo}}{n} + \frac{\hat{i}_{Lo}}{n} \right) + (D' - \hat{d}) \left(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm} - \frac{I_{Lo}}{n} - \frac{\hat{i}_{Lo}}{n} \right) \quad (6.148)$$

$$L_o \frac{d\langle i_{Lo} \rangle_{T_s}}{dt} = (D + \hat{d}) \left(\frac{V_{in}}{n} + \frac{\hat{v}_{in}}{n} - \frac{V_{ceq}}{n} - \frac{\hat{v}_{ceq}}{n} - \frac{R_{Ceq} I_{Ceq}}{n} - \frac{R_{Ceq} \hat{i}_{Ceq}}{n} \right) - \left(-R_{Lo} I_{Lo} - R_{Lo} \hat{i}_{Lo} - V_o - \hat{v}_o \right) + (D' - \hat{d}) \left(\frac{V_{ceq}}{n} + \frac{\hat{v}_{ceq}}{n} + \frac{R_{Ceq} I_{Ceq}}{n} + \frac{R_{Ceq} \hat{i}_{Ceq}}{n} \right) - \left(-R_{Lo} I_{Lo} - R_{Lo} \hat{i}_{Lo} - V_o - \hat{v}_o \right) \quad (6.149)$$

$$C_o \frac{d\langle v_{Co} \rangle_{T_s}}{dt} = (D + \hat{d}) \left(I_{Lo} + \hat{i}_{Lo} - \frac{V_o}{R_o} - \frac{\hat{v}_o}{R_o} \right) + (D' - \hat{d}) \left(I_{Lo} + \hat{i}_{Lo} - \frac{V_o}{R_o} - \frac{\hat{v}_o}{R_o} \right) \quad (6.150)$$

A partir do funcionamento do conversor em regime permanente obtêm-se as igualdades (6.151), (6.152) e (6.153).

$$V_{Ceq} = DV_{in} \quad (6.151)$$

$$I_{Ceq} = 0 \quad (6.152)$$

$$I_{Lo} = 2D(1-D) \frac{V_{in}}{nR_o} \quad (6.153)$$

A partir das equações (6.147), (6.148), (6.149) e (6.150) obtêm-se (6.154), (6.155), (6.156) e (6.157).

$$L_m \frac{d\hat{i}_{Lm}}{dt} = -v_{Ceq} - R_{Ceq} C_{eq} \frac{d\hat{v}_{Ceq}}{dt} + D\hat{v}_{in} + V_{in} \hat{d} \quad (6.154)$$

$$C_{eq} \frac{d\hat{v}_{Ceq}}{dt} = \hat{i}_{Lm} - \frac{(1-2D)}{n} \hat{i}_{Lo} + \frac{2I_{Lo}}{n} \hat{d} \quad (6.155)$$

$$L_o \frac{d\hat{i}_{Lo}}{dt} = -\hat{v}_o - R_{Lo} \hat{i}_{Lo} + \frac{D}{n} \hat{v}_{in} + \frac{(V_{in} - 2V_{Ceq})}{n} \hat{d} + \frac{(1-2D)}{n} \hat{v}_{Ceq} + \frac{(1-2D)}{n} R_{Ceq} C_{eq} \frac{d\hat{v}_{Ceq}}{dt} \quad (6.156)$$

$$C_o \frac{d\hat{v}_{Co}}{dt} = \hat{i}_{Lo} - \frac{\hat{v}_o}{R_o} \quad (6.157)$$

Também é de grande interesse determinar o valor médio quase instantâneo da corrente de entrada do conversor, dado pela equação (6.158), obtida a partir das igualdades (6.137) e (6.142).

$$\langle \hat{i}_{in} \rangle_{T_s} = (D + \hat{d}) \left(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm} + \frac{I_{Lo}}{n} + \frac{\hat{i}_{Lo}}{n} \right) \quad (6.158)$$

A partir de (6.158) obtém-se (6.159).

$$\hat{i}_{in} = D \hat{i}_{Lm} + \frac{D}{n} \hat{i}_{Lo} + \left(I_{Lm} + \frac{I_{Lo}}{n} \right) \hat{d} \quad (6.159)$$

As tensões v_{Co} e v_o se relacionam segundo (6.160), cuja representação para pequenos sinais é dada por (6.161).

$$v_o = v_{Co} + R_{Co} i_{Co} \quad (6.160)$$

$$\hat{v}_o = \hat{v}_{Co} + R_{Co} \hat{i}_{Co} \quad (6.161)$$

6.10.2 – Circuito Elétrico Equivalente

A partir das equações (6.154), (6.155), (6.156), (6.157), (6.159) e (6.161) é possível determinar um circuito elétrico equivalente que representa o comportamento dinâmico do conversor ASHB-PWM para pequenos sinais, sendo este dado na Figura 6.28.

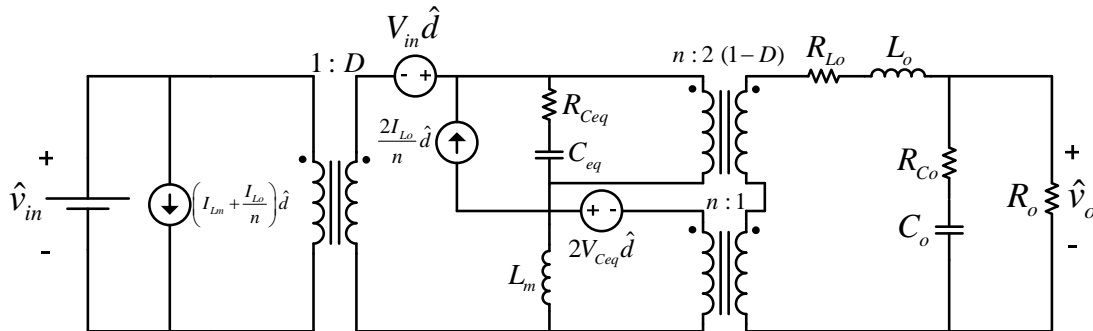


Figura 6.28 – Circuito elétrico equivalente para pequenos sinais.

6.10.3 – Funções de Transferência

Aplicando-se a transformada de Laplace às equações (6.154), (6.155), (6.156), (6.157) e (6.161) obtêm-se (6.162), (6.163), (6.164), (6.165) e (6.166).

$$sL_m \hat{i}_{Lm}(s) = -\hat{v}_{Ceq}(s) - sR_{Ceq} C_{eq} \hat{v}_{Ceq}(s) + D \hat{v}_{in}(s) + V_{in} \hat{d}(s) \quad (6.162)$$

$$sC_{eq}\hat{v}_{Ceq}(s) = \hat{i}_{Lm}(s) - \frac{(1-2D)}{n}\hat{i}_{Lo}(s) + \frac{2I_{Lo}}{n}\hat{d}(s) \quad (6.163)$$

$$sL_o\hat{i}_{Lo}(s) = -\hat{v}_o(s) - R_{Lo}\hat{i}_{Lo}(s) + \frac{(V_{in} - 2V_{Ceq})}{n}\hat{d}(s) + \frac{D}{n}\hat{v}_{in}(s) + \frac{(1-2D)}{n}\hat{v}_{Ceq}(s) \\ + s\frac{(1-2D)}{n}R_{Ceq}C_{eq}\hat{v}_{Ceq}(s) \quad (6.164)$$

$$sC_o\hat{v}_{Co}(s) = \hat{i}_{Lo}(s) - \frac{1}{R_o}\hat{v}_o(s) \quad (6.165)$$

$$\hat{v}_{Co}(s) = \frac{1}{(1+sR_{Co}C_o)}\hat{v}_o(s) \quad (6.166)$$

As funções de transferência relacionando a tensão de saída com a tensão de entrada e a tensão de saída com a razão cíclica são dadas pelas equações (6.167) e (6.168), respectivamente.

$$G_{vv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{\left[\frac{D}{n} + \frac{D(1-2D)(1+sR_{Ceq}C_{eq})}{n(s^2L_mC_{eq} + sR_{Ceq}C_{eq} + 1)} \right]}{\delta(s)} \quad (6.167)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left[\frac{(V_{in} - 2V_{Ceq})}{n} + \frac{(1-2D)(1+sR_{Ceq}C_{eq})(nV_{in} + s2L_mI_{Lo})}{n(s^2L_mC_{eq} + sR_{Ceq}C_{eq} + 1)} \right]}{\delta(s)} \quad (6.168)$$

Onde:

$$\delta(s) = 1 + \frac{s(1-2D)^2L_m(1+sR_{Ceq}C_{eq})[1+s(R_o+R_{Co})C_o]}{n^2R_o(s^2L_mC_{eq} + sR_{Ceq}C_{eq} + 1)(1+sR_{Co}C_o)} \\ + \frac{(R_{Lo} + sL_o)[1+s(R_o+R_{Lo})C_o]}{R_o(1+sR_{Co}C_o)} \quad (6.169)$$

Substituindo-se os valores obtidos na seção 6.9 e das resistências presentes na Tabela 6.3, determinam-se as funções de transferência (6.170) e (6.171).

Tabela 6.3 – Valores das resistências consideradas na modelagem.

Resistência	Valor
Resistência série de C_{eq} - R_{Ceq}	0,3Ω
Resistência série de C_o - R_{Co}	0,3Ω
Resistência série de L_o - R_{Lo}	1Ω

$$G_{vv}(s) = \frac{39,93s^3 + 1,975 \cdot 10^6 s^2 + 1,078 \cdot 10^{11} s + 5,242 \cdot 10^{15}}{s^4 + 4379s^3 + 1,878 \cdot 10^9 s^2 + 7,328 \cdot 10^{12} s + 6,664 \cdot 10^{16}} \quad (6.170)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{2,485 \cdot 10^4 s^3 + 1,339 \cdot 10^9 s^2 + 9,462 \cdot 10^{13} s + 4,348 \cdot 10^{18}}{s^4 + 4379 s^3 + 1,878 \cdot 10^9 s^2 + 7,328 \cdot 10^{12} s + 6,664 \cdot 10^{16}} \quad (6.171)$$

6.10.4 – Validação do Modelo

Para verificar a validade da modelagem será realizada a simulação do circuito, cujo resultado será comparado à solução do modelo matemático obtido. A Figura 6.29 contém o comportamento da tensão de saída frente a uma perturbação de 10V na tensão de entrada. Já a Figura 6.30 expõe a resposta da tensão de saída a uma perturbação de 1% na razão cíclica. Em ambos os gráficos, têm-se os resultados de simulação do conversor e também do modelo de pequenos sinais levantado. A análise foi realizada com o programa PSIM[®].

A partir dos resultados obtidos conclui-se que o modelo apresentado representa de forma bastante eficiente a dinâmica do conversor ASHB-PWM. Isso é importante para uma adequada compensação da estrutura a fim de cumprir determinados requisitos de operação.

