

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME MARCIO SOARES

**SISTEMA INTELIGENTE DE ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO COM CONTROLE
REMOTO E ANÁLISE DE PARÂMETROS DA REDE ELÉTRICA**

Juiz de Fora

2014

GUILHERME MARCIO SOARES

**SISTEMA INTELIGENTE DE ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO COM CONTROLE
REMOTO E ANÁLISE DE PARÂMETROS DA REDE ELÉTRICA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, área de concentração: Sistemas Eletrônicos (Eletrônica de Potência), como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Henrique Antônio Carvalho
Braga, Dr. Eng.

Juiz de Fora, MG - Brasil

2014

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Soares, Guilherme Márcio.

SISTEMA INTELIGENTE DE ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO COM CONTROLE REMOTO E ANÁLISE DE PARÂMETROS DA REDE ELÉTRICA / Guilherme Márcio Soares. -- 2014.

153 p.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2014.

1. Diodos emissores de Luz. 2. Correção ativa do fator de potência. 3. Circuitos de acionamento para LEDs de potência. 4. Iluminação inteligente. 5. Qualidade de energia elétrica. I. Braga, Henrique Antônio Carvalho, orient. II. Título.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho é fruto da contribuição de diversas pessoas, e sem a participação delas, o mesmo não seria desenvolvido da maneira como foi. Devido a isto, é preciso fazer um breve agradecimento.

Primeiramente agradeço a Deus e ao seu filho, Jesus Cristo, que foram meus primeiros grandes professores.

Aos meus pais, pois foram minhas principais bases de sustentação nos momentos mais difíceis. Agradeço também a minha irmã, pelo companheirismo durante todos estes anos.

À minha namorada Camila, pelo carinho e compreensão durante esta jornada.

A todos os professores do curso de engenharia elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, que compartilharam seu conhecimento e ajudaram no meu crescimento profissional. Agradeço em especial o professor Henrique Braga, meu orientador, pela oportunidade de poder pesquisar e fazer ciência.

Aos colegas do Núcleo de Iluminação Moderna, pois este trabalho foi construído com o suor de cada um deles.

Por fim, aos meus amigos, por estarem presentes nos momentos difíceis.

"A sabedoria é resplandecente, não murcha, mostra-se facilmente àqueles que a amam. Ela deixa-se encontrar por aqueles que a buscam."

Livro da Sabedoria 6,12

RESUMO

Este trabalho propõe um sistema inteligente de iluminação pública utilizando diodos emissores de luz (LEDs). Neste âmbito, é proposta uma topologia para o acionamento dos LEDs com controle de intensidade luminosa. Além disso, funções adicionais são propostas de modo a expandir o conjunto de funcionalidades da luminária. Para o acionamento dos LEDs foi desenvolvido um conversor baseado na topologia Ćuk operando em modo de condução descontinuo (DCM) com um interruptor estático em série com a carga, sendo uma solução para o acionamento de LEDs de estágio único. Deste modo, este conversor foi projetado para desempenhar simultaneamente as funções de correção do fator de potência e controle da potência na carga. Através da análise da resposta fotométrica dos diodos emissores de luz perante ondulações de baixa frequência em sua corrente, foi possível criar uma metodologia de projeto que evita o uso de capacitores eletrolíticos no circuito de acionamento dos LEDs, aumentando assim a confiabilidade do sistema. A modelagem e o controle do conversor também foram feitas e estão mostradas no trabalho. De modo a controlar e gerenciar o sistema eletrônico da luminária, foi proposta uma arquitetura baseada no microcontrolador TM4C123GE6PM. Este sistema digital é responsável ainda por promover outras funcionalidades como controle automático de intensidade luminosa, proteção do circuito e ainda monitoramento de parâmetros de qualidade de energia da tensão de entrada do conversor, tais como afundamentos e elevações. A fim de avaliar experimentalmente o sistema proposto, foram desenvolvidos um programa de computador capaz de gerenciar as funcionalidades da luminária e um protótipo de 70W deste equipamento. Os resultados experimentais obtidos mostraram um bom desempenho tanto do circuito de acionamento dos LEDs, como das funcionalidades da luminária.

Palavras-chave: Diodos emissores de luz, correção ativa do fator de potência, circuitos para LEDs de potência, substituição de capacitores eletrolíticos, conversor Ćuk, controle digital, iluminação inteligente, qualidade de energia.

ABSTRACT

This paper proposes a smart lighting system based on light-emitting diodes (LEDs) for street lighting applications. In this context, a power converter with dimming capability was designed. Furthermore, additional functions are proposed in order to expand the feature set of the luminaire. To drive the LEDs, a topology based on Ćuk converter operating in discontinuous conduction mode (DCM) with an electronic switch in series with the load was proposed. This converter was designed to perform simultaneously the functions of power factor correction and power control, being a single-stage LED driver solution. By analyzing the LEDs photometric response due to low-frequency current ripple, a design methodology that avoids the use of electrolytic capacitors in the proposed converter was developed. The modeling and control of the converter were also done in order to ensure that the system is always operating within the desired specifications. To control and manage the electronic system of the luminaire, it was developed an architecture based on the microcontroller TM4C123GE6PM. Beside the aforementioned functions, this digital system was designed aiming the promotion of other features, such as automatic dimming, protection of the driver and even monitoring some power quality parameters related to the input voltage, such as sags and swells. In order to experimentally evaluate the proposed system, a software, able to manage the luminaire functionalities, and a 70W prototype were built. The experimental results demonstrated a good performance of the LED driver as well as the functionalities of the proposed luminaire.

Keywords: Light-emitting Diodes, Active power factor correction, LED drivers, Electrolytic capacitors avoidance, Ćuk converter, digital control, smart lighting, power quality.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Evolução paralela da eficácia luminosa de diversas tecnologias de iluminação (CRAFORD, 2007).....	23
Figura 2. Evolução das tecnologias de iluminação pública nos parques nacionais (ELETROBRAS, 2008).....	23
Figura 3. Principais estruturas do olho humano	25
Figura 4. Distribuição das células fotossensíveis na retina (SCHREUDER, 2008).....	25
Figura 5. Resposta do olho para diferentes condições de luminância (RODRIGUES, <i>et al.</i> , 2011b).....	27
Figura 6. Diagrama de densidade espectral de potência típico das tecnologias (a) Vapor de Sódio; (b) Multivapores metálicos; (c) Vapor de mercúrio; (d) LEDs.....	28
Figura 7. Foto de uma via iluminada com LED (à esquerda) e VSAP (à direita). (TECNOWATT/SIMON LIGHTING).....	30
Figura 8. Vida útil estimada de capacitores eletrolíticos. Adaptado de (CHUNG, <i>et al.</i> , 2007).	32
Figura 9. Expectativa de custo de uma lâmpada LED (DOE, 2012).....	32
Figura 10. (a) Sistema proposto. (b) Sistema de teste. Adaptado de (LECCESE, 2013).....	33
Figura 11. Sistema Owlet da Schröder. (SCHRÉDER, 2014).....	34
Figura 12. Sistema de telegestão da <i>GE lighting</i> . (ROSITO, 2013).....	34
Figura 13. Consumo percentual de uma luminária com a funcionalidade de dimerização programável.....	35
Figura 14. Funcionamento de um LED.	37
Figura 15. Funcionamento de um PC-LEDs (SHUR; ZUKAUSKAS, 2005).....	38
Figura 16. Curva de densidade espectral de potência de um PC-LED (SCHUBERT, 2003) .	39
Figura 17. LED HP à esquerda e HB à direita.....	39
Figura 18. Encapsulamento dos LEDs: (a) LED HB e (b) LED HP.	40
Figura 19. Um dos arranjos de LEDs utilizado para os experimentos.	42
Figura 20. Arranjo experimental para medição das relações entre os parâmetros fotométricos do LED e o <i>ripple</i> de corrente que circula por este.....	42
Figura 21. Fluxo normalizado para diversos valores de <i>ripple</i> de corrente.	43
Figura 22. Deslocamento das coordenadas cromáticas com o aumento do ripple de corrente.	44
Figura 23. Variação do fluxo luminoso com a potência de saída do conversor.....	45
Figura 24. Variação das coordenadas cromáticas conforme a técnica utilizada.	45
Figura 25. Modelo do linear do LED.	47
Figura 26. Comparação entre os modelos Schockley e linear, bem como os pontos levantados experimentalmente. (ALMEIDA, 2012a).....	47

Figura 27. Driver passivo para acionamento de LEDs (HUI, <i>et al.</i> , 2010).	51
Figura 28. (a) Formas de onda medidas da tensão de entrada V_s , da corrente de entrada I_{in} e da corrente no indutor de entrada I_s (Escala: I_s : 0.5 A/div., V_s : 250 V/Div., and I_{in} 0.2 A/Div). (b) Formas de onda da tensão V_3 e da corrente I_o (Escala: V_3 : 50 V/div. and I_o : 0.1 A/div). (HUI, <i>et al.</i> , 2010).	52
Figura 29. <i>Driver</i> para LEDs baseado em um reator eletromagnético para lâmpadas fluorescentes (LEE, KIM; RIM, 2011).	53
Figura 30. Driver para LEDs operando em CCM.	53
Figura 31. (a) Circuito experimental SEPIC CCM; (b) Formas de onda de entrada (ALI, <i>et al.</i> , 2010).	54
Figura 32. <i>Driver</i> para LEDs operando em DCM.	55
Figura 33. Conversor <i>buck</i> PFC.	55
Figura 34. Formas de onda típicas do conversor <i>buck</i> PFC.	56
Figura 35. Conversor <i>Boost</i> PFC.	57
Figura 36. Formas de onda típicas do conversor <i>boost</i> PFC.	58
Figura 37. Conversor <i>buck-boost</i> PFC.	59
Figura 38. Formas de onda típicas do conversor <i>buck-boost</i> PFC.	60
Figura 39. Forma de onda no indutor do <i>buck-boost</i> PFC.	60
Figura 40. Topologias de quarta ordem (a) Sepic (b) Zeta (c) \acute{C} uk.	61
Figura 41. (a) Conversores <i>boost</i> e <i>buck</i> cascadeados. (b) Conversores <i>boost</i> e Flyback cascadeados. (c) Conversores <i>buck-boost</i> e Flyback cascadeados. (CHENG, 2011).	63
Figura 42. Topologia <i>buck</i> Flyback (GACIO, <i>et al.</i> , 2011).	64
Figura 43. Topologia <i>buck-boost</i> quadrático (ALONSO, <i>et al.</i> , 2012).	64
Figura 44. Diagrama de um conversor PFC com dimerização em alta frequência (GACIO, <i>et al.</i> , 2012).	66
Figura 45. PFC Flyback com capacidade de dimerização em alta frequência (ALMEIDA, SOARES e BRAGA, 2013b).	66
Figura 46. Conversor \acute{C} uk.	70
Figura 47. Estágios de funcionamento do conversor \acute{C} uk operando em DCM.	70
Figura 48. Formas de onda teóricas: (a) baixa frequência (b) alta frequência.	72
Figura 49. Circuito equivalente de grandes sinais e baixa frequência.	74
Figura 50. Modelo de simulação do conversor \acute{C} uk.	79
Figura 51. Formas de onda obtidas em simulação I. (a) Tensão e corrente (200x) de entrada.	80
Figura 52. Formas de onda obtidas em simulação II. (a) Corrente no indutor L1 (baixa frequência); (b) Corrente no indutor L1 (alta frequência); (c) Corrente no indutor L2 (baixa frequência); (d) Corrente no indutor L2 (alta frequência); (e) Tensão no capacitor C1.	82
Figura 53. Modelo médio equivalente do conversor \acute{C} uk para altas frequências.	83
Figura 54. Modelo médio para o conversor \acute{C} uk PFC.	84

Figura 55. Modelo de pequenos sinais do conversor \acute{C} uk.....	85
Figura 56. Resposta ao degrau dos modelos médio e chaveado do conversor.....	87
Figura 57. Resposta em frequência dos modelos médio e chaveado do conversor.....	87
Figura 58. Diagrama de bode da função de transferência de malha aberta.....	89
Figura 59. Comportamento da margem de fase do sistema devido à variação de carga.....	89
Figura 60. Simulação do conversor em malha fechada.....	90
Figura 61. Conversor \acute{C} uk com controle da potência de saída utilizando a técnica PWM.....	91
Figura 62. Modelo do conversor \acute{C} uk com dimerização PWM.....	91
Figura 63. Simulação do conversor com dimerização.....	92
Figura 64. Arquitetura do sistema proposto.....	95
Figura 65. Diagrama das funções do sistema de iluminação.....	97
Figura 66. Dinâmica de mudança do nível de dimerização.....	98
Figura 67. Diagrama do algoritmo de controle.....	99
Figura 68. Diagrama do sistema de proteção.....	100
Figura 69. Gráfico do comportamento do sistema durante a partida suave.....	101
Figura 70. Diagrama de habilitação da partida do sistema.....	102
Figura 71. Definição da referência de corrente do controlador.....	102
Figura 72. Função de proteção contra subtensão e sobretensão na entrada.....	102
Figura 73. Função contra sobretensão na saída.....	103
Figura 74. Módulo SMQE.....	105
Figura 75. Diagrama de um sistema de distribuição com luminárias inteligentes conectadas em diversos pontos.....	106
Figura 76. Cálculo do valor RMS de meio ciclo.....	108
Figura 77. Ilustração de um <i>swell</i> e uma <i>sag</i> na entrada do conversor indicando as principais variáveis envolvidas.....	109
Figura 78. Ciclo de leitura de uma oscilografia.....	110
Figura 79. Tela inicial do software proposto.....	116
Figura 80. Tela de controle da luminária.....	117
Figura 81. Gráfico comparativo entre a potência medida por um medidor comercial e a potência estimada pelo programa.....	118
Figura 82. Tela de configuração da curva de dimerização.....	119
Figura 83. Aba de exibição dos eventos de qualidade de energia detectados.....	120
Figura 84. Aba de oscilografia.....	121
Figura 85. Protótipo do sistema eletrônico utilizado na luminária. (a)Placa de controle e placa de potência. (b) sensor de tensão.....	123

Figura 86. Formas de onda de entrada e saída para carga nominal: tensão (CH1 - 250 V/div) de entrada, corrente de entrada (CH3 - 500 mA/div) de entrada, tensão de saída (CH4 - 50 V/div) e corrente de saída (CH2 - 100 mA/div). Escala de tempo: 10 ms/div.....	125
Figura 87. Formas de onda de entrada e saída para 20% da carga nominal: tensão (CH1 - 250 V/div) de entrada, corrente de entrada (CH3 - 500 mA/div) de entrada, tensão de saída (CH4 - 50 V/div) e corrente de saída (CH2 - 250 mA/div). Escala de tempo: 10 ms/div.....	125
Figura 88. Ondulação de baixa frequência conforme o nível de dimerização.	126
Figura 89. Formas de onda de entrada e saída para 20% da carga nominal (alta frequência): tensão (CH1 - 250 V/div) de entrada, corrente de entrada (CH3 - 500 mA/div) de entrada, tensão de saída (CH4 - 50 V/div) e corrente de saída (CH2 - 250 mA/div). Escala de tempo: 40 μ s/div.	127
Figura 90. Comparação do conteúdo harmônico do conversor proposto e os limites impostos pela norma	127
Figura 91. Comportamento do fator de potência do circuito conforme o nível de dimerização.	128
Figura 92. Formas de onda dos indutores L_1 (CH3 - 250 mA/div) e L_2 (CH2 - 1 A/div). Escala de tempo: 4 ms/div.	129
Figura 93. Detalhe de alta frequência das formas de onda dos indutores L_1 (CH3 - 250 mA/div) e L_2 (CH2 - 1 A/div). Escala de tempo: 20 μ s/div.	129
Figura 94. Tensão(CH1 - 250V/div) e corrente (CH2 - 1A/div) no MOSFET. Escala de tempo: 10 μ s/div.	130
Figura 95. Comportamento da eficiência do circuito conforme o nível de dimerização.....	130
Figura 96. Comportamento da corrente média de saída (CH2 - 50 mA/div) durante uma mudança no nível de dimerização. Escala de tempo: 2 s/div.	132
Figura 97. Comportamento da tensão de entrada (CH1 - 250 V/div), da corrente de entrada (CH3 - 1A/div) e da corrente de saída (CH2 - 250 mA/div) durante um afundamento de 10% na tensão de entrada. Escala de tempo: 20 ms/div.	133
Figura 98. Comportamento da tensão de entrada (CH1 - 250 V/div), da corrente de entrada (CH3 - 1A/div) e da corrente de saída (CH2 - 250 mA/div) durante uma elevação de 10% na tensão de entrada. Escala de tempo: 20 ms/div.	133
Figura 99. Comportamento da corrente de saída (CH2 - 260 mA/div) e da tensão de entrada (CH1 - 250 V/div) durante a energização do módulo de LEDs . Escala de tempo: 1 s/div...	134
Figura 100. Atuação da função de proteção contra subtensão na entrada. Tensão de entrada (CH1 - 500V/div) e corrente de saída (CH2 - 260 mA/div). Escala de tempo: 1 s/div.	135
Figura 101. Atuação da função de proteção contra sobretensão na entrada. Tensão de entrada (CH1 - 500V/div) e corrente de saída (CH2 - 260 mA/div). Escala de tempo: 1 s/div.	135
Figura 102. Atuação da função de proteção contra sobretensão na saída. Tensão de saída (CH1 - 100V/div) e corrente de saída (CH2 - 250 mA/div). Escala de tempo: 100 ms/div.	136
Figura 103. Comportamento da corrente de entrada (CH3 - 1 A/div) e da corrente de saída (CH2 - 250 mA/div) durante a mudança da referência de dimerização. Escala de tempo: 100 ms/ div.	137

Figura 104. Detalhe da corrente de entrada (CH3 – 1 A/div) e da corrente de saída (CH2 – 100 mA/div) em um nível de dimerização de 90% . Escala de tempo: 10 μ s/ div.....	137
Figura 105. Detalhe da corrente de entrada (CH3 – 1 A/div) e da corrente de saída (CH2 – 100 mA/div) em um nível de dimerização de 30% . Escala de tempo: 10 μ s/ div.....	138
Figura 106. (a) Curva de dimerização programada no software. (b) Comportamento da corrente média de saída (CH2 – 50 mA/div) durante a execução da curva desejada. Escala de tempo: 10 s/div.	139
Figura 107. (a) Comportamento da tensão de entrada (CH1 – 250 V/div) e da corrente de saída (CH2 -250 mA/div) durante um SAG de tensão. Escala de tempo: 200 ms/div. (b) Tela do software indicando as características acerca do evento mostrado em (a).....	140
Figura 108. (a) Comportamento da tensão de entrada (CH1 – 250 V/div) e da corrente de saída (CH2 -250 mA/div) durante um SWELL de tensão. Escala de tempo: 200 ms/div. (b) Tela do software indicando as características acerca do evento mostrado em (a).	141
Figura 109. Comparação entre a tensão na entrada do conversor e a tensão medida pelo módulo de oscilografia do sistema.	142

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1. Valores de fluxo fotópico e escotópico para algumas fontes luminosas (RODRIGUES, <i>et al.</i> , 2011b).....	28
Tabela 2. Valores típicos de IRC para algumas fontes luminosas (RODRIGUES, <i>et al.</i> , 2011b) (SCHREUDER, 2008)	29
Tabela 3. Comparação entre a eficácia dos sistemas LED e Sódio (Li, Chen, Song, & Chen,2009)	30
Tabela 4. Parâmetros nominais medidos no experimento	42
Tabela 5. Limites de emissão harmônica segundo IEC-61000-3-2 (Classe C).....	50
Tabela 6. Parâmetros de simulação do conversor <i>buck</i> PFC.....	56
Tabela 7. Parâmetros de simulação do conversor <i>boost</i> PFC.....	58
Tabela 8. Parâmetros de simulação do conversor <i>buck-boost</i> DCM PFC.....	59
Tabela 9. Comparação topologias de quarta ordem	62
Tabela 10. Parâmetros de entrada para o projeto do protótipo	77
Tabela 11. Parâmetros importantes no projeto dos interruptores estáticos	79
Tabela 12. Parâmetros utilizados na simulação.....	80
Tabela 13. Comparação entre valores calculados e simulados.....	81
Tabela 14. Parâmetros utilizados na simulação.....	86
Tabela 15. Eventos na simulação do conversor em malha fechada.....	90
Tabela 16. Eventos na simulação do conversor para variações na referência de dimerização. 92	
Tabela 17. Principais sinais do módulo de iluminação do sistema	97
Tabela 18. Pacotes do protocolo de comunicação criado.....	111
Tabela 19. Origem e destino de cada pacote do protocolo de comunicação criado	111
Tabela 20. Principais características do microcontrolador TM4C123GE6PM.....	122
Tabela 21. Parâmetros do protótipo de laboratório	122
Tabela 22. Parâmetros utilizados no experimento.....	124
Tabela 23. Parâmetros da equação de diferenças do controlador.....	131
Tabela 24. Perfil de dimerização programado no ensaio.....	138
Tabela 25. Comparação entre os valores estimados pelo SMQE e os valores medidos.....	142

ÍNDICE DE SIGLAS E ABREVIATURAS

- ABNT. Associação Brasileira de Normas Técnicas
- AM. Modulação por amplitude (do inglês, Amplitude Modulation)
- ANEEL. Agência nacional de energia elétrica
- BSY. Azul deslocado para o amarelo (do inglês, blue-shifted yellow)
- CA. Corrente alternada
- CC. Corrente contínua
- CCM. Modo de condução contínua (do inglês, Continuous Conduction Mode)
- CI. Circuito integrado
- DCM. Modo de condução descontínua (do inglês, Discontinuous Conduction Mode)
- EMI. Interferência eletromagnética (do inglês, Electromagnetic Interference)
- GaN. Nitreto de gálio
- GPRS. Serviço de Rádio de Pacote Geral (do inglês, General Packet Radio Service)
- HB. Alto-brilho (do inglês, High-Brightness)
- HP. Alta potência (do inglês, High-Power)
- InGaN. Nitreto de índio-gálio
- IEC. Comissão eletrotécnica internacional (do inglês, International Electrotechnical Commission)
- IRC. Índice de reprodução de cores
- IP. Iluminação pública
- LED. Diodo emissor de luz (do inglês, Light-Emitting Diode)
- MH. Iodetos metálicos (Metal Halide)
- MOSFET. Transistor de efeito campo de metal-óxido-semicondutor (do inglês, Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)
- PC. Conversor com fósforo (do inglês, Phosphor Converter)
- PFC. Correção do fator de potência (do inglês, Power Factor Correction)
- PI. Proporcional integral
- PLC. Comunicação via rede elétrica (do inglês, Power Line Communication)
- POHC. Corrente harmônica ímpar parcial (do inglês, Partial Odd Harmonic Current)
- PRODIST. Procedimentos de Distribuição
- PWM. Modulação por largura de pulso (do inglês, Pulse Width Modulation)
- RF. Rádio frequência

RGB. Vermelho, verde e azul (do inglês, Red-Green-Blue)

RMS. Valor médio quadrático ou valor eficaz (do inglês, Root Mean Square)

SCIL. Sistema de controle da intensidade luminosa

SMQE. Sistema de monitoramento da qualidade de energia

TCC. Temperatura correlata de cor

THD. Distorção harmônica total (do inglês, Total Harmonic Distortion)