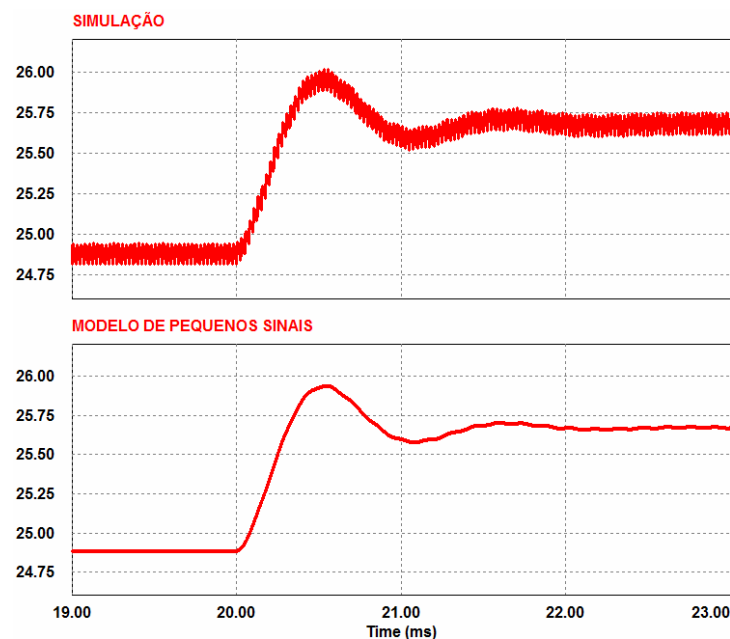


Figura 6.29 – Comportamento da tensão de saída frente a um degrau de 10V na tensão de entrada.

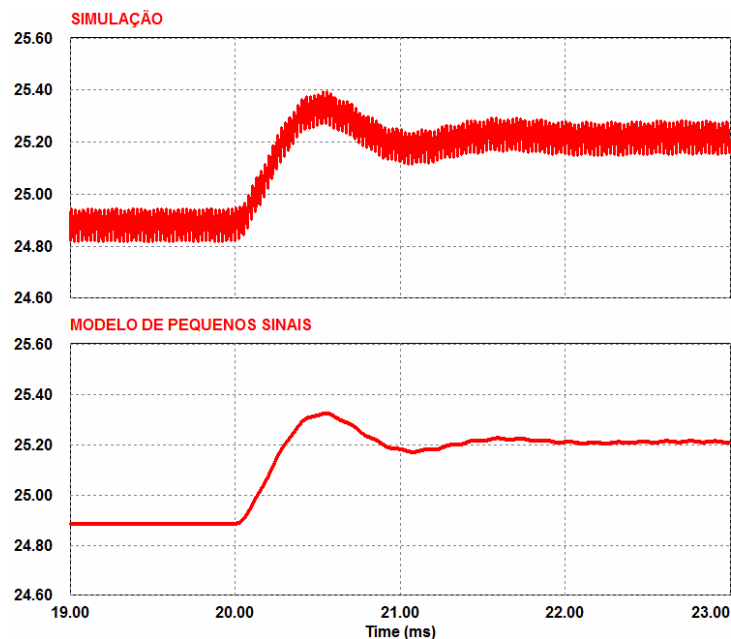


Figura 6.30 - Comportamento da tensão de saída frente a um degrau de 1% na razão cíclica.

6.11 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A partir das funções de transferência obtidas na seção 6.10.3 é possível determinar um controlador a fim de garantir certas condições de operação, as quais serão discutidas posteriormente.

6.11.1 – Diagrama de Blocos

O diagrama de blocos do conversor operando em malha fechada está presente na Figura 6.31.

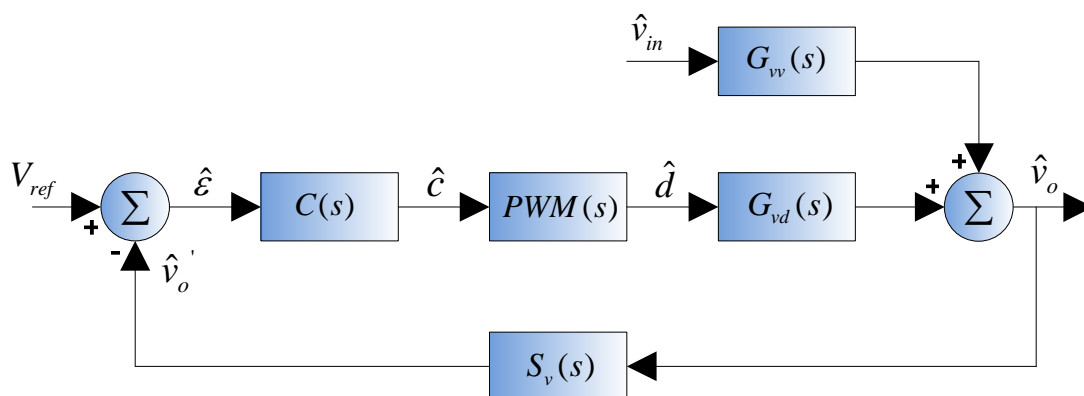


Figura 6.31 – Diagrama de blocos.

6.11.1.1 - Sensor de Tensão - $S_v(s)$

A realimentação da tensão de saída é realizada através de um divisor resistivo, estando este presente na Figura 6.32. Quando a tensão de saída for nominal deseja-se obter 5V na saída do sensor de tensão. Desta forma, uma possível função de transferência $S_v(s)$ é dada por (6.172).

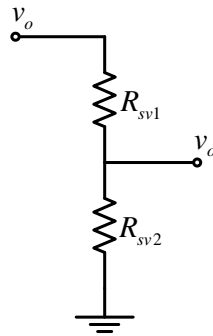


Figura 6.32 – Sensor de tensão.

$$S_v(s) = \frac{\hat{v}_o'(s)}{\hat{v}_o(s)} = \frac{R_{sv2}}{R_{sv1} + R_{sv2}} = \frac{10\text{k}\Omega}{39\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} = 0,204 \quad (6.172)$$

6.11.1.2 - Modulador PWM - PWM(s)

De acordo com [33] o valor de pico da onda dente de serra utilizada na geração do sinal PWM vale aproximadamente 3,2V. Logo, a função de transferência do modulador PWM é dada pela equação (6.173).

$$\text{PWM}(s) = \frac{1}{V_{ds}} = \frac{1}{3,2} = 0,3125 \quad (6.173)$$

6.11.1.3 - Controlador – C(s)

O bloco C(s) representa o controlador, que será obtido após a determinação das especificações de projeto.

6.11.2 – Função de Transferência de Laço Aberto do Sistema Não Compensado – $\text{FTLA}_{nc}(s)$

Para se determinar eventuais necessidades de compensação da estrutura se faz necessário o conhecimento das características dinâmicas do sistema não compensado. Tal informação é obtida analisando-se a função de transferência de laço aberto do sistema não compensado, sendo esta dada pela definição (6.174).

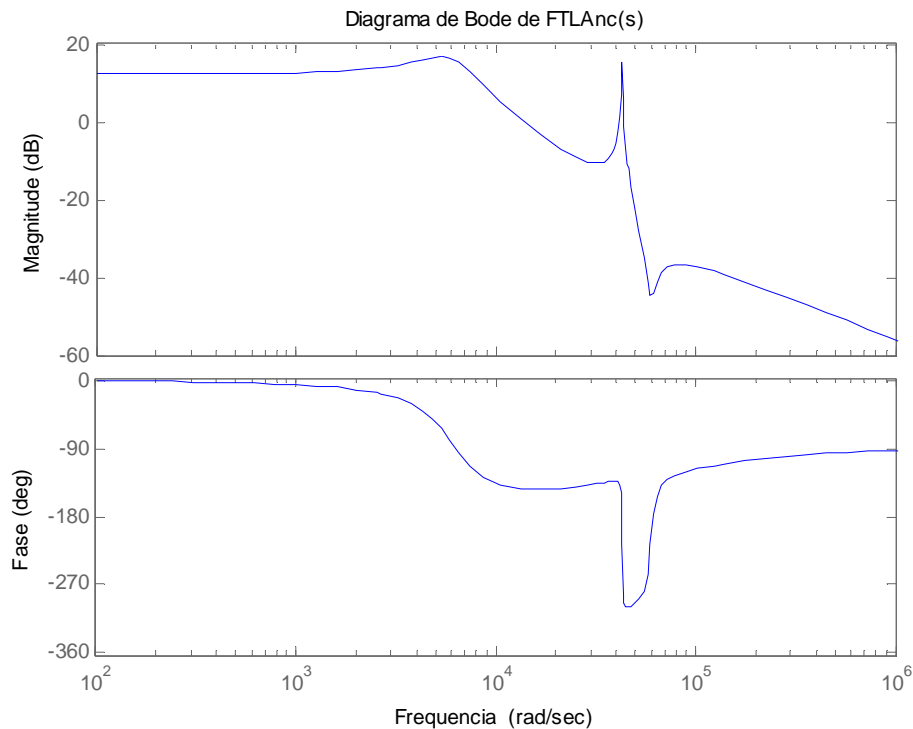


Figura 6.33 – Diagrama de Bode de $FTLA_{nc}(s)$.

$$FTLA_{nc}(s) \square PWM(s)G_{vd}(s)S_v(s) \quad (6.174)$$

Substituindo-se (6.171), (6.172) e (6.173) em (6.174) obtém-se (6.175), cujo diagrama de Bode é dado na Figura 6.33.

$$FTLA_{nc}(s) = \frac{1584s^3 + 8,537 \cdot 10^7 s^2 + 6,032 \cdot 10^{12} s + 2,772 \cdot 10^{17}}{s^4 + 4379s^3 + 1,878 \cdot 10^9 s^2 + 7,328 \cdot 10^{12} s + 6,664 \cdot 10^{16}} \quad (6.175)$$

6.11.3 – Requisitos de Controle

Deseja-se que o sistema em malha fechada possua as seguintes características:

- Erro nulo ao degrau de entrada.
- O sistema deve ser estável em malha fechada, com margem de fase superior a 30° .
- Máximo ganho possível na frequência de 120Hz, a fim de garantir boa rejeição à ondulação presente na tensão de saída do retificador.
- Atenuação elevada na frequência de comutação.

6.11.4 – Estrutura do Controlador

De acordo com os requisitos de controle mencionados anteriormente conclui-se que o controlador deverá possuir:

- Uma ação integral para garantir erro nulo ao degrau de entrada em regime.
- Possuir inclinação aproximadamente nula na frequência de cruzamento do sistema compensado.

Propõe-se então o controlador presente na Figura 6.34.

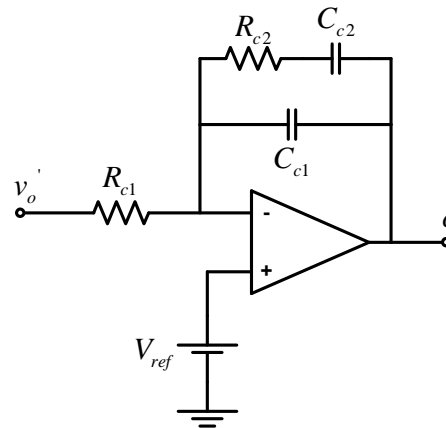


Figura 6.34 – Estrutura do controlador.