VSAP. Vapor de sódio em alta pressão

YAG. Granada de ítrio e alumínio (do inglês, Yttrium Aluminium Garnet)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
2	LEDS EM ILUMINAÇÃO PÚBLICA: CONTEXTO GERAL	22
2.1	ESTADO ATUAL DA ILUMINAÇÃO PÚBLICA	22
2.2	ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO: UMA NOVA FILOSOFIA	24
2.3	CONSIDERAÇÕES SOBRE A ATRATIVIDADE ECONÔMICA DE SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LEDS	30
2.4	SISTEMAS INTELIGENTES DE ILUMINAÇÃO	32
2.5	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	35
3	ESTUDO DAS CARACTERÍSTICAS DOS DIODOS EMISSORES DE LUZ	37
3.1	LEDS COMO FONTES DE LUZ	37
3.2	INFLUÊNCIA DA FORMA DE ONDA DE CORRENTE SOBRE A FOTOMETRIA DO LED	40
3.2.1	Estudo Acerca da Variação do Fluxo Luminoso do LED Mediante a Variação do <i>Ripple</i> de Corrente	41
3.2.2	Estudo das Características Fotométricas Devido ao Tipo De Dimerização	44
3.3	MODELO ELÉTRICO DA CARGA	46
3.4	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	48
4	SOLUÇÕES PARA ACIONAMENTO DE LEDS EM ILUMINAÇÃO PÚBLICA	49
4.1	NORMAS E RECOMENDAÇÕES DE QUALIDADE DE ENERGIA	49
4.2	DRIVERS PASSIVOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA	51
4.3	DRIVERS ATIVOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA OPERANDO EM CCM	53
4.4	DRIVERS ATIVOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA NO MODO DCM	54
4.4.1	Conversores PFC DCM de Estágio Único	55
4.4.2	Conversores PFC DCM Multiestágios	62
4.5	TOPOLOGIAS PARA O ACIONAMENTO DE LEDS A PARTIR DA REDE COM CAPACIDADE DE CONTROLE DA POTÊNCIA ENTREGUE À CARGA	65

4.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO.....	67
5 ANÁLISE E PROJETO DO DRIVER DE LONGA VIDA DE ESTÁGIO ÚNICO BASEADO NA TOPOLOGIA ĆUK.....	69
5.1 ANÁLISE DO CONVERSOR ĆUK OPERANDO EM DCM COMO DRIVER PARA LEDS A PARTIR DA REDE ELÉTRICA.....	70
5.2 PROJETO DO CONVERSOR ĆUK OPERANDO EM DCM APLICADO AO ACIONAMENTO DE LEDS DE POTÊNCIA.....	76
5.3 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR ĆUK OPERANDO EM DCM COMO DRIVER PARA LEDS	79
5.4 MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR ĆUK DIMERIZÁVEL	82
5.4.1 Validação do Modelo.....	86
5.4.2 Projeto do Controlador	88
5.5 ESTRATÉGIA DE DIMERIZAÇÃO	90
5.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO.....	93
6 SISTEMA DE ILUMINAÇÃO INTELIGENTE COM MEDIÇÃO DE PARÂMETROS DE QUALIDADE DE ENERGIA DA REDE.....	94
6.1 ARQUITETURA DO SISTEMA PROPOSTO	95
6.2 O SISTEMA DE ILUMINAÇÃO	96
6.2.1 Definição das Referências de Corrente para o Sistema de Controle de Intensidade Luminosa	98
6.2.2 Algoritmo de Controle	99
6.2.3 Algoritmo de Proteção	99
6.2.3.1 Proteção Contra Surto de Corrente Devido ao Ligamento da Luminária.....	100
6.2.3.2 Proteção Contra Subtensão ou Sobretensão na Entrada	102
6.2.3.3 Proteção Contra Sobretensão na Saída	103
6.3 O SISTEMA DE MONITORAMENTO DA QUALIDADE DE ENERGIA DA REDE.....	104
6.3.1 Cálculo do Valor RMS	107
6.3.2 Detecção de Elevações e Afundamentos na Tensão da Rede.....	108
6.3.3 Oscilografia.....	109
6.4 O SISTEMA DE COMUNICAÇÃO.....	110
6.5 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO.....	113

7 ANÁLISE EXPERIMENTAL DO SISTEMA PROPOSTO.....	115
7.1 SOFTWARE DE GERENCIAMENTO DA LUMINÁRIA.....	115
7.2 PROTÓTIPO DA LUMINÁRIA	121
7.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	123
7.3.1 Resultados Experimentais do Circuito de Potência.....	124
7.3.2 Sistema de Controle.....	131
7.3.3 Proteções.....	133
7.3.4 Funcionalidades do Sistema de Iluminação.....	136
7.3.5 Funcionalidades do Sistema de Monitoramento da Qualidade de Energia	139
7.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO.....	143
8 CONCLUSÃO	144
PRODUÇÃO CIENTÍFICA DO AUTOR.....	146
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	149

1 INTRODUÇÃO

A evolução da tecnologia em iluminação está estreitamente ligada com a mudança dos costumes e hábitos da sociedade que conhecemos. A revolução dos sistemas de iluminação modernos ocorreu com o advento da primeira lâmpada que utilizava energia elétrica para emissão de luz. Ao serem desenvolvidas e produzidas em escala industrial por Thomas Edison, as lâmpadas incandescentes propiciaram o início de atividades noturnas em maior profusão, fazendo com que este invento se tornasse um dos ícones do desenvolvimento do século XIX.

Com o passar dos anos, a necessidade da criação de técnicas mais eficientes para a produção de luz tornava-se evidente, visto que os sistemas de iluminação representavam uma parcela considerável no consumo mundial de energia elétrica.

A partir do surgimento das lâmpadas de descarga, melhores índices de eficácia luminosa¹ foram atingidos, fazendo com que diversos sistemas de iluminação fossem projetados baseados nestas tecnologias. Porém, foram nos sistemas de iluminação pública (IP) que esta tecnologia ganhou destaque, principalmente com a evolução das lâmpadas de descarga em alta pressão.

O surgimento de LEDs baseados em InGaN fez com que fosse possível gerar luz branca a partir destes dispositivos. Com esta descoberta, iniciaram-se estudos acerca do emprego desta tecnologia em iluminação artificial. Como a maioria dos semicondutores, os LEDs apresentam uma evolução muito acentuada, mostrando que os sistemas de iluminação de estado sólido irão se tornar cada vez mais populares.

Portanto, neste trabalho serão apresentados os principais aspectos desta nova filosofia de iluminação, bem como suas vantagens e peculiaridades. Será mostrado também que os conversores eletrônicos para o acionamento destes dispositivos têm papel fundamental na evolução desta tecnologia. Além disso, será feita uma discussão de como a modernização dos *drivers*² de LEDs representa um passo importante na difusão deste novo conceito de iluminação.

Neste contexto, este trabalho propõe um sistema para o acionamento de LEDs a partir da rede elétrica, visando à aplicação em iluminação pública. Contudo, tendo como premissa a

¹ Eficácia luminosa é a proporção da energia da luz visível emitida (o fluxo luminoso) em relação à potência elétrica de entrada.

² Conversores eletrônicos.

modernização dos sistemas de acionamento convencionais, será proposto um *driver* com novas funcionalidades, tais como o controle de intensidade luminosa da carga através de comandos provenientes de um servidor remoto, controlado pelo operador do sistema proposto, e o monitoramento de parâmetros de qualidade de energia da rede elétrica em tempo real. Esta última característica pode vir a ser uma excelente ferramenta no planejamento, controle e operação dos sistemas de distribuição.

Todavia, para que esta proposta satisfaça todas as condições necessárias para o bom desempenho do sistema, é necessário entender todas as especificidades que um sistema de iluminação em estado sólido possui.

Neste sentido, este trabalho foi dividido em oito capítulos, onde cada capítulo tem importância fundamental na composição do conhecimento necessário para o desenvolvimento de um sistema de iluminação inteligente que, além de atender todos os requisitos exigidos do ponto de vista da carga (i.e., os LEDs) e da fonte (i.e., redes de distribuição), seja capaz de promover mais serviços, aumentando a eficiência energética e a atratividade econômica dos sistemas de iluminação de estado sólido.

No Capítulo 2 são mostrados os aspectos gerais dos sistemas atuais de iluminação pública. Ainda neste capítulo, será possível ver como a resposta dinâmica do olho humano influencia diretamente num projeto de um sistema de iluminação. Este capítulo traz ainda uma breve discussão acerca da viabilidade técnico-econômica da tecnologia. Uma revisão acerca de sistemas de iluminação inteligentes também será apresentada. A partir das análises feitas no Capítulo 2, poderão ser estabelecidos parâmetros como a eficiência mínima do *driver* e será mostrado também que se a vida útil do conversor de acionamento for compatível com a vida útil do LED, a tecnologia possui uma boa viabilidade econômica. Ademais, será mostrada a potencialidade do aumento da eficiência energética global do sistema a partir da implantação de técnicas inteligentes de gerenciamento e controle da luminária.

Feita esta análise inicial, o Capítulo 3 irá mostrar um estudo detalhado dos diodos emissores de luz. Neste capítulo será feita uma correlação entre o fluxo luminoso emitido por estes dispositivos com as grandezas de tensão e corrente dos mesmos. Esta correlação será a base da metodologia de projeto da topologia proposta. Será possível mostrar a partir deste estudo que as capacitâncias de filtragem podem ser diminuídas, fazendo com que seja possível a utilização de capacitores de filme ao invés de capacitores eletrolíticos, que são os grandes responsáveis pela diminuição da vida útil do *driver* (RODRIGUEZ; AMARATUNGA, 2008). Neste capítulo também será feita a avaliação do desempenho

fotométrico das principais técnicas de controle de intensidade luminosa no intuito de que uma delas venha a ser implantada no sistema proposto.

No Capítulo 4 serão apresentadas algumas soluções para o acionamento de LEDs em iluminação pública com base nas premissas preestabelecidas nos capítulos 2 e 3. Neste capítulo será mostrado por que o conversor *Ćuk* se mostra atrativo para este tipo de aplicação.

O Capítulo 5 mostra a análise teórica completa do conversor *Ćuk* operando como conversor de acionamento de LEDs a partir da rede elétrica. Uma metodologia de projeto para este conversor baseada nos estudos fotométricos realizados no Capítulo 3 será proposta. Ademais, será feito o estudo tanto do sistema de controle para este conversor, quanto da alternativa topológica encontrada para se fazer o controle da potência na carga. Será mostrado também o procedimento para se fazer a modelagem e controle deste conversor. Ainda neste capítulo será discutida a implantação de uma técnica de controle da intensidade luminosa dos LEDs nesta topologia.

No Capítulo 6 serão mostradas todas as características do sistema inteligente de iluminação proposto. Será mostrado o desenvolvimento de um sistema de proteção capaz de garantir o correto funcionamento da carga, um sistema de gerenciamento das funções da luminária, responsável por controlar a intensidade luminosa dos LEDs e ainda um sistema de monitoramento da qualidade de energia (SMQE), que foi adicionado à luminária no intuito de promover uma série de informação acerca da rede elétrica. É importante ressaltar que este último sistema não faz parte do conjunto de funcionalidades básicas de sistemas típicos de iluminação pública. No entanto, será mostrado que a adição deste módulo não acarretaria em um aumento do custo total da luminária. Além disso, devido ao fato dos sistemas de iluminação pública estarem presentes ao longo de todo o sistema de distribuição, a implantação em larga escala do módulo SMQE seria uma poderosa ferramenta na análise e operação das redes de distribuição.

No Capítulo 7 será mostrada uma análise experimental do sistema proposto. Neste capítulo serão mostrados todos os componentes de *software* e de *hardware* desenvolvidos para a aplicação. Além disso, serão exibidos os resultados dos experimentos feitos com o circuito de potência, o sistema de comunicação, o sistema de controle de intensidade luminosa, o sistema de proteção da luminária e o sistema de monitoramento da qualidade de energia.

Por fim, o Capítulo 8 apresenta as conclusões do trabalho bem como as propostas para trabalhos futuros.

2 LEDS EM ILUMINAÇÃO PÚBLICA: CONTEXTO GERAL

Neste capítulo será mostrada uma breve introdução aos sistemas atuais de iluminação pública, bem como será ressaltada a relevância dos LEDs para esta aplicação.

Primeiramente será feita uma revisão acerca do estado da arte em sistemas de iluminação, dando ênfase para os sistemas brasileiros. Após esta apresentação, serão discutidas questões sobre a iluminação de estado sólido, que possui diversos elementos que a diferenciam do sistema atual. Ademais, serão mostradas algumas particularidades dos sistemas de iluminação pública e de como os LEDs possuem características que os fazem interessantes para este tipo de aplicação.

Este capítulo conta ainda com uma breve análise acerca da viabilidade econômica dos sistemas de iluminação utilizando LEDs.

Por fim, será realizada uma discussão acerca de como os sistemas inteligentes de iluminação podem contribuir para a difusão da tecnologia LED.