Seja a definição (6.176).

$$Z_f \square \frac{1 + sR_{c2}C_{c2}}{s(sR_{c2}C_{c1}C_{c2} + C_{c1} + C_{c2})} \quad (6.176)$$

Do circuito da Figura 6.34 conclui-se que é válida a igualdade (6.177), a qual pode ser reagrupada conforme (6.178).

$$\frac{V_{ref} - v_o'}{R_{c1}} + \frac{V_{ref} - c}{Z_f} = 0 \quad (6.177)$$

$$c = \left(\frac{Z_f}{R_{c1}} + 1 \right) V_{ref} - \frac{Z_f}{R_{c1}} v_o' \quad (6.178)$$

Sendo válida a consideração (6.179) pode-se aproximar (6.178) por (6.180).

$$|Z_f| \square R_{c1} \quad (6.179)$$

$$c \approx \frac{Z_f}{R_{c1}} (V_{ref} - v_o') \quad (6.180)$$

A partir do diagrama de blocos da Figura 6.31 tem-se que:

$$\varepsilon = V_{ref} - v_o' \quad (6.181)$$

Substituindo-se (6.176) e (6.181) em (6.180) obtém-se a função de transferência do controlador, dada pela equação (6.182).

$$C(s) = \frac{\hat{c}(s)}{\hat{e}(s)} = \frac{1 + sR_{c2}C_{c2}}{sR_{c1}(sR_{c2}C_{c1}C_{c2} + C_{c1} + C_{c2})} \quad (6.182)$$

Utilizando-se os valores presentes na Tabela 6.4 obtém-se o controlador $C(s)$ conforme (6.183), cujo diagrama de Bode é dado pela Figura 6.35.

Tabela 6.4 – Valores dos componentes que compõem o controlador.

Componente	Valor
R_{c1}	66k Ω
R_{c2}	15k Ω
C_{c1}	2,7nF
C_{c2}	22nF

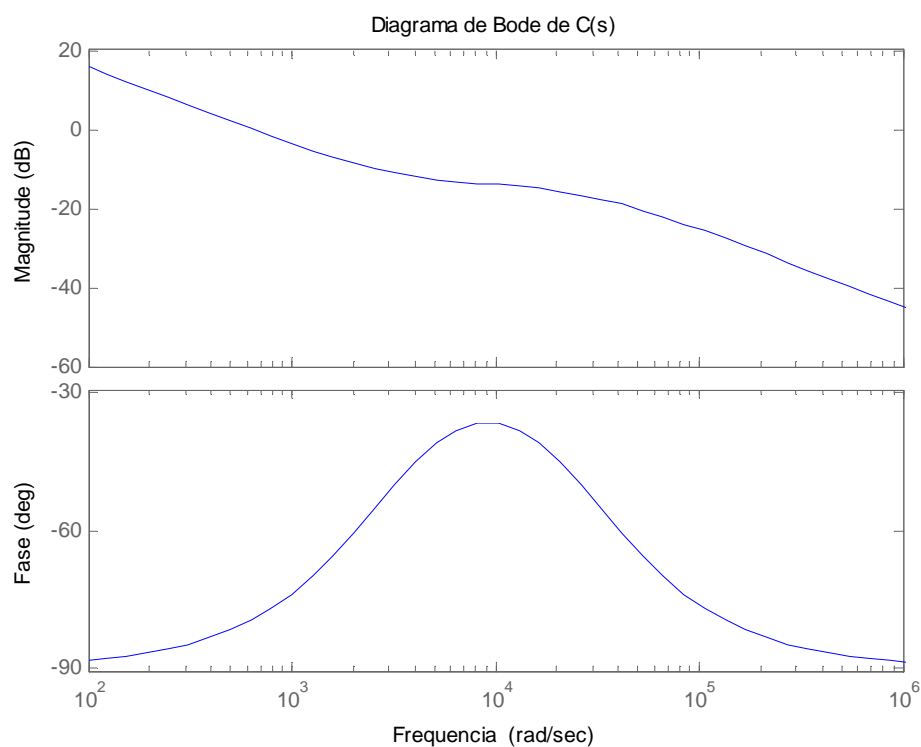


Figura 6.35 – Diagrama de Bode de C(s).

$$C(s) = \frac{1 + 3,3 \cdot 10^{-4} s}{s(1,63 \cdot 10^{-3} + 5,881 \cdot 10^{-8} s)} \quad (6.183)$$

6.11.5 – Função de Transferência de Laço Aberto do Sistema Compensado – $FTLA_c(s)$

Considerando o controlador determinado na seção 6.11.4 determina-se a função de laço aberto do sistema compensado (6.185), cujo diagrama de Bode é dado na Figura 6.36.

$$FTLA_c(s) = C(s)PWM(s)G_{vd}(s)S_v(s) \quad (6.184)$$

$$FTLA_c(s) = \left[\frac{1 + 3,3 \cdot 10^{-4}s}{s(1,63 \cdot 10^{-3} + 5,881 \cdot 10^{-8}s)} \right] \left(\frac{1584s^3 + 8,537 \cdot 10^7 s^2 + 6,032 \cdot 10^{12}s + 2,772 \cdot 10^{17}}{s^4 + 4379s^3 + 1,878 \cdot 10^9 s^2 + 7,328 \cdot 10^{12}s + 6,664 \cdot 10^{16}} \right) \quad (6.185)$$

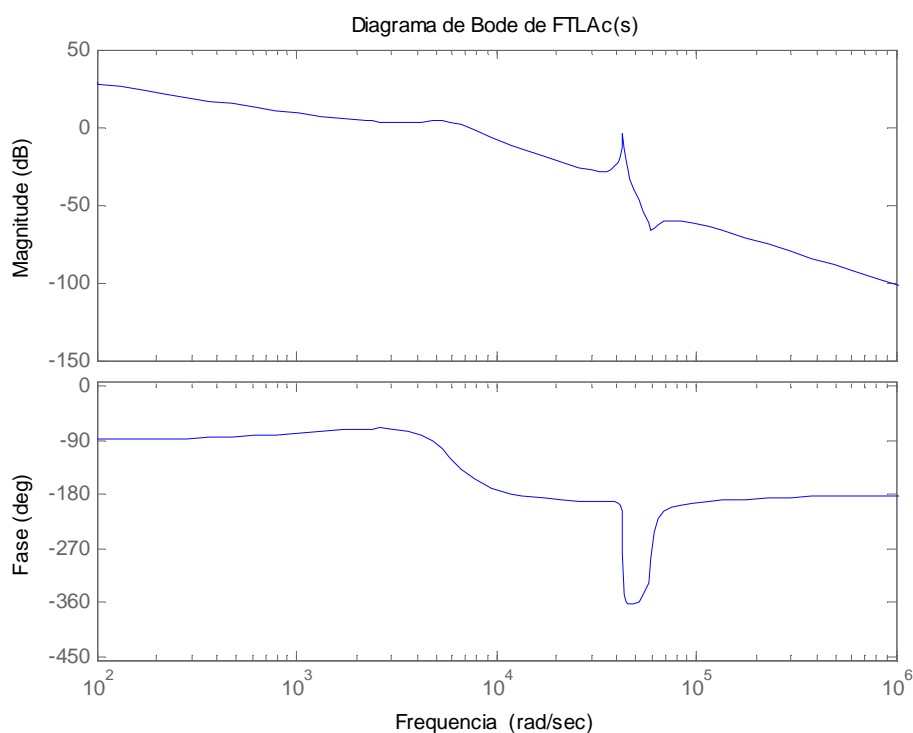


Figura 6.36 – Diagrama de Bode de $FTLA_c(s)$.

De acordo com o diagrama de Bode de $FTLA_c(s)$ conclui-se que o sistema é estável em malha fechada, com margem de fase de aproximadamente 32° .

6.12 CIRCUITO DE COMANDO

O comando do conversor ASHB-PWM é realizado através dos circuitos integrados (CIs) UC3525 e IR2104. Como a conexão entre o *driver* IR2104 e os interruptores não é isolada, será utilizado um optoacoplador (H11N2) entre os CIs a fim de manter a isolamento propiciada pela estrutura. O circuito de comando completo, incluindo o controlador apresentado na seção 6.11.4, está representado na Figura 6.37.

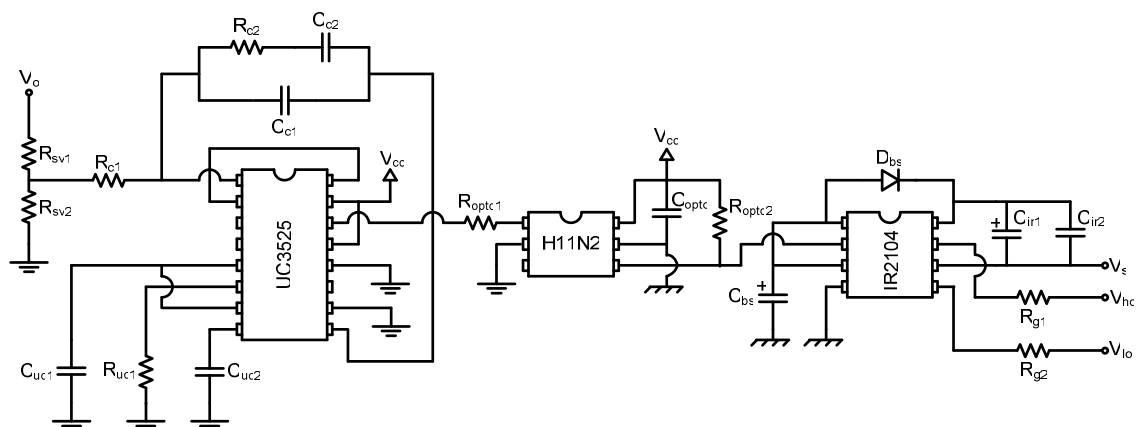


Figura 6.37 – Circuito de comando.

Considerando que o conversor opera com frequência de comutação igual a 40kHz e de acordo com as informações das folhas de dados dos CIs utilizados, obtém-se a lista com os valores dos componentes dada na Tabela 6.5.

Tabela 6.5 – Lista de componentes do circuito de comando.

Componente	Valor
R_{c1}	43k Ω
R_{c2}	15k Ω
C_{c1}	2,7nF
C_{c2}	22nF
R_{sv1}	39k Ω
R_{sv2}	10k Ω
R_{uc1}	1,5k Ω
C_{uc1}	12nF
C_{uc2}	100nF
R_{opto1}	330 Ω
R_{opto2}	270 Ω
C_{opto}	100nF
C_{bs}	47 μ F/16V
C_{ir1}	10 μ F/16V
C_{ir2}	100nF
R_{g1}	15 Ω
R_{g2}	15 Ω

6.13 CONCLUSÃO

No decorrer deste capítulo foram apresentadas as principais características de operação do conversor ASHB-PWM, com a ajuda das quais foi desenvolvida uma metodologia de projeto para satisfazer determinadas especificações.

Têm-se como principais contribuições da presente análise:

- Equacionamento das etapas de operação do conversor considerando a ondulação na corrente i_{L_m} que, para os casos em que o valor de L_d é significativo perante o valor de L_m , não pode ser desconsiderada.
- Investigação de duas formas de obtenção da comutação ZVS, sendo apenas uma delas tradicionalmente difundida na literatura.
- Obtenção de um circuito equivalente de pequenos sinais que representa o conversor sem a utilização de fontes controladas, possibilitando uma representação alternativa da dinâmica do conversor.

Através do modelo dinâmico apresentado foi possível a determinação de um compensador capaz de atender aos requisitos de operação da estrutura em malha fechada, mantendo boa regulação da tensão de saída nos diversos casos analisados.

CAPÍTULO 7

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

7.1 INTRODUÇÃO

No decorrer deste capítulo serão apresentados os resultados obtidos com as diversas estruturas discutidas no decorrer do trabalho, visando a validação da metodologia de projeto proposta bem como a verificação da validade da teoria apresentada nos capítulos anteriores.

7.2 ESQUEMAS DE SIMULAÇÃO

Para a realização das simulações das estruturas serão utilizados dois programas computacionais: o OrCAD[®] e o PSIM[®].