2.1 ESTADO ATUAL DA ILUMINAÇÃO PÚBLICA

Atualmente, estima-se que existam mais de 14,7 milhões de pontos de iluminação pública no Brasil, que representam uma demanda de 2,2 GW e um consumo de 9,7 bilhões de kWh/ano (ELETROBRAS, 2008). Juntamente com os sistemas de iluminação de interiores, estima-se que 30% da energia elétrica mundial é consumida em sistemas de iluminação artificial (POLONSKII; SEIDEL, 2008).

Este enorme consumo faz com que buscas constantes por fontes de luz mais eficientes sejam conduzidas. A Figura 1 mostra a evolução da eficácia luminosa de algumas fontes comumente utilizadas nos sistemas de iluminação. Seguindo esta evolução, mais especificamente na área de iluminação pública, alguns programas como o Reluz, da Eletrobrás (ELETROBRÁS, 2005), propõem a substituição de parques inteiros para tecnologias mais eficientes, reduzindo assim a energia requerida pelos sistemas de iluminação.

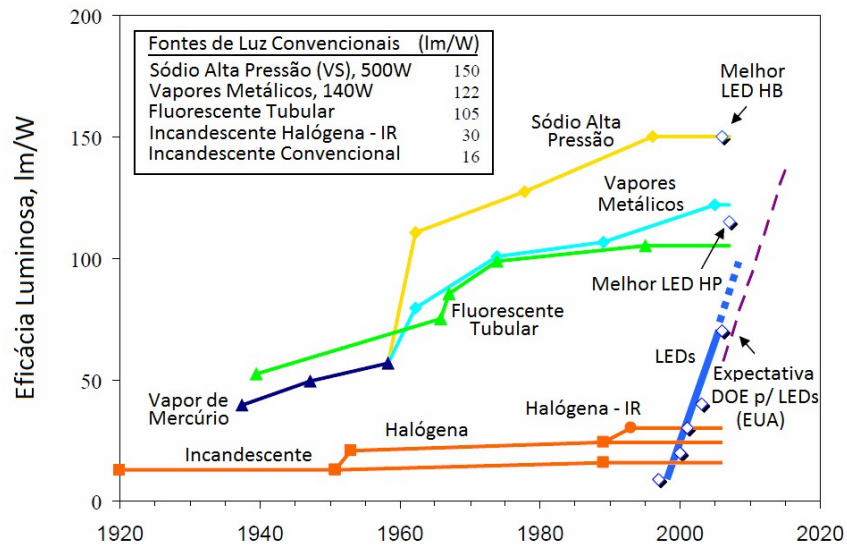


Figura 1. Evolução paralela da eficácia luminosa de diversas tecnologias de iluminação (CRAFORD, 2007).

Outro fator que motiva a modernização dos parques de iluminação pública é o fato de que estes sistemas são ligados em torno das 18 horas, ou seja, no momento em que a demanda do sistema elétrico brasileiro é a maior. Portanto, projetos de eficiência energética na área de iluminação pública podem postergar a necessidade da construção de novos empreendimentos para geração de energia elétrica.

Por meio da Figura 2 é possível avaliar a evolução das diferentes tecnologias nos parques de iluminação pública nacionais. Pode-se observar que atualmente a tecnologia mais empregada é a de vapor de sódio em alta pressão, seguida da lâmpada de vapor de mercúrio.

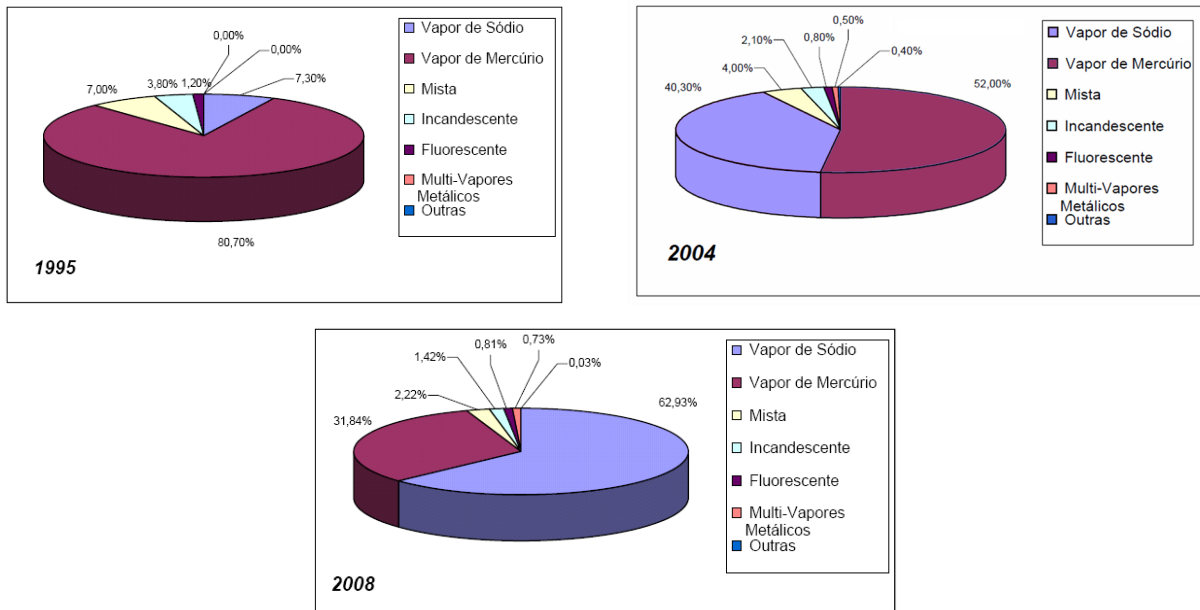


Figura 2. Evolução das tecnologias de iluminação pública nos parques nacionais (ELETROBRAS, 2008).

Este domínio da tecnologia VSAP¹ é justificado por sua elevada eficácia luminosa (em torno de 120 lm/W) e também por sua elevada vida útil, que pode chegar a 32.000 horas (OSRAM, 2011). Esta última característica faz com que os custos de manutenção sejam reduzidos, destacando a atratividade econômica da aplicação.

Uma das grandes desvantagens da tecnologia VSAP é seu baixo IRC² (i.e., índice de reprodução de cores), que gira em torno de 30%. Todavia, para a aplicação em iluminação pública, as normatizações não são muito restritivas com relação a este parâmetro.

Apesar do principal elemento dos sistemas de iluminação baseados na tecnologia VSAP ser a lâmpada, outros elementos, como a luminária e o reator, são igualmente importantes. Portanto, é necessário garantir a boa qualidade destes componentes para assegurar uma elevada eficiência energética, isto é, um baixo desperdício de energia elétrica e luminosa.

Por irradiar em todas as direções, a lâmpada de vapor de sódio em alta pressão necessita de uma luminária com um corpo refletor que seja responsável por fazer a redistribuição espacial do fluxo luminoso³ emitido pela lâmpada. Todavia, como um elevado percentual da radiação original da lâmpada precisa ser refletido, há uma perda de fluxo luminoso, uma vez que a luminária não possui uma refletância ideal. O rendimento óptico típico deste tipo de equipamento pode variar entre 70% e 85%. A importância de cada elemento do sistema VSAP para a análise de viabilidade técnico-econômica da tecnologia será mostrada mais detalhadamente na seção 2.3.

2.2 ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO: UMA NOVA FILOSOFIA

Todo projeto em engenharia tem objetivos e especificações a serem atingidos. No caso de engenharia de iluminação, o estudo deve ser direcionado para a forma com que os usuários do sistema recebem a radiação, que tipo de radiação é esta e como ela é processada pelo sistema visual humano. Um bom projeto deve poder responder a estas questões, bem como analisar a viabilidade técnica e econômica do empreendimento.

¹ VSAP – Vapor de sódio em alta pressão.

² IRC – índice que mensura a capacidade da fonte luminosa em reproduzir cores.

³ fluxo luminoso é o somatório da radiação visível emitida por uma fonte luminosa em todas as direções.

Para entender melhor como funciona o sistema visual humano, é interessante avaliar seu principal componente: o olho. A Figura 3 mostra a estrutura de um olho humano, onde é possível ver a presença das células fotossensíveis: os cones e os bastonetes.

Os bastonetes, mais abundantes, são muito mais sensíveis à luz do que os cones, contudo não podem diferenciar as cores. A Figura 4 ilustra a distribuição de cones e bastonetes na retina.

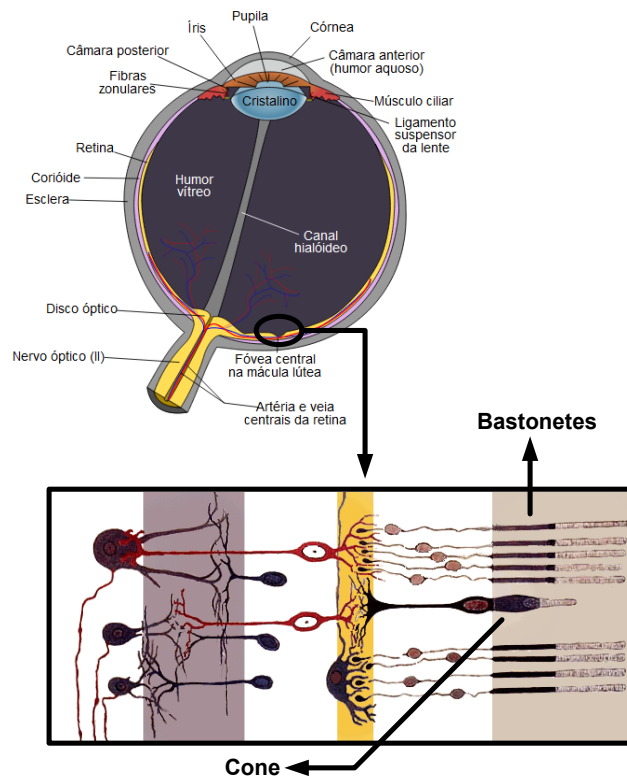


Figura 3. Principais estruturas do olho humano

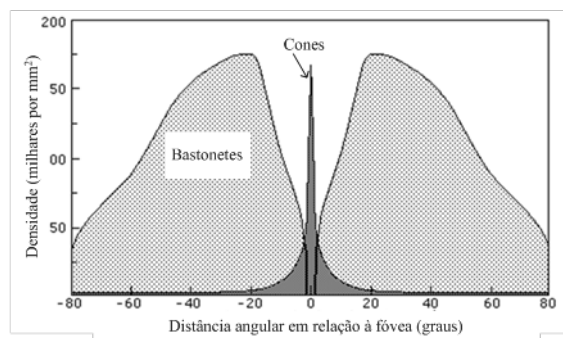


Figura 4. Distribuição das células fotossensíveis na retina (SCHREUDER, 2008).

Pode-se observar na Figura 4 que a distribuição dos cones e bastonetes na retina não é homogênea, uma vez que enquanto os cones ocupam a região central, os bastonetes ocupam a região periférica, contudo em maior número.

De acordo com a abertura ou fechamento da pupila, que ocorre devido a variações da intensidade luminosa, a luz é direcionada para diferentes regiões da retina, sensibilizando de forma diferente os cones e bastonetes. Isto faz com que o olho apresente diversas curvas de sensibilidade à luz. Destarte, de acordo com o nível de luminância¹ do ambiente, é possível determinar uma curva característica de sensibilidade espectral do olho.

Em Schreuder (2006), foi mostrado que baixos níveis de luminância (*i.e.*, menores que 0,01 cd/m²) retratam a condição escotópica. A condição fotópica engloba as curvas de sensibilidade para altas luminâncias (*i.e.*, maiores que 3,0 cd/m²) e a faixa que compreende estas duas regiões é a chamada condição mesópica.

Com o intuito de avaliar as características de luminância de uma via urbana com iluminação pública, foi feita uma medição no anel viário da faculdade de engenharia da UFJF. Esta medição mostrou um nível de 0,3 cd/m², ou seja, condição baixa-mesópica.

As respostas de sensibilidade espectral do olho para diferentes condições de luminância podem ser vistas na Figura 5. Nesta figura são representadas as curvas de sensibilidade para a resposta fotópica, escotópica e mesópica. Note que a curva mesópica foi traçada para uma luminância de 0,3 cd/m², ou seja, na condição medida no anel viário da faculdade de engenharia da UFJF.

Para entender qual é a influência da resposta do olho no projeto de sistemas de iluminação, é necessário entender como é definido o fluxo luminoso emitido por uma fonte. A expressão para o cálculo desta grandeza é dada em (2.1).

$$\Phi = k_n \int_0^{\infty} V_n(\lambda) J(\lambda) d\lambda \quad (2.1)$$

A constante k_n e a curva $V_n(\lambda)$ representam o pico e a curva de sensibilidade espectral do olho humano normalizada, respectivamente. Já a curva $J(\lambda)$ caracteriza a radiação da fonte luminosa.

¹ Luminância é uma medida da densidade da intensidade de uma luz refletida numa dada direção. Sua unidade é a cd/m².

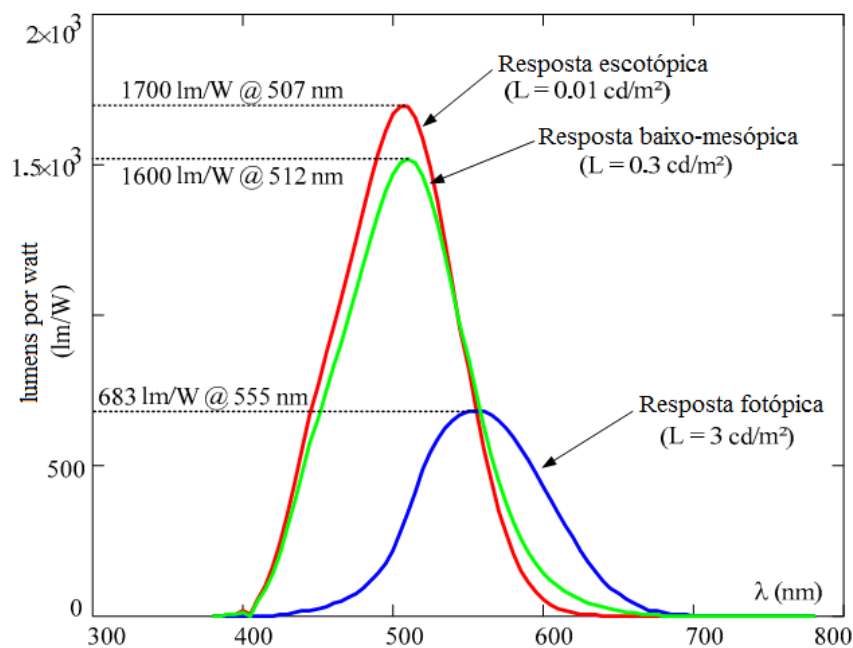


Figura 5. Resposta do olho para diferentes condições de luminância (RODRIGUES, *et al.*, 2011b).

Algumas curvas de densidade espectral de potência são mostradas na Figura 6. Note que para cada curva $V_n(\lambda)$ (Figura 5) haverá um fluxo luminoso diferente, mostrando que para cada condição de luminância, a potência luminosa efetiva (*i.e.*, sensação de luminosidade) será diferente. Portanto, a expressão (2.1) mostra que as curvas de sensibilidade espectral dos regimes fotópico, escotópico e mesópico ponderam a radiação da fonte luminosa. Devido a isto, uma lâmpada de vapor de sódio (Figura 6(a)), tem um fluxo luminoso fotópico maior do que seu fluxo escotópico. Por outro lado, em fontes de radiação branca (e.g. LEDs) ocorre o inverso, ou seja, o fluxo luminoso escotópico é maior que o fotópico, pois estas lâmpadas possuem uma densidade espectral maior em comprimentos de onda em torno dos 500 nm.

A Tabela 1 mostra uma comparação entre a eficácia luminosa de algumas fontes. Note que o cálculo deste parâmetro converge para valores distintos quando curvas de sensibilidade diferentes são utilizadas.

A fotometria clássica, empregada na maioria dos equipamentos de medição de parâmetros fotométricos, utiliza a curva fotópica para o estabelecimento de suas medidas. Para medições em ambientes com alta luminância, a aproximação pela curva fotópica pode ser feita sem que haja uma grande discrepância entre a resposta dos aparelhos e a resposta do olho humano. Contudo, para ambientes noturnos, onde baixos níveis de luminância são encontrados, a curva escotópica apresenta menor erro.

Note que a análise das grandezas luminotécnicas seria mais precisa se os aparelhos fossem ajustados para cada condição de luminância. Contudo, isto geraria um problema de padronização e dificultaria projetos de iluminação.

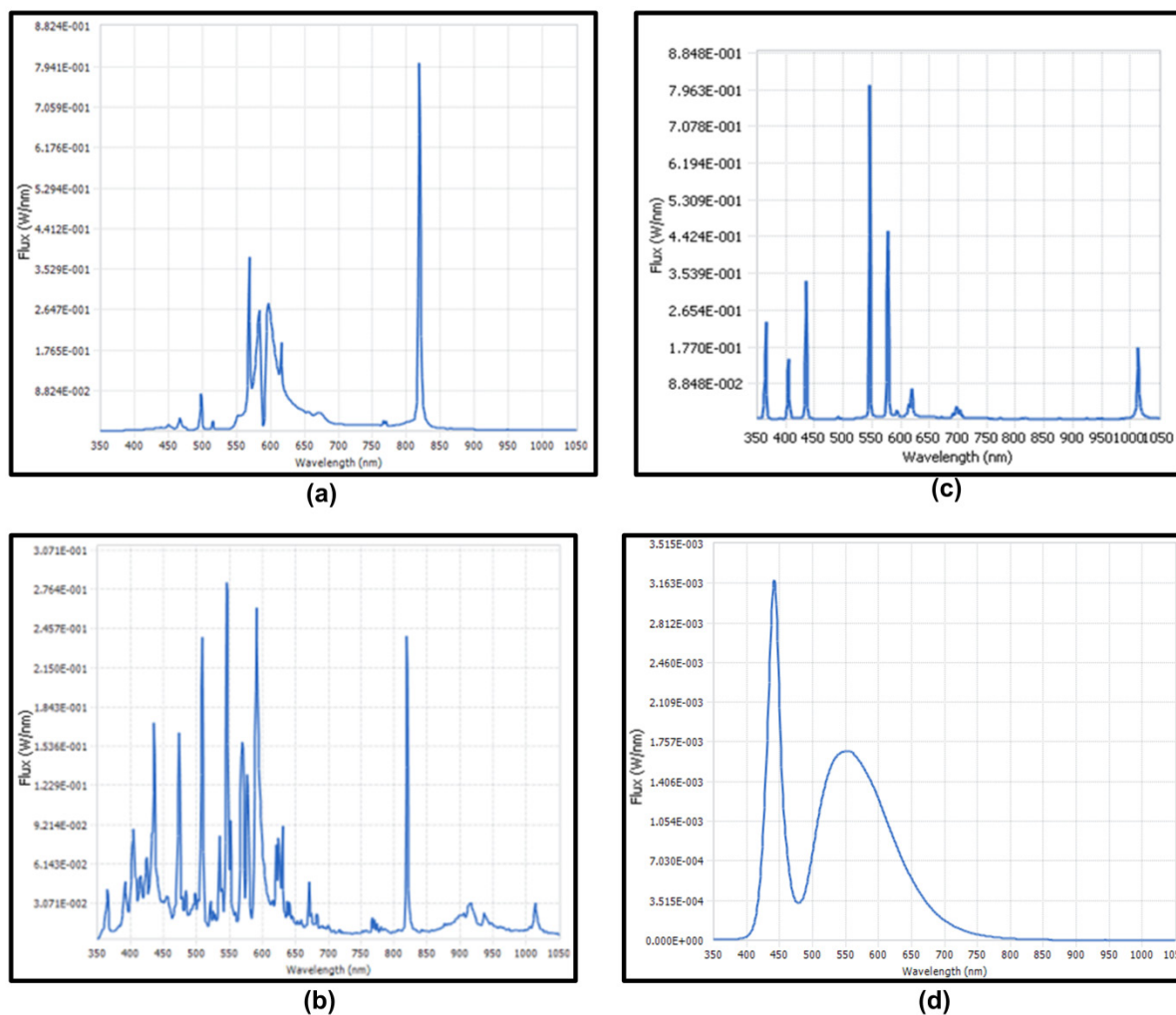


Figura 6. Diagrama de densidade espectral de potência típico das tecnologias (a) Vapor de Sódio; (b) Multivapores metálicos; (c) Vapor de mercúrio; (d) LEDs.

Tabela 1. Valores de fluxo fotópico e escotópico para algumas fontes luminosas (RODRIGUES, *et al.*, 2011b)

Fonte Luminosa	Eficácia Fotópica	Eficácia Escotópica
VSAP 70W	77 lm/W	44,4 lm/W'
MH ¹ 70W	60,9 lm/W	107,2 lm/W'
LED de potência@ 350 mA	85,9 lm/W	167,8 lm/W'

¹ MH - do inglês *metal halide* ; lâmpada de vapores metálicos.

Outro parâmetro importante ao se analisar projetos de iluminação é o índice de reprodução de cores (IRC), que mostra a capacidade que a fonte luminosa tem de reproduzir cores. A Tabela 2 mostra uma comparação entre algumas fontes quanto a este parâmetro.

Tabela 2. Valores típicos de IRC para algumas fontes luminosas (RODRIGUES, *et al.*, 2011b) (SCHREUDER, 2008)

Fonte Luminosa	IRC
VSAP	< 40%
MH	>75 %
Incandescente	100 %
Fluorescente	>50%
Vapor de mercúrio alta pressão	< 50 %
LED de potência	>75 %

Como pode ser visto na Figura 6, as lâmpadas de vapor de sódio possuem um espectro mais concentrado (em torno de 600nm). Isto faz com que o IRC seja menor do que outras tecnologias que possuem emissão em comprimentos de onda variados como as lâmpadas incandescentes e de multivapores metálicos. Foi mostrado em Jones (1989) que fontes com IRC mais elevado criam uma diferença de cor entre os objetos que estimulam de forma significativa o sistema visual humano, principalmente em condições de baixo contraste.

Portanto, aliada à questão da resposta do olho humano, o IRC faz com que a sensação de luminosidade de vias públicas iluminadas por fontes de luz branca seja maior, mesmo com menores níveis de iluminância, que normalmente é o parâmetro utilizado para a avaliação da qualidade de iluminação de um ambiente. A Figura 7 mostra uma comparação feita entre uma via iluminada por lâmpadas de vapor de sódio e outro trecho da mesma via com iluminação LED, que retrata bem esta situação.



Figura 7. Foto de uma via iluminada com LED (à esquerda) e VSAP (à direita). (TECNOWATT/SIMON LIGHTING).

Além das questões luminotécnicas, os sistemas de iluminação com LEDs permitem um melhor arranjo ótico, pois devido às suas características construtivas, a luminária pode ser projetada de forma que uma pequena parte do fluxo emitido pelos dispositivos tenha que ser refletido. Isso faz com que a eficiência ótica da luminária seja muito elevada.

2.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE A ATRATIVIDADE ECONÔMICA DE SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LEDS

Na seção anterior deste capítulo foram mostradas algumas características fotométricas que devem ser avaliadas ao se fazer um projeto de um sistema de iluminação. Foi possível ver que a característica da radiação emitida pelos LEDs habilita a utilização destes dispositivos em iluminação pública. Contudo, a utilização de sistemas de iluminação de estado sólido em larga escala no país dependerá também da atratividade econômica desta tecnologia. Para analisar esta questão é necessário avaliar alguns fatores.

O primeiro fator é a eficiência do sistema. A Tabela 3 mostra uma comparação feita entre duas tecnologias de iluminação pública. É possível ver que, atualmente, a lâmpada de sódio possui uma eficácia luminosa maior que a dos LEDs¹, contudo, a eficácia do sistema LED é melhor devido ao desempenho superior dos outros elementos.