7.2.1 – Conversor *Buck* – PSIM

O esquemático de simulação do conversor *buck* alimentando uma carga equivalente de LEDs, utilizado nas simulações realizadas no decorrer do presente trabalho, pode ser observado na Figura 7.1.

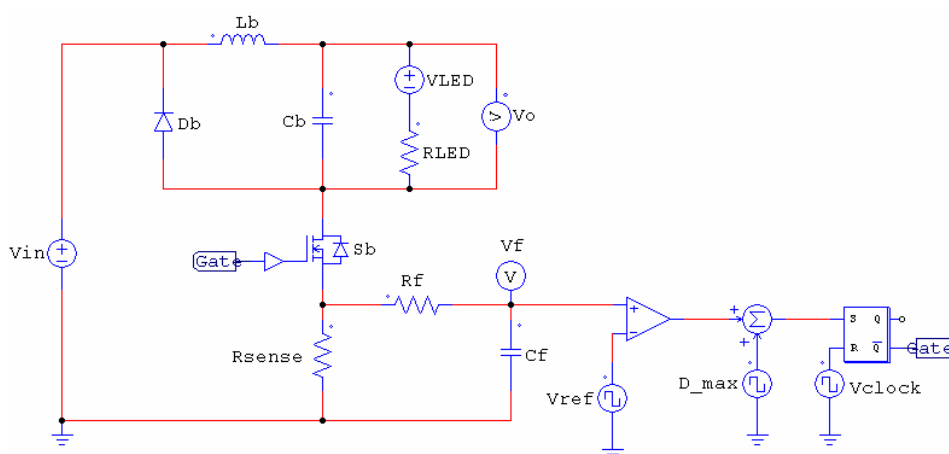


Figura 7.1 – Esquemático de simulação do conversor buck no programa PSIM.

7.2.2 – Conversor ASHB-PWM – PSIM

As simulações do conversor ASHB-PWM, com exceção da análise da comutação, serão realizadas com o programa PSIM, cujo esquemático é dado pela Figura 7.2.

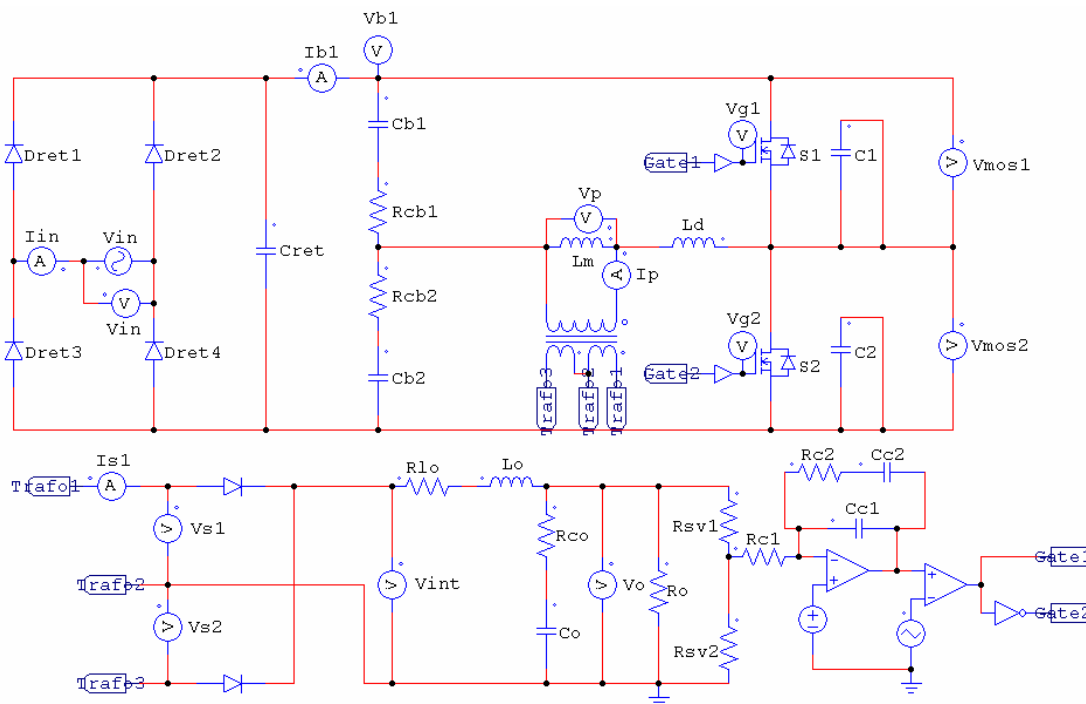


Figura 7.2 – Esquemático de simulação do conversor ASHB-PWM no programa PSIM.

7.2.3 – Conversor ASHB-PWM – OrCAD

A análise da comutação do conversor ASHB-PWM será realizada com o auxílio do programa OrCAD, sendo que o esquemático de simulação utilizado é dado na Figura 7.3. Neste caso a estrutura está operando em malha aberta para tornar a simulação mais ágil, sendo que o resultado é válido desde que se ajuste o ponto de operação do conversor de forma adequada.

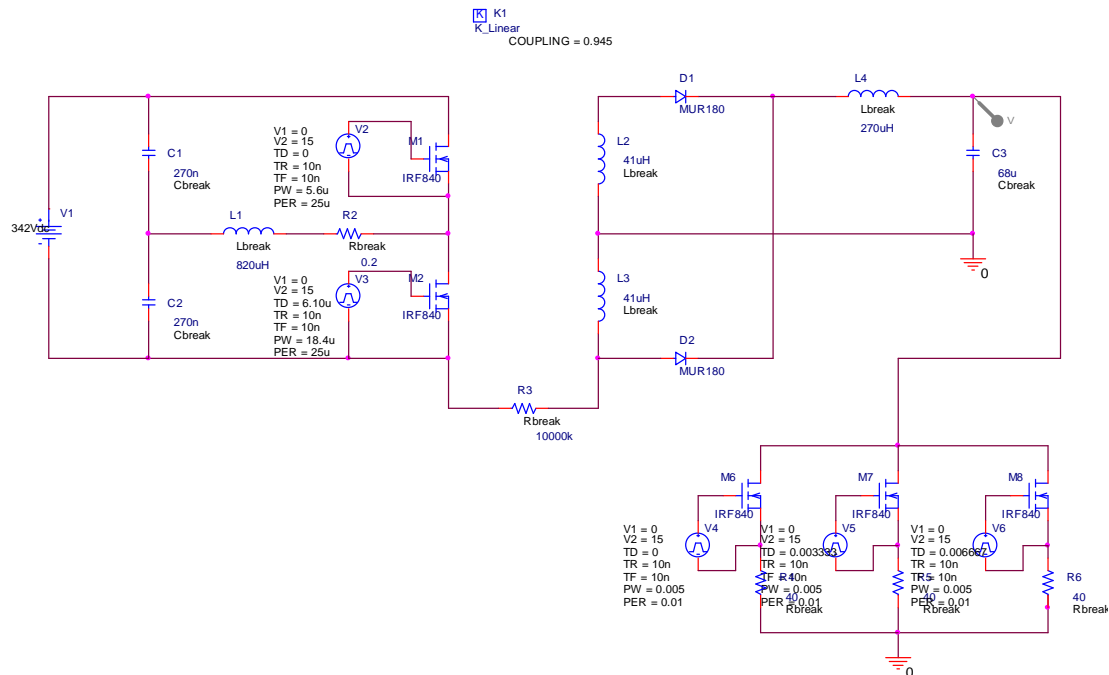


Figura 7.3 – Esquemático de simulação do conversor ASHB-PWM no programa OrCAD.

7.3 RESULTADOS - CONVERSOR ASHB-PWM

Para a simulação do conversor meia-ponte com comando assimétrico serão utilizados os programas OrCAD[®], para a análise da comutação, e PSIM[®], para a operação em malha fechada. A utilização do programa OrCAD[®] permite a verificação da influência de diversas não-idealidades dos componentes que compõem a estrutura. Com isso é de se esperar resultados mais fiéis à implementação prática do conversor, principalmente no processo de comutação, cuja correta caracterização é de fundamental importância para a validação da teoria desenvolvida. Já o programa PSIM[®] oferece maior simplicidade e rapidez para a simulação, e se mostra eficaz quando não se faz necessária a representação de fenômenos bastante particulares, como o caso da comutação. A seguir serão apresentados diversos resultados obtidos com a simulação do conversor ASHB-PWM.

7.3.1 – Comutação com Tensão de Entrada Mínima

Sob tensão mínima espera-se a melhor condição de operação do conversor, dado que este é o caso que caracteriza o maior valor de razão cíclica com que o conversor opera. A Figura 7.4 contém o comando e a corrente em S_2 . Já a Figura 7.5 mostra as mesmas grandezas para S_1 .

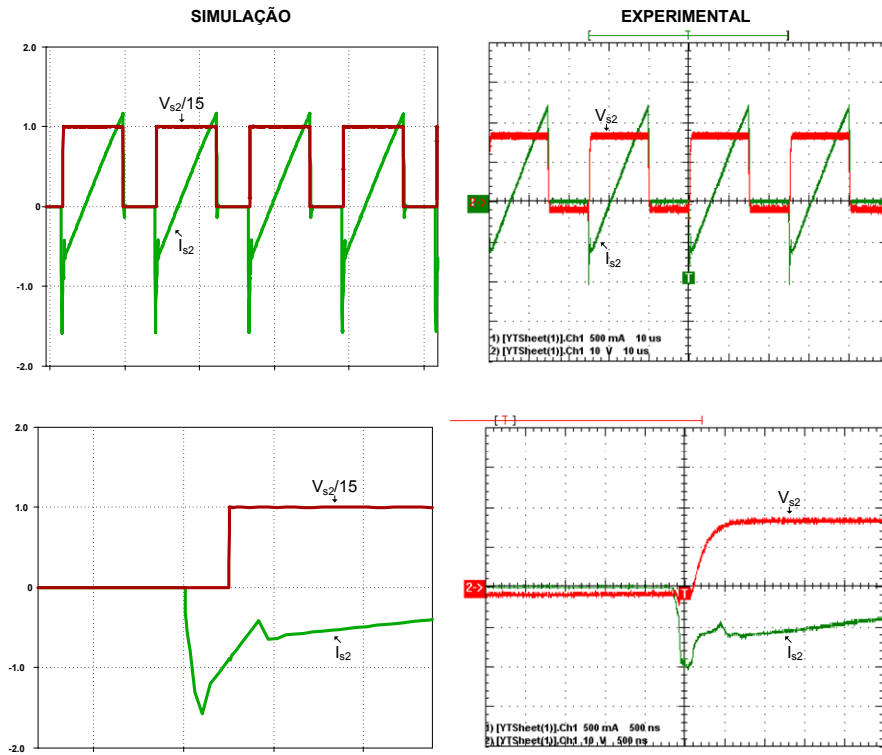


Figura 7.4 – Comando e corrente em S_2 para a tensão mínima de entrada.