Tabela 3. Comparação entre a eficácia dos sistemas LED e Sódio (Li, Chen, Song, & Chen, 2009)

Parâmetro	LED (Comercial)	VSAP
Eficácia luminosa da fonte	100 lm/W	110 lm/W
Perdas térmicas	10%	0 %
Eficiência elétrica	90%	85 %
Eficiência da luminária	90%	75 %
Eficácia global do sistema	72,9 lm/W	70,1 lm/W

Neste contexto, observa-se que o projeto da luminária e do *driver* influenciam muito na eficiência global do sistema. Destarte, o projeto de um *driver* com eficiência elevada interfere diretamente no resultado da avaliação. Por exemplo, avaliando a Tabela 3, caso a eficiência do driver de LEDs fosse 95%, a eficácia luminosa do sistema iria subir para aproximadamente 77 lm/W. É importante ressaltar que a eficiência da luminária mostrada na Tabela 3 trata do fluxo útil que sai da luminária para todas as direções. Em termos de

¹ Comparação feita entre produtos comerciais.

distribuição espacial da luz, a tecnologia LED também é mais interessante, pois, devido às suas características de emissão, o fluxo luminoso oriundo da luminária é direcionado para o plano de trabalho quase que em sua totalidade. Já em sistemas baseados na tecnologia vapor de sódio, ocorre uma maior dispersão da luz emitida, provocando desperdício e poluição visual. Devido a este fato, quando se quer manter um mesmo nível de iluminamento, a luminária LED geralmente necessita de um fluxo efetivo menor.

O segundo fator a ser analisado é a questão da vida útil¹ da tecnologia. Este fator representa grande impacto numa análise de viabilidade econômica, pois o preço de uma equipe de manutenção é elevado, além de grandes dificuldades no acesso de algumas estruturas de iluminação pública, como em avenidas movimentadas, bairros distantes, etc.

Atualmente a vida útil da tecnologia das lâmpadas VSAP pode chegar a 32.000 horas, o que é elevado em relação a outras tecnologias como vapor metálico e vapor de mercúrio.

No caso dos diodos emissores de luz, a vida útil pode chegar a 100.000 horas (23 anos²) com uma dissipação térmica adequada (PECK, ASHBURNER; SCHRATZ, 2011). Contudo, apesar da vida útil elevada dos LEDs, o tempo de vida das luminárias que empregam esta tecnologia chega apenas a cerca de 50.000 horas atualmente. O motivo desta discrepância é a utilização de capacitores eletrolíticos nos circuitos de acionamento dos LEDs. Geralmente a utilização destes componentes se torna necessária devido ao fato dos conversores eletrônicos empregados na alimentação dos LEDs precisarem de altas capacitâncias de filtragem. Foi mostrado em Chung, *et al.*, (2007) que capacitores eletrolíticos possuem uma vida útil altamente dependente da temperatura de operação, como é mostrado na Figura 8. Levando em consideração que as luminárias de iluminação operam cerca de 12 horas diárias, pode-se ver que um capacitor eletrolítico de 10.000 horas em 105°C teria uma vida útil de aproximadamente 8 anos (35.000 horas), ou seja, muito inferior à dos LEDs. Esta análise mostra que a utilização de capacitores eletrolíticos em *drivers* para LEDs limita a vida útil da luminária e, que um projeto que evitasse o uso destes componentes iria aumentar a confiabilidade do sistema, bem como sua viabilidade econômica.

¹ Tempo que a lâmpada leva para emitir 70% de seu fluxo original.

² Considerando uma utilização de 12 horas por dia.

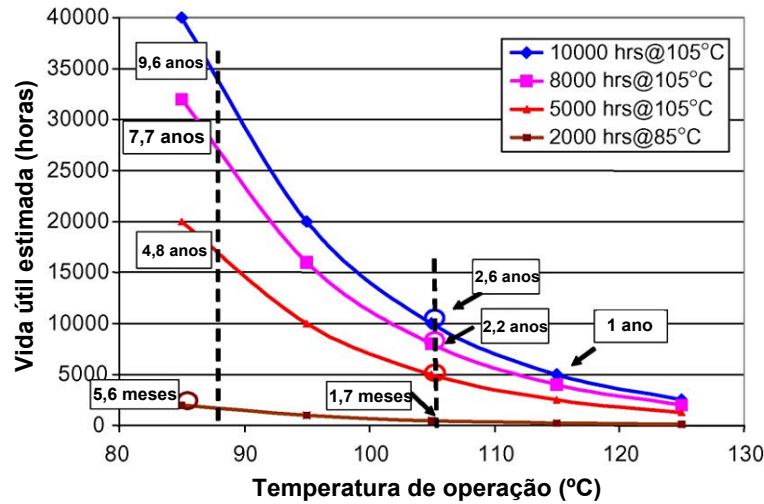


Figura 8. Vida útil estimada de capacitores eletrolíticos. Adaptado de (CHUNG, *et al.*, 2007).

2.4 SISTEMAS INTELIGENTES DE ILUMINAÇÃO

Como comentado na seção anterior, os sistemas de iluminação de estado sólido necessitam de um conversor eletrônico para seu funcionamento. Esta característica diferencia esta tecnologia das outras presentes no mercado (e.g., lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão), uma vez que estas normalmente podem ser acionadas através da utilização de circuitos passivos (*i.e.*, reatores eletromagnéticos). Por outro lado, o valor relativo do sistema de acionamento dos LEDs é significativo nos custos totais de uma luminária, como sugere a Figura 9. Neste contexto, a utilização de sistemas de acionamento mais modernos e capazes de agregar mais funcionalidades ao sistema de iluminação torna-se uma área importante de pesquisa.

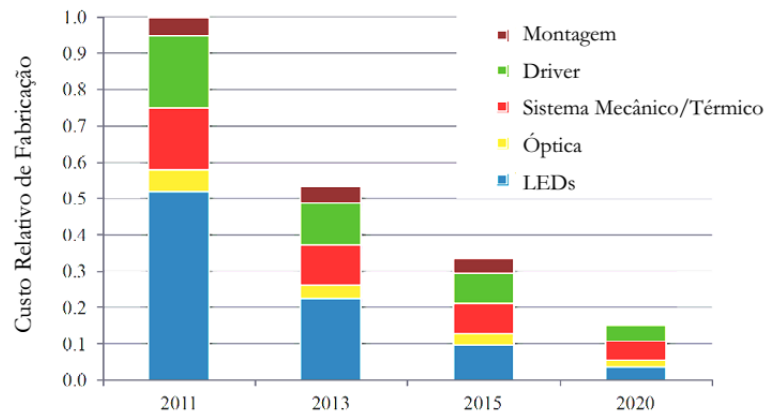


Figura 9. Expectativa de custo de uma lâmpada LED (DOE, 2012).

Em Leccese (2013) foi mostrada a integração de painéis fotovoltaicos e um sistema de gerenciamento do parque de iluminação pública em algumas luminárias de LEDs. Foram inseridos também sensores de presença e de luminosidade em cada luminária, de modo que fosse possível evitar o desperdício de energia através do controle do estado da luminária (i.e., ligado ou desligado) conforme os sensores e o comando proveniente de uma central de controle. Foi mostrado no trabalho que a estratégia proposta possibilitou uma redução significativa no consumo de energia com iluminação pública. A Figura 10 mostra o sistema proposto no referido trabalho.

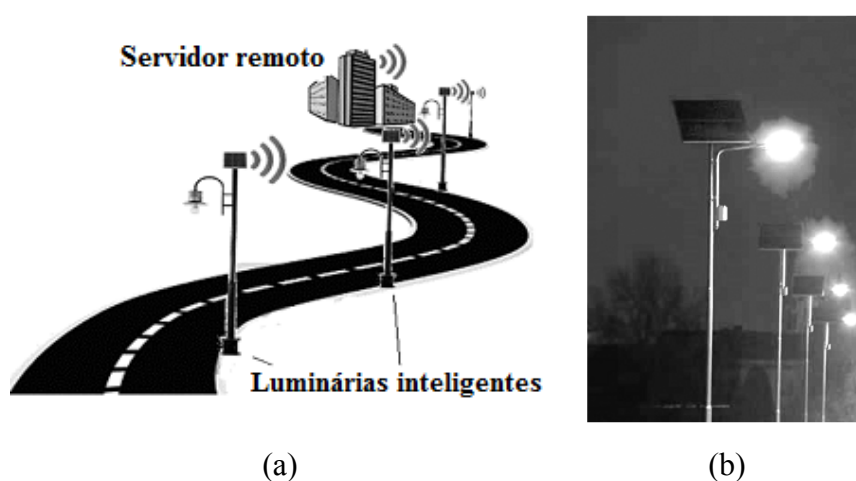


Figura 10. (a) Sistema proposto. (b) Sistema de teste. Adaptado de (LECCESE, 2013).

Além disso, já existem produtos comerciais que possibilitam o telegerenciamento dos sistemas de IP, como o Owlet[®] da Schröder (Figura 11), onde o núcleo de inteligência já é embarcado na própria luminária, e o sistema de telegestão da *GE lighting* (Figura 12), onde é na fotocélula que estão os sistemas de gerenciamento e comunicação da luminária. É importante ressaltar que, devido à capacidade de comunicação destes sistemas, é possível fazer o planejamento da manutenção dos dispositivos, visualização de falhas, etc. Além disso, ambos os sistemas possuem a funcionalidade de controle remoto da intensidade luminosa dos dispositivos, que possibilita uma redução significativa no consumo energético dos sistemas de iluminação pública.

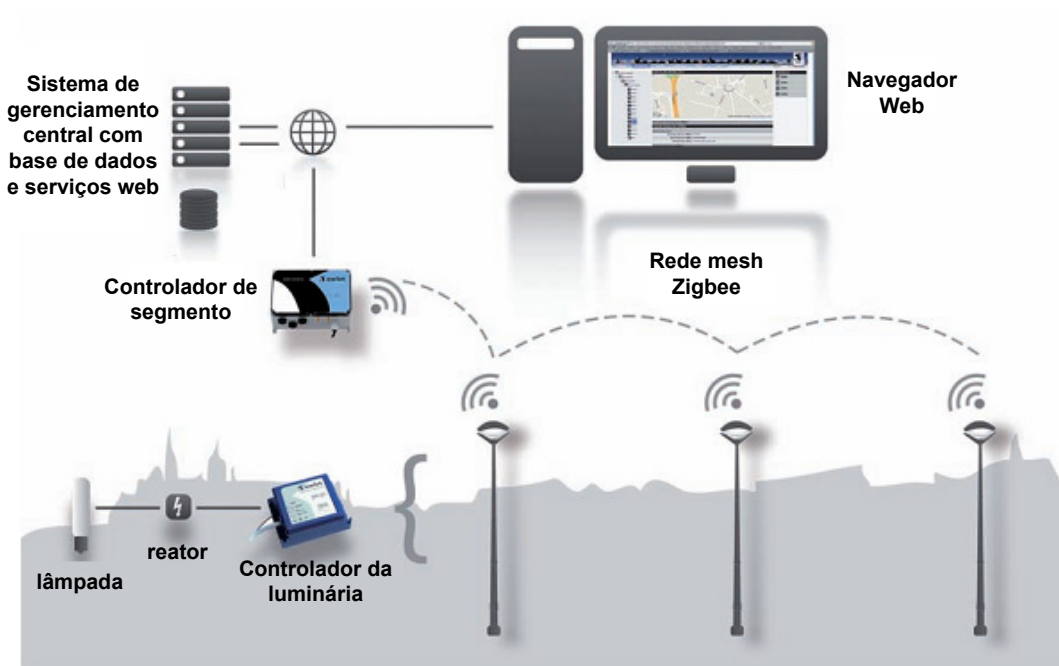


Figura 11. Sistema Owlet da Schröder. (SCHRÉDER, 2014)



Figura 12. Sistema de telegestão da GE lighting. (ROSITO, 2013)

Para exemplificar a potencialidade de redução da demanda energética dos parques de iluminação pública através da utilização de técnicas inteligentes, considere a Figura 13. Nesta ilustração é mostrado o perfil de carga de uma luminária com controle automático de intensidade luminosa.

A curva de carga hipotética mostrada na Figura 13 foi construída baseada no princípio de que a circulação de pessoas e veículos na via em análise varia de acordo com o horário do

dia. Desta maneira, o fluxo luminoso requerido da luminária pode ser adaptado às necessidades de cada instante de tempo, uma vez que as normatizações definem níveis de iluminação diferentes de acordo com a intensidade do tráfego de pedestres e veículos (ABNT, 2012). Destarte, esta funcionalidade pode implicar uma economia de energia significativa para o sistema.