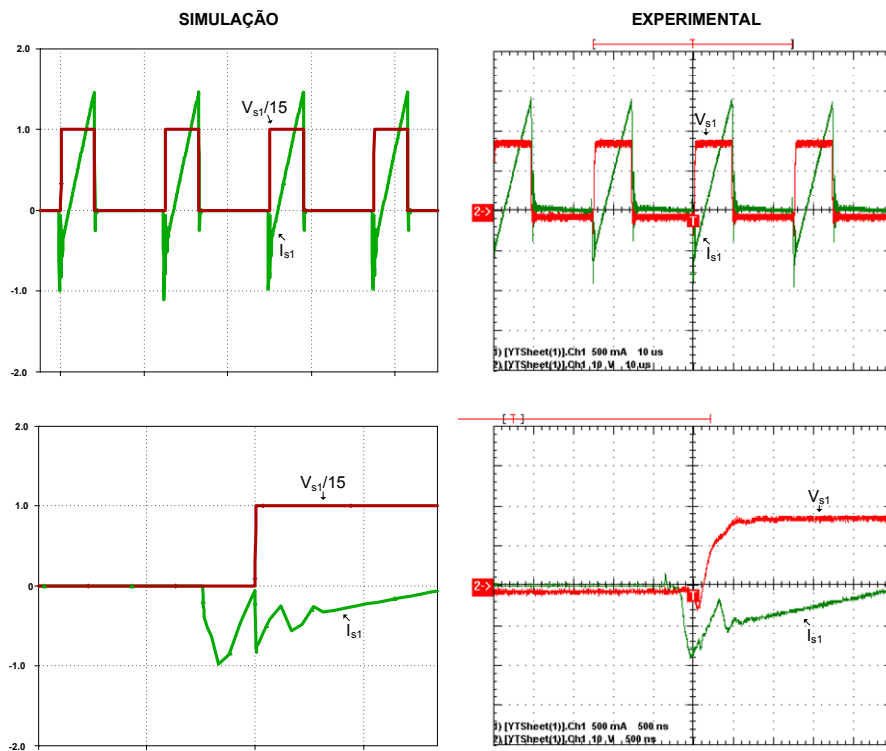


Figura 7.5 - Comando e corrente em S_1 para a tensão mínima de entrada.

É possível observar a partir da Figura 7.4 e da Figura 7.5 que ambos interruptores são comandados sob tensão nula. A utilização do programa OrCAD[®] trouxe resultados bastante próximos aos observados na experimentação prática.

7.3.2 – Comutação com Tensão Nominal de Entrada

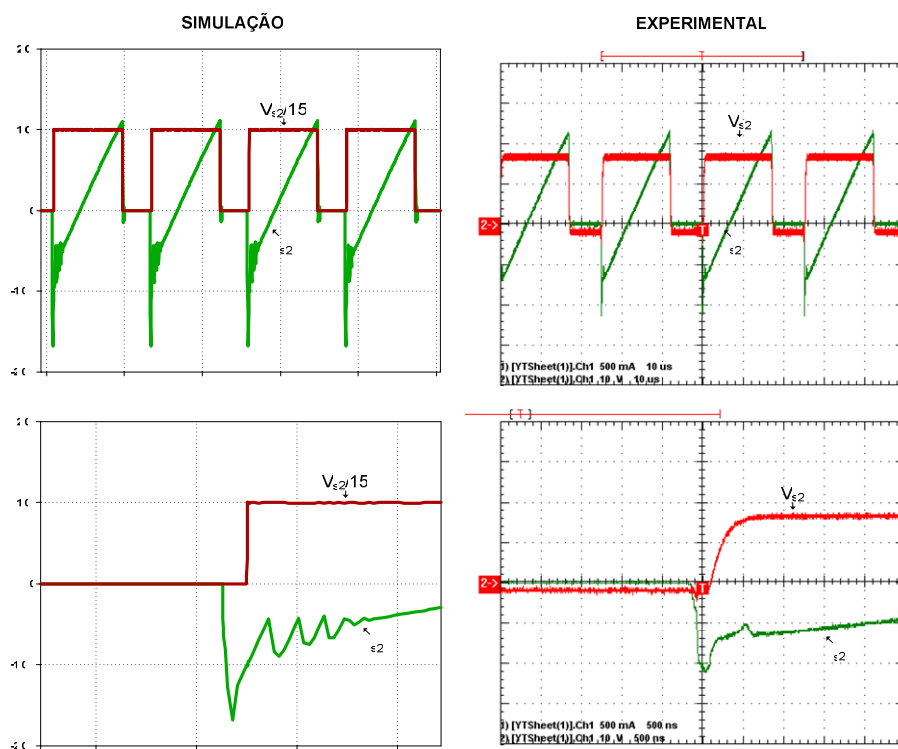


Figura 7.6 - Comando e corrente em S_2 para a tensão nominal de entrada.

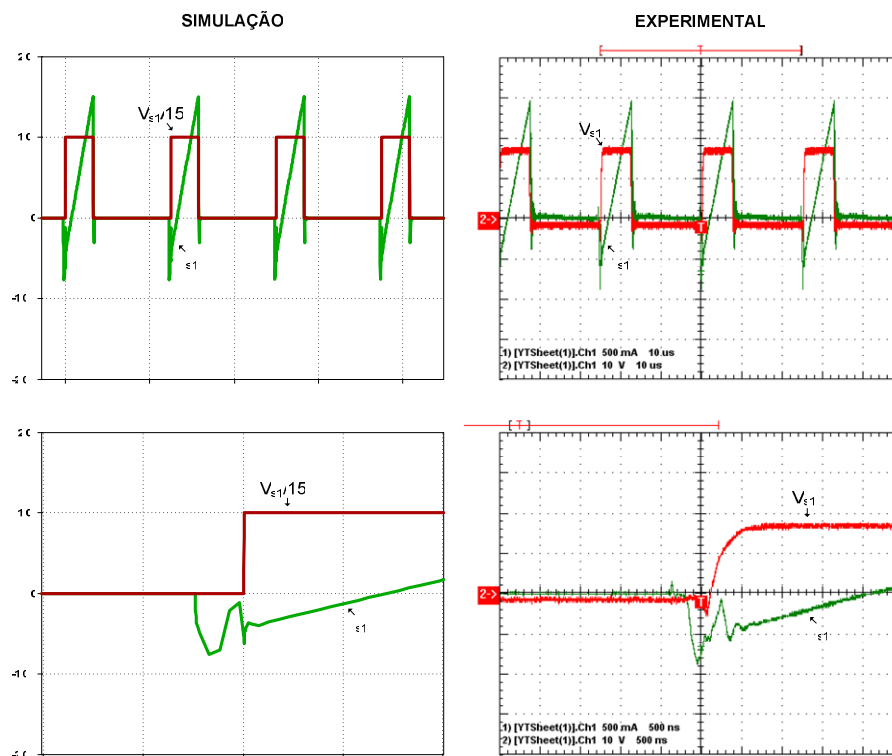


Figura 7.7 - Comando e corrente em S_1 para a tensão nominal de entrada.

A Figura 7.6 e a Figura 7.7 contêm, respectivamente, os resultados experimentais e de simulação referentes à comutação dos interruptores S_2 e S_1 para o caso em que a tensão de entrada é nominal. Tais resultados comprovam que a comutação ZVS ficou garantida, e que a simulação traz boa representação dos fenômenos observados em laboratório.

7.3.3 – Comutação com Tensão de Entrada Máxima

Na condição de máxima tensão de entrada o conversor opera com o mínimo valor de razão cíclica. Desta forma, tem-se a pior condição de comutação do interruptor S_1 , conforme discutido na seção 6.7. As comutações de S_2 e S_1 estão presentes na Figura 7.8 e na Figura 7.9, respectivamente.

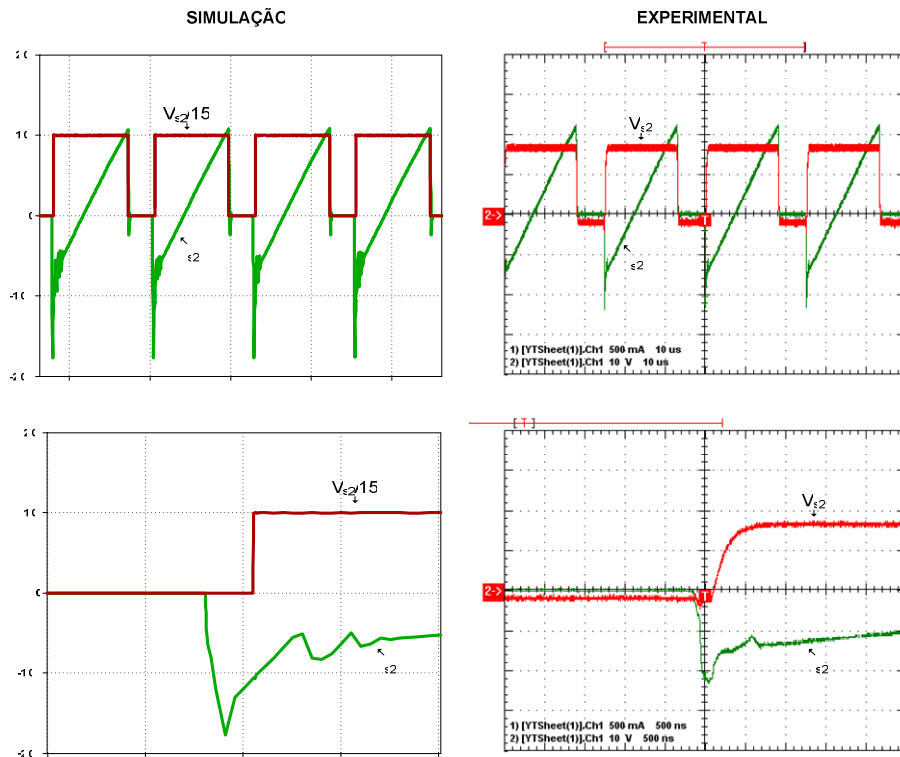


Figura 7.8 - Comando e corrente em S_2 para a tensão máxima de entrada.

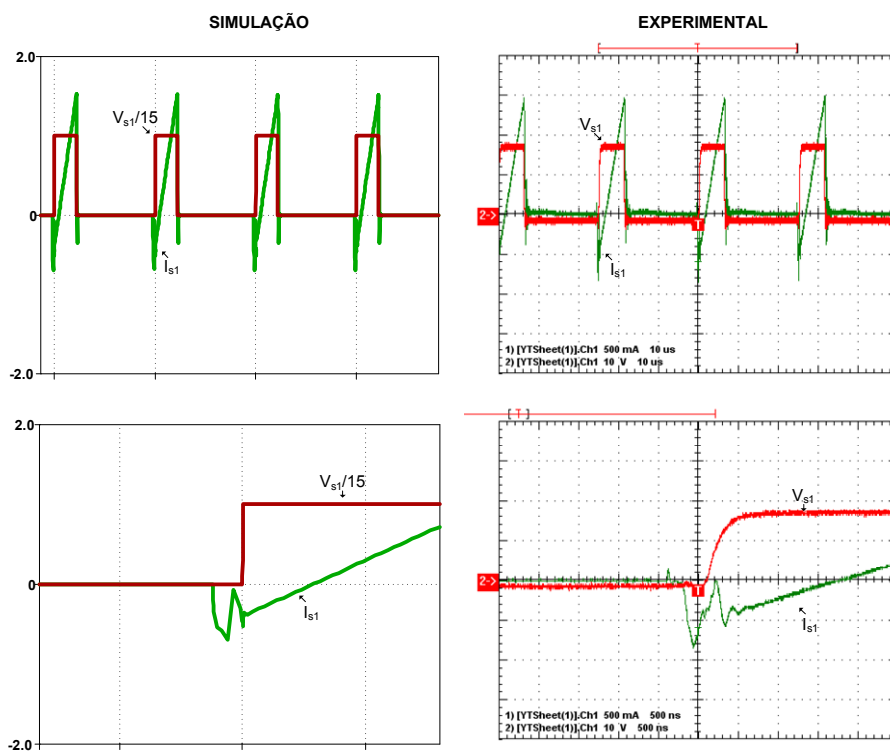


Figura 7.9 - Comando e corrente em S_1 para a tensão máxima de entrada.