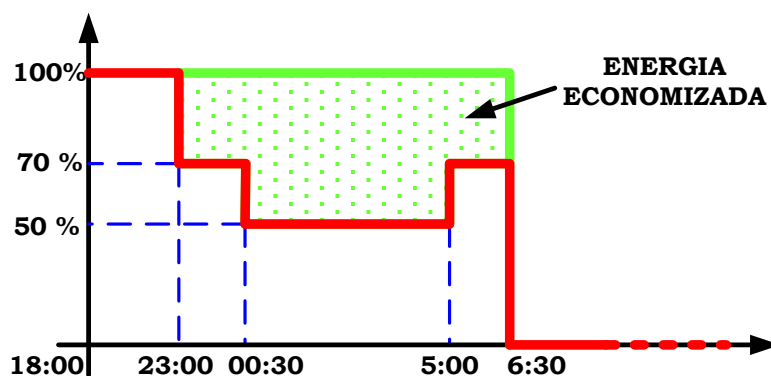


Figura 13. Consumo percentual de uma luminária com a funcionalidade de dimerização¹ programável.

É interessante ressaltar que o controle de intensidade luminosa de forma programada poderia ser embarcado em um sistema de iluminação com LEDs que não possui comunicação com um servidor. No entanto, levando em consideração que um sistema de iluminação de estado sólido pode ter uma vida útil superior a 11 anos², os níveis de iluminação requeridos pela via podem mudar durante este tempo e, a impossibilidade da alteração da curva de dimerização de forma remota poderia gerar problemas.

Além disso, o sistema de comunicação poderia ser utilizado para outras finalidades como medição de potência, verificação de falhas na luminária, planejamento da manutenção, dentre outros serviços. Isto iria diluir seu custo e aumentar sua atratividade econômica.

2.5 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou uma breve revisão acerca do estado da arte em sistemas de iluminação, mostrando algumas de suas características, bem como suas particularidades. Foi apresentado um quadro atual da iluminação pública no Brasil, bem como sua importância no cenário energético nacional.

¹ Controle da intensidade luminosa.

² Cálculo feito considerando que a luminária ficará ligada durante 12 horas diárias.

Neste capítulo também foram discutidas questões sobre a resposta dinâmica do olho, e como esta varia devido a diferentes regimes de iluminação. Foram destacadas questões sobre a diferença das condições de percepção do olho humano em ambientes altamente iluminados para ambientes com pouca iluminação. Esta análise mostrou que o sistema visual humano é mais sensível às fontes luminosas que emitem radiação branca. Ademais, foi mostrado também que o IRC contribui para a diferenciação de objetos, principalmente em condições de baixo contraste.

A seção 2.3 deste capítulo trouxe uma análise qualitativa acerca da atratividade econômica da tecnologia LED. Foi possível observar através da avaliação feita, que a vida útil da tecnologia supracitada possui grande influência sobre a viabilidade econômica do sistema LED. Mostrou-se também a correlação entre a vida útil do sistema e o emprego de capacitores eletrolíticos nos *drivers* das luminárias LED. Sendo assim, um projeto que evite a utilização deste tipo de capacitor é altamente desejável para o sucesso da tecnologia.

Foram levantadas questões de como a eficácia luminosa da fonte pode ser um parâmetro que omita a real eficiência do sistema de iluminação. Uma avaliação mais criteriosa deve levar em consideração a eficácia da fonte (i.e., da lâmpada de sódio ou módulo de LEDs) e a eficiência da luminária e do sistema de acionamento (i.e., reator ou driver). No caso mais específico do *driver* de LEDs, é interessante que este dispositivo tenha uma eficiência de no mínimo 85% (típica de um reator eletromagnético) para que a comparação neste quesito não favoreça a tecnologia VSAP. Outro fator que deve ser considerado para o projeto de sistemas de IP é a dispersão do fluxo luminoso devido ao sistema óptico da luminária. No que tange este parâmetro, geralmente sistemas de VSAP têm uma dispersão maior do fluxo luminoso, iluminando lugares indesejáveis e causando poluição luminosa. Já luminárias que utilizam LED possuem uma dispersão menor, uma vez que é possível concentrar a maior parte do fluxo na via. Isso faz com que seja possível a utilização de luminárias LED com menor fluxo luminoso nominal para que se mantenha um mesmo nível de iluminamento.

Por fim foram analisadas as questões acerca da utilização de técnicas inteligentes em sistemas de iluminação pública de estado sólido. Através de uma breve avaliação qualitativa, foi possível perceber que a inclusão de funcionalidades no *driver*, como por exemplo, um sistema de controle da intensidade luminosa, pode aumentar a atratividade econômica da tecnologia.

3 ESTUDO DAS CARACTERÍSTICAS DOS DIODOS EMISSORES DE LUZ

3.1 LEDS COMO FONTES DE LUZ

Os diodos emissores de luz são dispositivos formados por duas camadas semicondutoras, uma do tipo P e outra do tipo N. Seu princípio de funcionamento é ilustrado pela Figura 14.

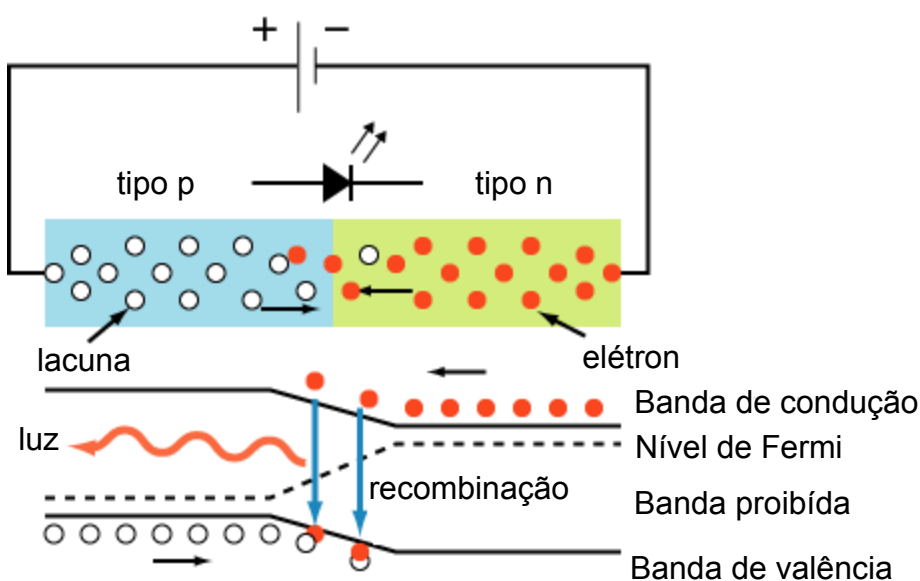


Figura 14. Funcionamento de um LED.

Quando a junção P-N é polarizada diretamente, ocorre um fluxo de elétrons e lacunas. Quando o elétron possui energia suficiente para atravessar a junção PN, ele passa da camada de condução para a camada de valência, recombinando-se com uma lacuna. Como há uma diferença de energia entre a camada condução e a camada de valência, este processo libera energia em forma de calor e luz. O comprimento de onda da radiação resultante irá depender dos materiais que foram usados na dopagem do semicondutor, uma vez que estes influenciam na diferença de energia entre as camadas de condução e valência. É possível depreender desta análise que a luz emitida por um LED tem uma relação muito estreita com a corrente que circula pelo mesmo, sendo assim, é possível afirmar que o fluxo luminoso produzido por um LED é diretamente proporcional à corrente média que circula pelo mesmo.

Conforme comentado no capítulo 2, o LED só se tornou viável para aplicações em iluminação quando foi descoberta, em meados da década de 1990, a possibilidade de se gerar

luz branca a partir deste dispositivo. Existem basicamente duas formas de se obter luz branca através deste semiconductor: utilizando uma camada de fósforo no invólucro do LED ou utilizando dispositivos RGB.

Nos PC-LEDs, são utilizados semicondutores que emitem radiação com comprimento de onda em torno dos 470 nm (*i.e.*, luz azul) e uma cobertura de fósforo em seu invólucro. Quando os fótons passam pela cobertura supracitada, ocorre um deslocamento no comprimento de onda de parte da radiação original, fazendo com que seja gerada luz com comprimentos de onda maiores, dando origem a uma radiação resultante na cor branca. Este funcionamento é ilustrado na Figura 15. É importante ressaltar que a composição de fósforo inserida no invólucro é responsável por determinar características como a temperatura correlata de cor (TCC)¹, o índice de reprodução de cor (IRC) e a eficácia luminosa (RODRIGUES, *et al.*, 2011a).

A Figura 16 mostra a curva de densidade espectral relativa resultante da utilização de um LED que utiliza os fenômenos de eletroluminescência do semiconductor InGaN e de fosforescência do fósforo YAG:Ce.

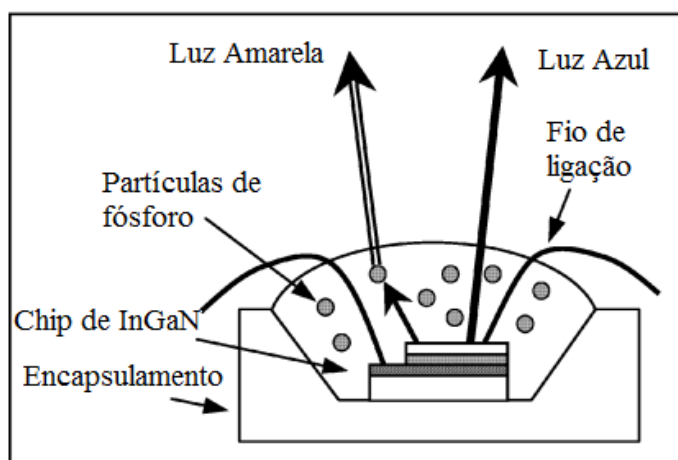


Figura 15. Funcionamento de um PC-LEDs (SHUR; ZUKAUSKAS, 2005).

Outra forma de se obter luz branca a partir do método PC é utilizando a técnica BSY+vermelho. No entanto, esta tecnologia, assim como a técnica que utiliza LEDs RGB para geração de luz branca, possui problemas de custo, complexidade e controle e, portanto, não

¹ Temperatura correlata de cor é a temperatura que um corpo negro ideal deveria atingir para emitir uma radiação de cor similar a da fonte de luz em análise.

será abordada neste trabalho. Ademais, atualmente a maior parte dos LEDs brancos utiliza a tecnologia PC (SCHUBERT, 2003).

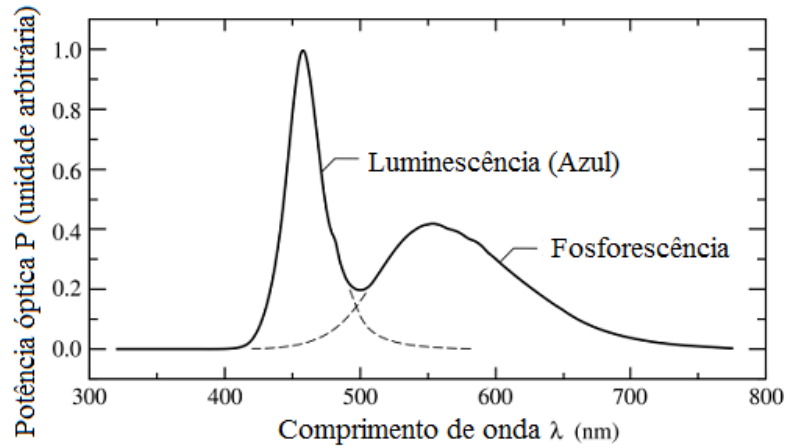


Figura 16. Curva de densidade espectral de potência de um PC-LED (SCHUBERT, 2003) .

Os LEDs que são produzidos com a finalidade de serem aplicados em iluminação são chamados de LEDs de alto brilho. Estes dispositivos ainda podem ser subdivididos em duas categorias: os que funcionam em níveis elevados de potência (correntes típicas acima de 300 mA) e os de baixa potência (correntes de até 50 mA). A Figura 17 apresenta o aspecto físico de dispositivos comerciais destas duas tecnologias.



Figura 17. LED HP à esquerda e HB à direita.

A capacidade de os LEDs de potência suportarem maiores níveis de corrente deve-se ao fator de possuírem uma estrutura de dissipação muito mais eficiente do que nos dispositivos de baixa potência. Normalmente, o encapsulamento dos LEDs de alta potência possui uma resistência térmica de 6 a 12 K/W, contra os típicos 250 K/W dos dispositivos de baixa potência (RODRIGUES, *et al.*, 2011a). A Figura 18 mostra as diferenças construtivas destes semicondutores.