Mesmo sendo este um caso crítico ficou garantida a comutação sob tensão nula nos dois interruptores do conversor. Os resultados também evidenciam o fato da comutação crítica acontecer realmente no interruptor S_1 , fruto da assimetria no comando do conversor.

7.3.4 – Comutação com 10% da Carga Nominal e Tensão Nominal

Conforme abordado no estudo da comutação do conversor ASHB-PWM, realizado no capítulo 6, é possível preservar a comutação suave do conversor mesmo para valores muito baixos de carga. Isso é bastante interessante para a estrutura desenvolvida nesta pesquisa, dado que a carga equivalente vista pelo conversor cc-cc é dependente da cor e da intensidade luminosa escolhida pelo usuário.

As formas de onda do comando e da corrente nos interruptores S_2 e S_1 , para o caso em que o conversor opera com apenas 10% da carga nominal e com tensão nominal de entrada, são dadas pela Figura 7.10 e pela Figura 7.11, respectivamente.

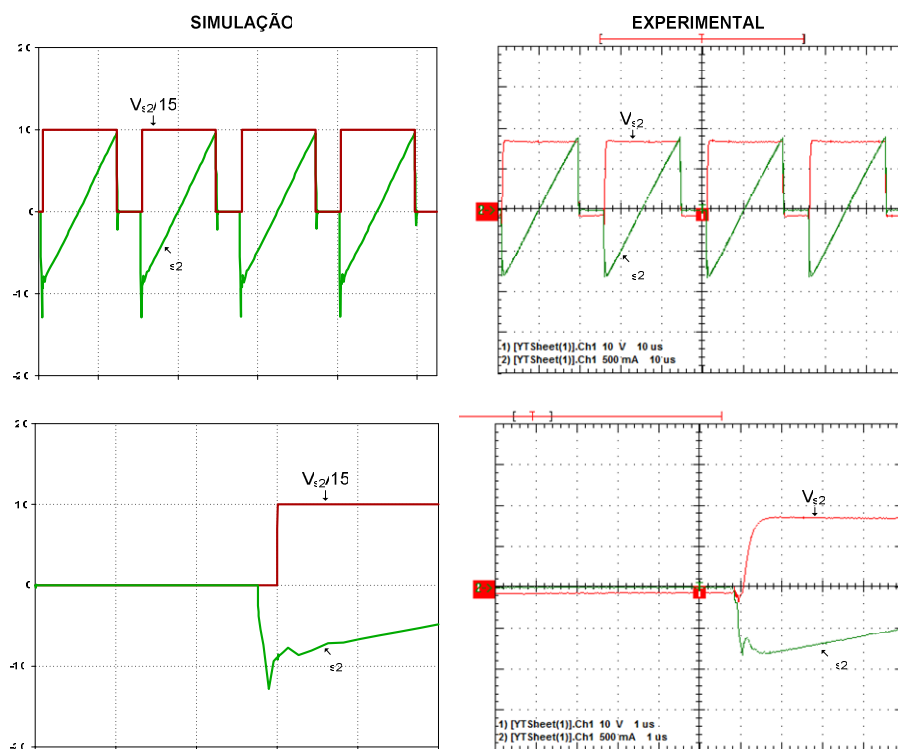


Figura 7.10 - Comando e corrente em S_2 para 10% da carga nominal e tensão nominal de entrada.

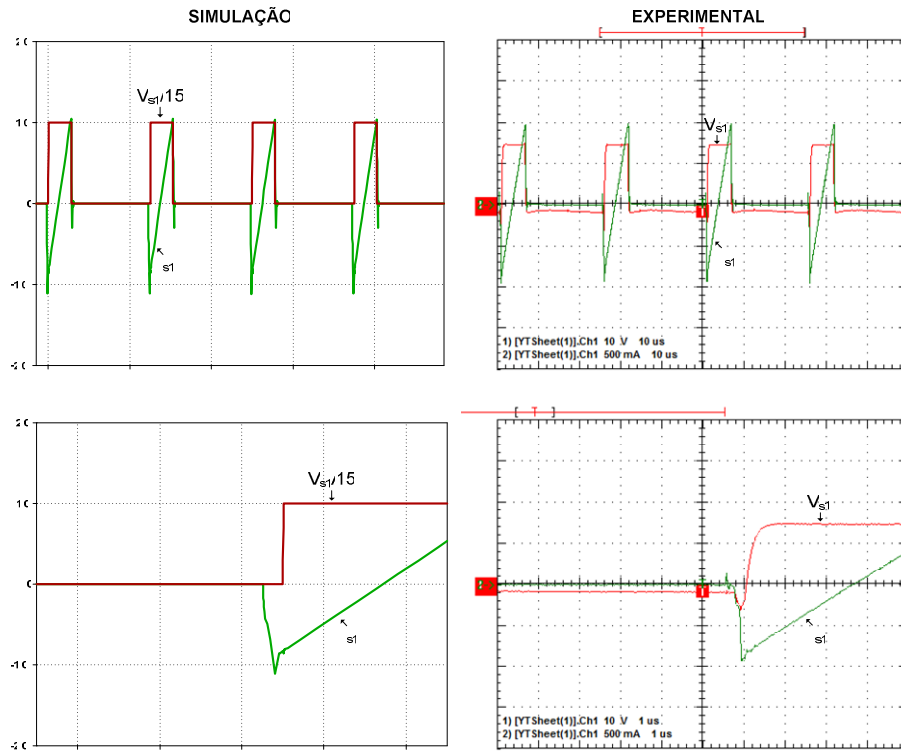


Figura 7.11 - Comando e corrente em S_1 para 10% da carga nominal e tensão nominal de entrada.

Para o caso em que o conversor opera com pouca carga na saída a corrente I_o é baixa sendo que o processo de comutação do conversor depende principalmente dos valores instantâneos da corrente i_{Lm} . Assim, comprova-se que o conversor opera com comutação ZVS mesmo para casos em que pouca potência é demandada em sua saída, o que não é previsto nas análises mais tradicionais, que consideram que apenas a energia armazenada na indutância L_d é responsável pelo processo de comutação.

7.3.5 – Tensão de Saída

Dado que o conversor ASHB-PWM opera em malha fechada espera-se que a malha de controle implementada garanta uma boa regulação da tensão de saída, bem como rejeite a ondulação de 120Hz presente em sua tensão de entrada, proveniente da saída do retificador. A Figura 7.12 contém o resultado de simulação do conversor com o auxílio do programa PSIM[®]. Já a Figura 7.13 apresenta a forma de onda experimental de sua tensão de saída.

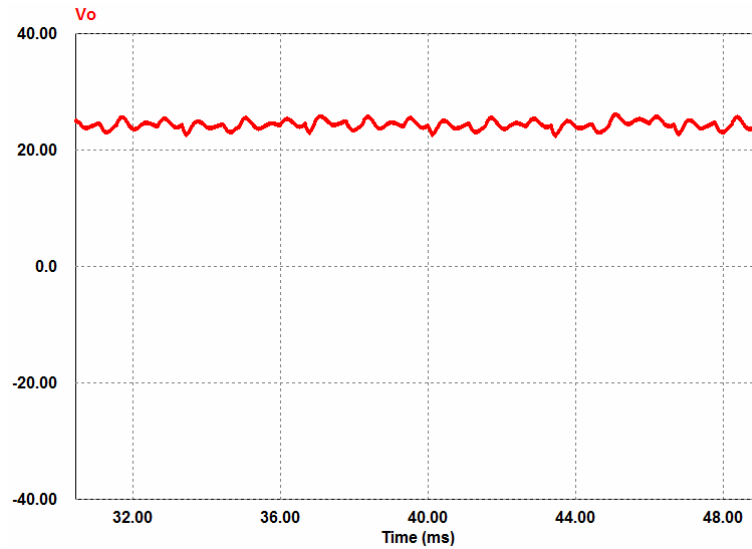


Figura 7.12 – Tensão de saída do conversor ASHB-PWM simulada.

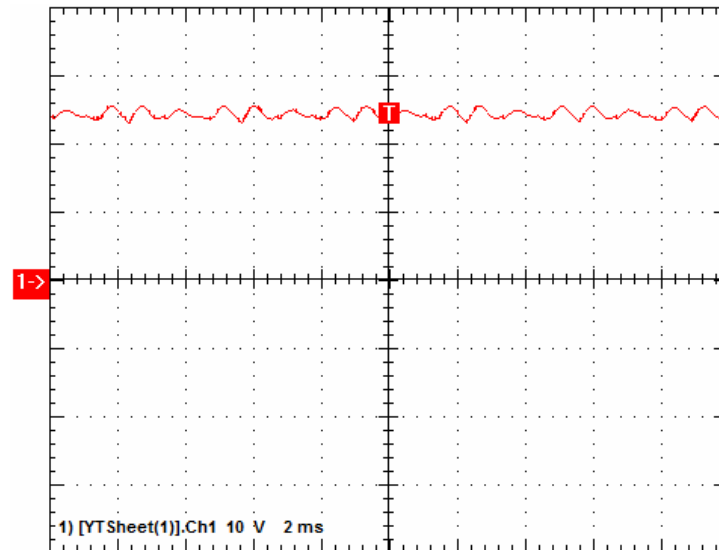


Figura 7.13 – Tensão de saída do conversor ASHB-PWM experimental.

A ondulação observada na forma de onda da tensão de saída do conversor se deve basicamente ao processo de controle da intensidade luminosa dos LEDs que, do ponto de vista dinâmico, pode ser considerado como resultado de sucessivos degraus de carga.

7.4 – Correntes nos Vetores de LEDs

A seguir serão expostos os resultados de simulação e experimentais referentes às correntes nos vetores vermelho, verde e azul.

7.4.1 – Vetor Vermelho

A forma de onda da corrente no vetor vermelho para uma dimerização de 80%, proveniente da simulação do conversor *buck*, está apresentada na Figura 7.14. A aquisição experimental desta corrente é dada na Figura 7.15.

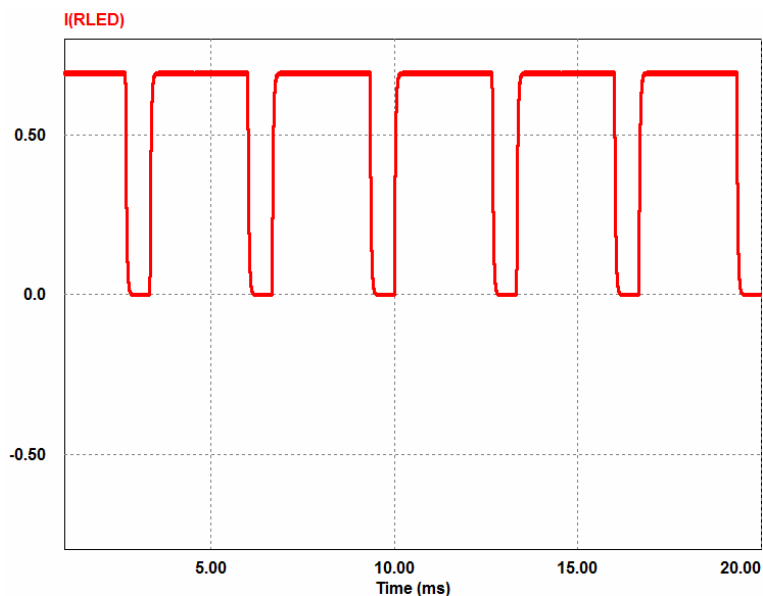


Figura 7.14 – Resultado de simulação da corrente no vetor contendo LEDs vermelhos.

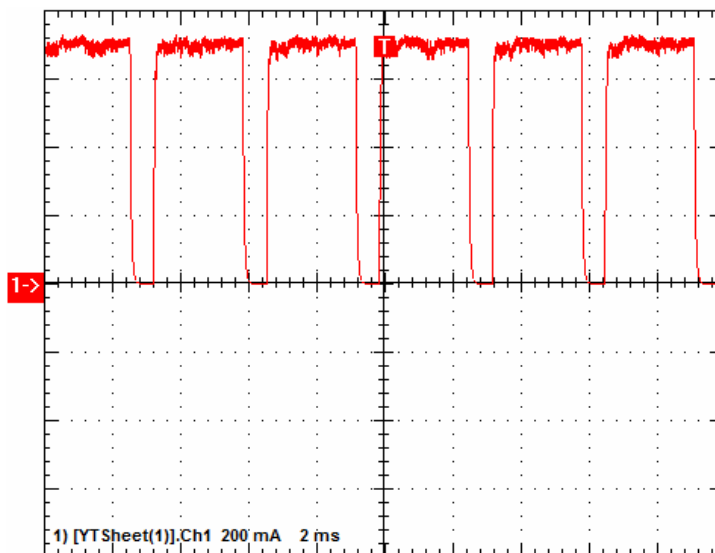


Figura 7.15 - Resultado experimental da corrente no vetor contendo LEDs vermelhos.

7.4.2 – Vetor Verde

Considerando uma dimerização de 70% do conjunto de LEDs verdes, obtém-se através da simulação do conversor *buck*, a forma de onda da corrente neste vetor presente na Figura 7.16. A corrente obtida de forma experimental está apresentada na Figura 7.17.

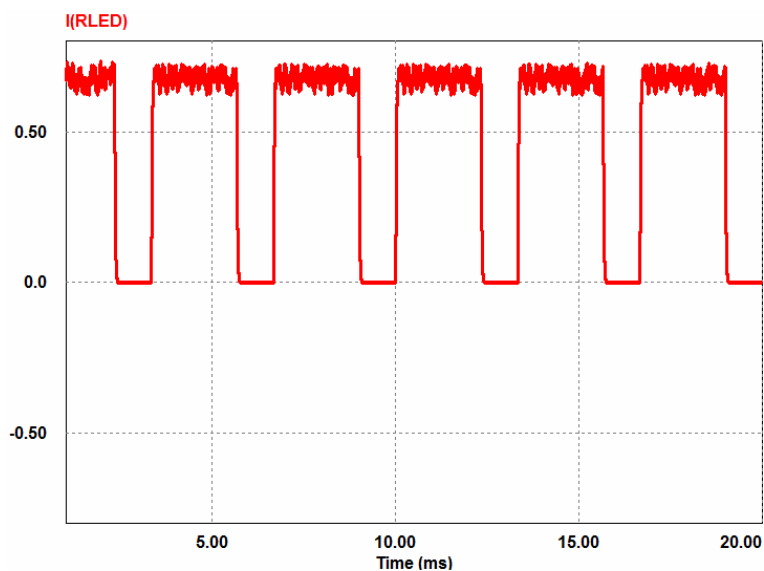


Figura 7.16 - Resultado de simulação da corrente no vetor contendo LEDs verdes.

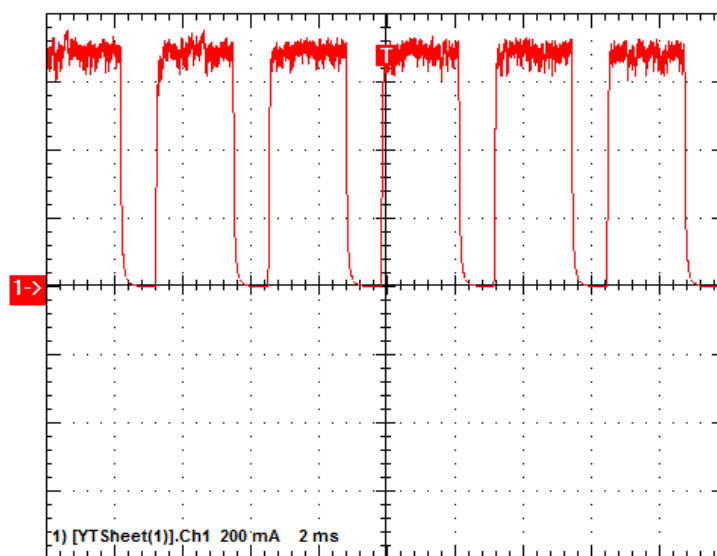


Figura 7.17 - Resultado experimental da corrente no vetor contendo LEDs verdes.

Observa-se tanto no resultado de simulação quanto no experimental que, para o vetor verde, há a ocorrência de instabilidade sub-harmônica, dado que o conversor *buck* opera com razão cíclica maior que 0,5.

7.4.3 – Vetor Azul

O último vetor a ser analisado é referente ao conjunto de LEDs azuis. Através da simulação do conversor *buck* que alimenta este vetor obtém-se a forma de onda da corrente dada na Figura 7.18. Já o resultado experimental é apresentado na Figura 7.19.

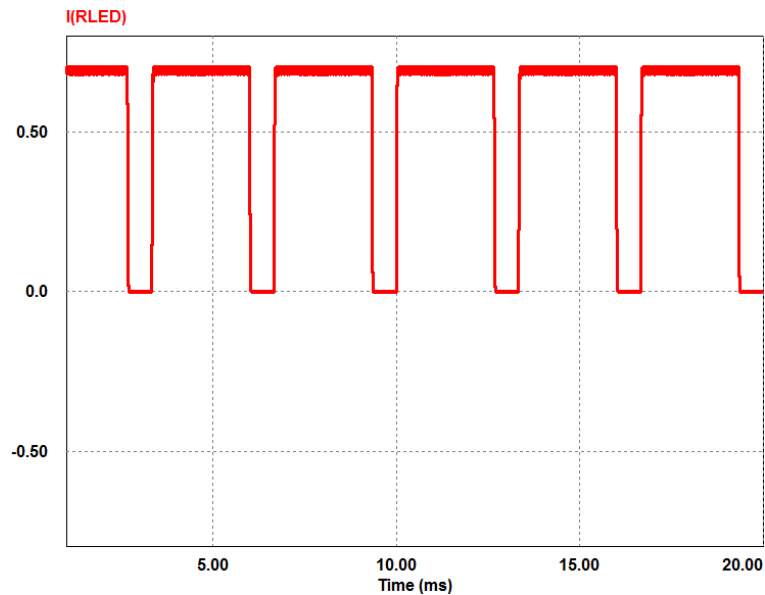


Figura 7.18 - Resultado de simulação da corrente no vetor contendo LEDs azuis.

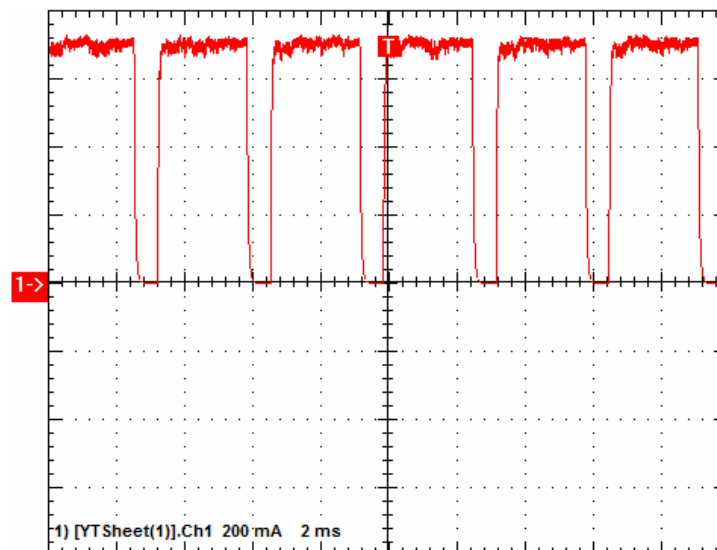


Figura 7.19 - Resultado experimental da corrente no vetor contendo LEDs azuis.

7.5 TENSÃO NA SAÍDA DO RETIFICADOR

O resultado de simulação contendo a tensão na saída do retificador, para o caso de tensão nominal de entrada, é apresentado na Figura 7.20.

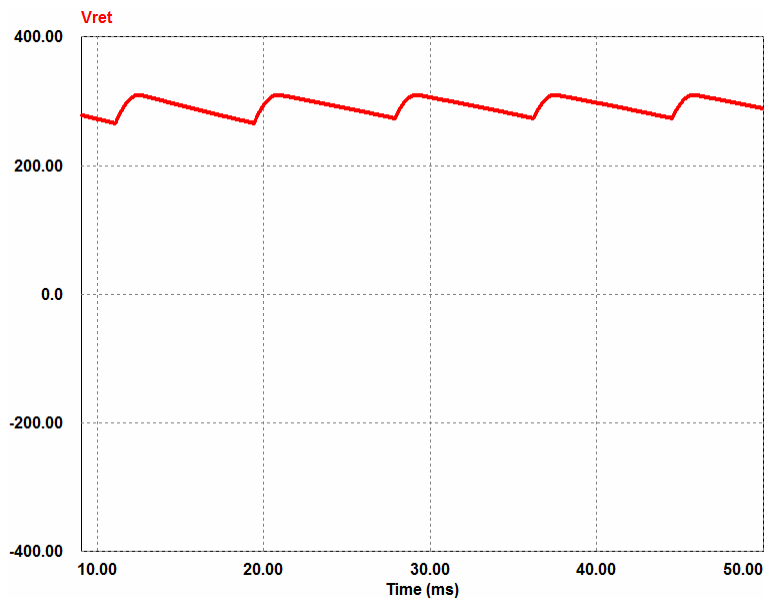


Figura 7.20 – Resultado de simulação da tensão na saída do retificador.

Já a Figura 7.21 contém a forma de onda da tensão de saída do retificador obtida através da experimentação do protótipo em laboratório.

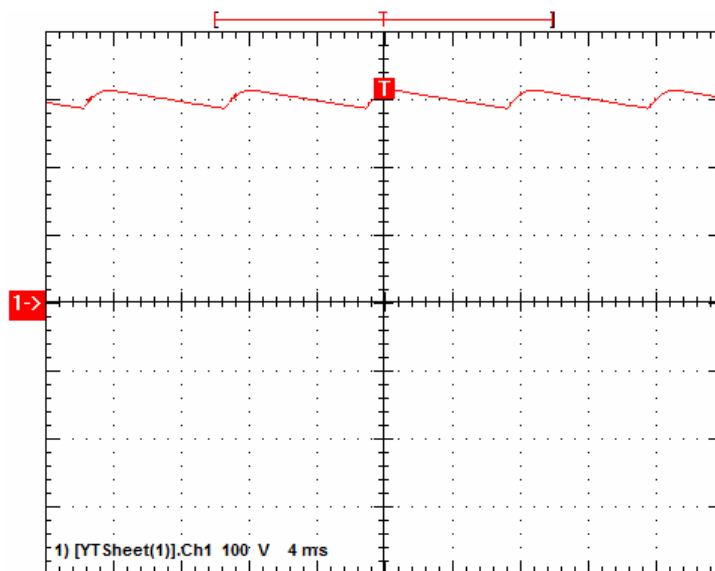


Figura 7.21 – Resultado experimental da tensão na saída do retificador.

O valor da ondulação na tensão de saída do retificador ficou abaixo do limite de 20% imposto pelo projeto, sendo que foram observados 19% na simulação e 12,8% em medidas com o protótipo.

7.6 CONCLUSÃO

Para uma completa verificação das teorias abordadas no decorrer da pesquisa, foram realizadas simulações das diversas estruturas presentes no sistema, bem como a construção de um protótipo que permitiu a experimentação prática das mesmas. Os resultados obtidos foram bastante satisfatórios, estando estes bastantes adequados à teoria proposta, validando a utilização das diversas análises matemáticas realizadas na elaboração das metodologias de projeto propostas.

O rendimento do sistema ficou em torno de 78% para operação com potência nominal. Tal valor é reduzido dado que as perdas nos circuitos auxiliares são bastante significativas frente à potência nominal do sistema (40W). Espera-se que o rendimento da estrutura aumente caso o projeto seja realizado para valores mais elevados de potência.

CAPÍTULO 8

CONCLUSÃO GERAL

No decorrer deste trabalho foi realizada a implementação e o estudo de um sistema capaz de alimentar e também propiciar o controle da cor emitida por uma luminária composta por LEDs nas cores vermelho, verde e azul.

As principais características dos LEDs de potência foram abordadas, sendo que se verificou que a dimerização por modulação por largura de pulso (PWM) é mais vantajosa para a presente aplicação, devido principalmente à possibilidade de obtenção de menores desvios colorimétricos em reação à modulação por amplitude (AM). Tais características também permitiram o levantamento de um modelo elétrico equivalente capaz de modelar de forma linearizada o comportamento estático do LED, muito importante para o projeto dos *drivers* destinados à alimentação destes dispositivos.

O sistema completo foi decomposto em blocos visando facilitar a abordagem às diversas questões a serem verificadas, sendo composto basicamente por um retificador de entrada, uma fonte auxiliar, um conversor cc-cc, três *drivers*, três vetores de LEDs e um circuito de interface com o usuário (duas soluções apresentadas).

Como retificador de entrada foi utilizada uma ponte retificadora a diodos sem a utilização de nenhuma técnica para a correção do fator de potência. Vale ressaltar novamente que, à medida que o sistema é projetado para potências mais elevadas, é imprescindível a utilização de tais técnicas. Sendo este um assunto bastante difundido e devido ao alto volume de trabalho proveniente do estudo das demais estruturas, nenhuma solução desta natureza foi apresentada, embora devidamente reconhecida sua necessidade em aplicações práticas.

Projetou-se uma fonte auxiliar devido à grande quantidade de circuitos auxiliares presentes no sistema completo. Deve-se lembrar que, além dos integrados destinados ao comando e controle do conversor cc-cc e dos *drivers*, fazem uso de tal energia também o microcontrolador e o display de LCD.

Como interface com o usuário foram propostas duas alternativas, visando contemplar as possíveis aplicações da estrutura. Uma realizada com o auxílio de botões. A

outra com base em níveis CC de 10V de tensão de referência para cada uma das cores. Nos dois casos foi utilizado um display de LCD, com a finalidade de permitir ao usuário o acompanhamento das condições de cada vetor de LEDs em tempo real.

Os *drivers* para o acionamento dos vetores de LEDs foram realizados por conversores do tipo *buck*. Uma análise completa foi realizada no decorrer deste trabalho, caracterizando o conversor tanto de forma estática quanto dinâmica. Vantagens e inconvenientes da técnica de controle por valores de pico de corrente foram citados. O entendimento do fenômeno da instabilidade sub-harmônica, inerente à utilização da referida técnica de controle, é importante, sendo que se destinou algum esforço na análise matemática deste problema.

A maior contribuição desta pesquisa de mestrado, pelo menos local, está no estudo realizado com o conversor cc-cc ASHB-PWM. Uma análise detalhada do processo de comutação deste conversor foi apresentada, mostrando a possibilidade de obtenção de comutação ZVS até mesmo sem corrente de carga, fato este que não está muito claro na literatura. Também foi investigada a influência do valor da indutância de magnetização na característica de saída estática do conversor, cuja conclusão aponta que esta não deve ser desprezada nos casos em que a ordem de grandeza da indutância série (L_d) se aproxima do seu valor. Por fim tem-se a obtenção de um modelo de pequenos sinais que se mostrou bastante coerente com a simulação do conversor. Tal modelo contempla também a influência das resistências parasitas dos principais componentes da estrutura, proporcionando o devido amortecimento nos pontos de ressonância locais. A representação do modelo através de um circuito equivalente sem a utilização de fontes controladas também pode ser conveniente em muitos casos.

Finalmente, os resultados experimentais ficaram bastante próximos às simulações e análises teóricas realizadas. Certamente, o rendimento da estrutura como um todo não é elevado (aproximadamente 78% para operação com potência nominal), devido à grande quantidade de circuitos auxiliares presentes no sistema frente à baixa potência especificada em projeto (apenas 40W). Justifica-se a aplicação desta estrutura em potências mais elevadas, onde a energia consumida pelos referidos circuitos auxiliares, que seria praticamente a mesma, representariam uma parcela menor das perdas no sistema, elevando seu rendimento. De qualquer forma, a implementação deste protótipo permitiu a verificação e a validação das inúmeras questões levantadas no decorrer da presente pesquisa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ZUKAUSKAS, A.; SHUR, M. S.; GASKA, R., “*Introduction to Solid-State Lighting*”, 1. ed., John Wiley & Sons, 2002.
- [2] Kusterer, J. M. “*What Wavelength Goes With a Color?*”, Atmospheric Science Data Center, http://eosweb.larc.nasa.gov/EDDOCS/Wavelengths_for_Colors.html (current Nov. 12, 2007).
- [3] Illuminating Engineering Society of North America, “*IESNA Lighting Handbook*”, 9. ed., 2000.
- [4] “*Energy Savings Potential of Solid State Lighting in General Illumination Applications*”. Building Technologies Program Office of Energy Efficiency and Renewable Energy – U.S. Department of Energy, 2003.
- [5] STEIGERWALD, D. A. et al., “*Illumination with Solid State Lighting Technology*”. IEEE Journal in Selected Topics in Quantum Electronics, vol.8, no.2, pp. 310-320, 2002.
- [6] TSAO, J. Y., “*Solid State Lighting: Lamps, Chips and Materials for Tomorrow*”. IEEE Circuits & Devices, vol.20, no.3, pp. 28-37, 2004.
- [7] Colour & Vision Research Laboratories, <http://cvision.ucsd.edu>.
- [8] “*Understanding Power LED Lifetime Analysis*”, Technology White Paper, Philips.
- [9] Tsao, J. Y., “*Light Emitting Diodes (LEDs) for General Illumination*”, An OIDA Roadmap Technology Update 2002, November, 2002.
- [10] SCHUBERT, E. F., *Light-Emitting Diodes*, 1. ed., Cambridge, 2003.
- [11] COOPER, J. “*Driving LEDs lamps: some simple design guidelines*”, LEDs Magazine, <http://www.ledsmagazine.com/features/4/8/1> (current Jan. 16, 2008).
- [12] SA, E. M.; ANTUNES, F. L. M.; PERIN, A. J., “*Junction Temperature Estimation for High Power Light-Emitting Diodes*”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 3030-3035, 2007.

-
- [13] GU, Y.; NARENDRAN, N., “A non-contact method for determining junction temperature of phosphor-converted white LEDs”, Third International Conference on Solid State Lighting, Proceeding on SPIE 5187, pp. 107-114, 2004.
- [14] SAUERLÄNDER, G. et al., “Driver Electronics for LEDs”, Industry Application Conference – 41st IAS Annual Meeting, vol.5, pp. 2621-2626, 2006.
- [15] DYBLE, M. et al., “Impact of Dimming White LEDs: Chromaticity Shifts Due to Different Dimming Methods”, Proceedings of SPIE – Fifth International Conference on Solid State Lighting, International Society of Optical Engineers, pp. 291-299, 2005.
- [16] VAN DER BROECK, H.; SAUERLÄNDER, G.; WENDT, M., “Power driver topologies and control schemes for LEDs”, Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, pp. 1319-1325, 2007.
- [17] MUTHU, S., SHUURMANS, F. J., PASHLEY, M. D., “Red, Green, and Blue LEDs for White Light Illumination”, IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics, vol.8, no.2, pp. 333-338, 2002.
- [18] MUTHU, S.; SHUURMANS, F. J.; PASHLEY, M. D., “Red, Green, and Blue LED white light generation: Issues and Control”, Industry Application Conference – 37th IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 327-333, 2002.
- [19] MUTHU, S.; GAINES, J., “Red, Green and Blue LED-based White Light Source: Implementation Challenges and Control Design”, Industry Application Conference – 38th IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 515-522, 2003.
- [20] Philips-Lumileds, “Power Light Source Luxeon K2”, Technical Datasheet DS51.
- [21] BARBI, I., “Eletrônica de Potência: Projetos de fontes chaveadas”, edição do autor, 2001.
- [22] CHEN, C. C.; WU C. Y.; WU, T. F., “LED Back-Light System for LCD Panels”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 381-385, 2006.
- [23] MACHADO, A., “Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação com Controle de Cor”, Relatório Interno – INEP, 2008.
- [24] PIC16F628A, Datasheet, Microchip, <http://www.microchip.com>.

-
- [25] ERICKSON, R. W., *Fundamentals of Power Electronics*, Chapman & Hall, New York, 1997.
- [26] SUNTIO, T., “*Analysis and Modeling of Peak-Current-Mode-Controlled Buck Converter in DICM*”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.48, no.1, pp. 127-135, 2001.
- [27] UC3843, *Datasheet*, Fairchild Semiconductor, <http://www.fairchildsemi.com>.
- [28] IR2104, *Datasheet*, International Rectifier, <http://www.irf.com>.
- [29] HSIEH, G. C.; KUO, C. Y., “*Modeling and Design Considerations for ZVS Asymmetrical Half-Bridge Converter*”, pp. 1-6, TENCON, 2005.
- [30] XU, X.; KHAMBADKONE, A. M.; ORUNGANTI, H., “*An Asymmetrical Half Bridge DC-DC Converter: Close Loop Design in Frequency Domain*” 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 1642-1647, 2004.
- [31] KOROTKOV, S. et al., “*Small-Signal Modeling of Soft-Switched Asymmetrical Half-Bridge DC/DC Converter*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, pp. 707-711, 1995.
- [32] CHOI, B. et al., “*Small-Signal Analysis and Control Design of Asymmetrical Half-Bridge DC-DC Converters*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.53, no.2, pp. 511-520, 2006.
- [33] UC3525, *Datasheet*, Fairchild Semiconductor, <http://www.fairchildsemi.com>.