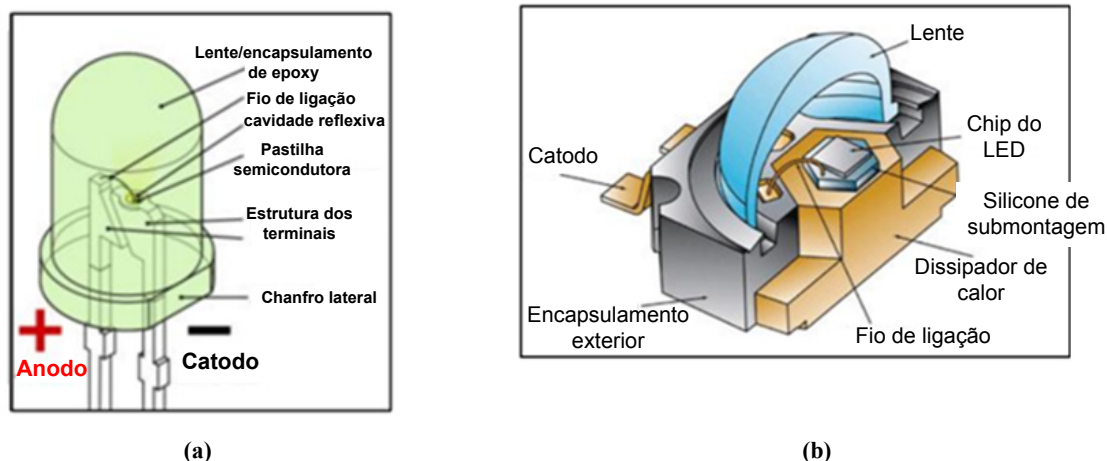


Figura 18. Encapsulamento dos LEDs: (a) LED HB e (b) LED HP.

Como foi mostrado em (HUI; QIN, 2009) e (BENDER, *et al.*, 2013), a qualidade da dissipação térmica do dispositivo está diretamente associada aos parâmetros fotométricos, tais como fluxo luminoso e eficácia luminosa. Destarte, os LEDs de alta potência geralmente possuem uma eficácia luminosa maior, além de possuírem um fluxo luminoso maior por dispositivo. Isto faz com que este tipo de LED seja o mais indicado para a aplicação em iluminação pública.

3.2 INFLUÊNCIA DA FORMA DE ONDA DE CORRENTE SOBRE A FOTOMETRIA DO LED

Como mencionado na seção anterior, o fluxo luminoso emitido por um LED tem relação direta com a corrente que circula por este dispositivo. Devido a isto, um *driver* para LEDs deve ser capaz de controlar a corrente dos dispositivos, de modo que seja possível ter controle sobre o fluxo luminoso da luminária.

Portanto, uma investigação acerca da correlação entre a corrente circulante no LED e o fluxo luminoso emitido por este dispositivo se faz necessária. Através desta análise será possível criar um conjunto de especificações para a corrente de saída, que por sua vez serão utilizadas como base para o projeto do conversor que será proposto neste trabalho.

Na próxima seção será apresentada uma análise acerca do desempenho fotométrico dos LEDs quando estes são submetidos a uma corrente que possui um nível CC somado a uma componente CA com diferentes amplitudes e o dobro da frequência da tensão da rede. A importância destes estudos será esclarecida no Capítulo 4, que mostra que em aplicações onde

o *driver* dos LEDs é alimentado a partir da rede elétrica, o *ripple*¹ de corrente nos dispositivos possui esta característica (*i.e.*, um nível CC + uma componente com 2 vezes a frequência da rede). Ademais, será mostrado que esta ondulação de corrente está diretamente associada ao tamanho do capacitor do circuito de acionamento. Logo, a metodologia de projeto deste componente terá como base as análises apresentadas neste capítulo.

Por outro lado, uma vez que é propósito deste trabalho a utilização de um sistema de controle de intensidade luminosa, uma avaliação acerca da resposta fotométrica dos LEDs devido à técnica de dimerização utilizada também se faz necessária. Neste contexto, foram avaliadas as estratégias de controle de luminosidade por variação da amplitude da corrente (AM) e pela variação da largura de pulso (PWM).

3.2.1 Estudo Acerca da Variação do Fluxo Luminoso do LED Mediante a Variação do *Ripple* de Corrente

Conforme mostrado por ALMEIDA et. al. (2011c), o fluxo luminoso emitido por um LED não depende apenas do valor médio da corrente que circula por este, mas também da forma de onda de corrente, que é responsável por mudanças nas características fotométricas deste dispositivo. No referido trabalho também foi mostrado que formas de onda com variações mais suaves na corrente instantânea produzem uma queda de fluxo luminoso menos significativa do que em formas de onda cuja derivada da corrente é elevada.

Para a verificação da influência da ondulação de 120 Hz na corrente dos LEDs foi utilizado um grupo de 56 dispositivos fabricados com chip Epileds, arranjados em série e montados em dois dissipadores de alumínio com 28 unidades cada. A Figura 19 mostra um dos módulos utilizados. É importante ressaltar que o arranjo de LEDs avaliado neste ensaio foi o mesmo utilizado para a construção da luminária proposta neste trabalho.

A Figura 20 mostra o sistema experimental utilizado para verificar o desempenho fotométrico destes dispositivos perante a variações na ondulação de corrente de baixa frequência dos dispositivos.

¹ Ondulação de corrente.

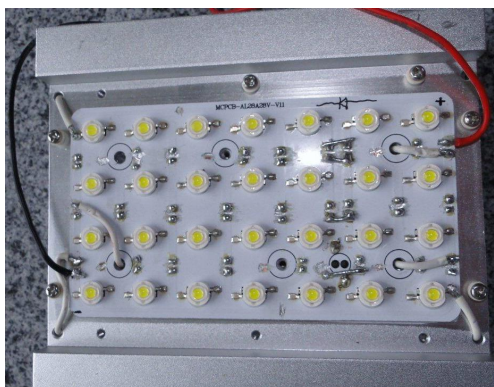


Figura 19. Um dos arranjos de LEDs utilizado para os experimentos.

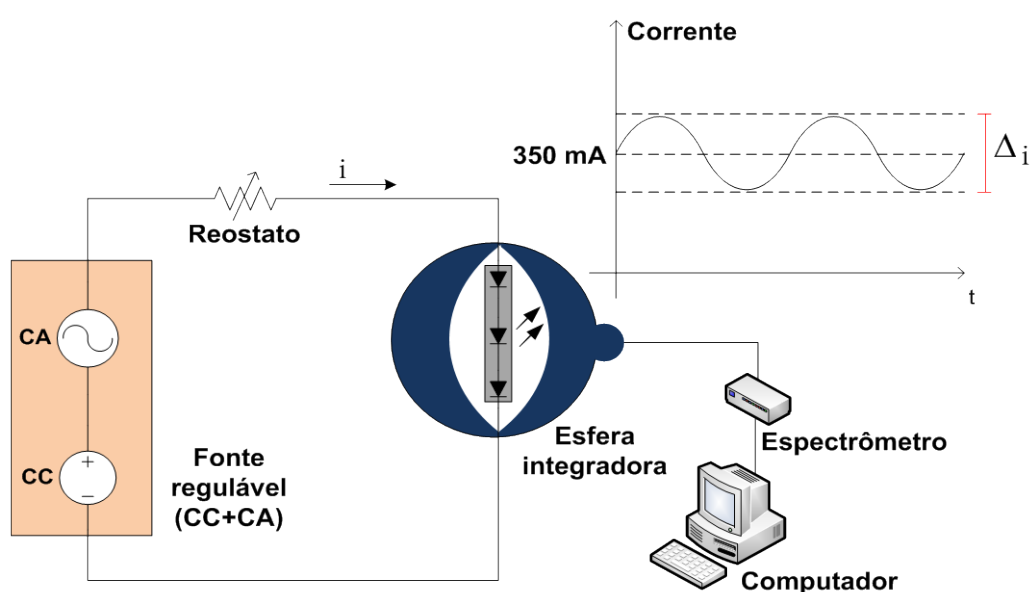


Figura 20. Arranjo experimental para medição das relações entre os parâmetros fotométricos do LED e o *ripple* de corrente que circula por este.

O experimento consistiu em fazer fluir pelos LEDs uma corrente CC com valor médio de 350 mA e uma componente CA de 120 Hz com amplitude variável. Primeiramente, foi feito o ensaio em corrente nominal com *ripple* nulo no intuito de se obter os parâmetros nominais deste conjunto de dispositivos. A Tabela 4 resume estas características.

Tabela 4. Parâmetros nominais medidos no experimento

Corrente média	Tensão média	Fluxo	Potência	Eficácia (lm/W)
349,2 mA	179,36 V	3226 lm	62,63 W	51,5

A seguir, foram feitas diversas medidas variando o *ripple* de corrente nos LEDs de 0 a 200 % em relação ao nível CC, sempre mantendo a mesma corrente média (350 mA). Uma

curva mostrando a variação do fluxo luminoso conforme a variação do *ripple* de corrente nos dispositivos foi então construída e está mostrada na Figura 21. Note que, no intuito de facilitar a compreensão do gráfico, os valores obtidos foram normalizados com base nos dados da Tabela 4.

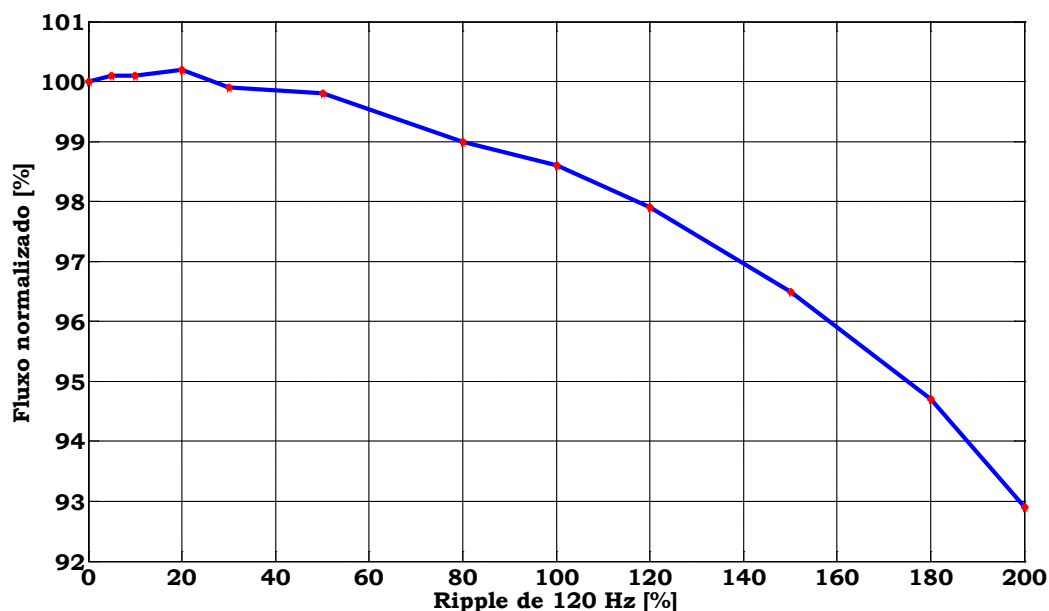


Figura 21. Fluxo normalizado para diversos valores de *ripple* de corrente.

A curva de fluxo normalizado (Figura 21) pode ser aproximada a partir de uma equação polinomial de quarto grau, mostrada em (3.1).

$$\phi(\Delta i) = -0,0079\Delta i^4 + 0,0269\Delta i^3 - 0,0459\Delta i^2 + 0,012\Delta i + 1 \quad (3.1)$$

Pode-se constatar pela análise da Figura 21 que o fluxo luminoso dos LEDs reduz apenas 1% em relação ao nominal quando a corrente destes dispositivos possui um *ripple* de 80%.

De forma a complementar este ensaio, foi realizado um experimento a fim de se verificar o impacto do *ripple* de 120 Hz na característica de cromaticidade do arranjo de LEDs. Desta forma, foi traçada uma curva com o comportamento das coordenadas cromáticas conforme o nível de ondulação da corrente nos dispositivos. Esta curva pode ser verificada na Figura 22.

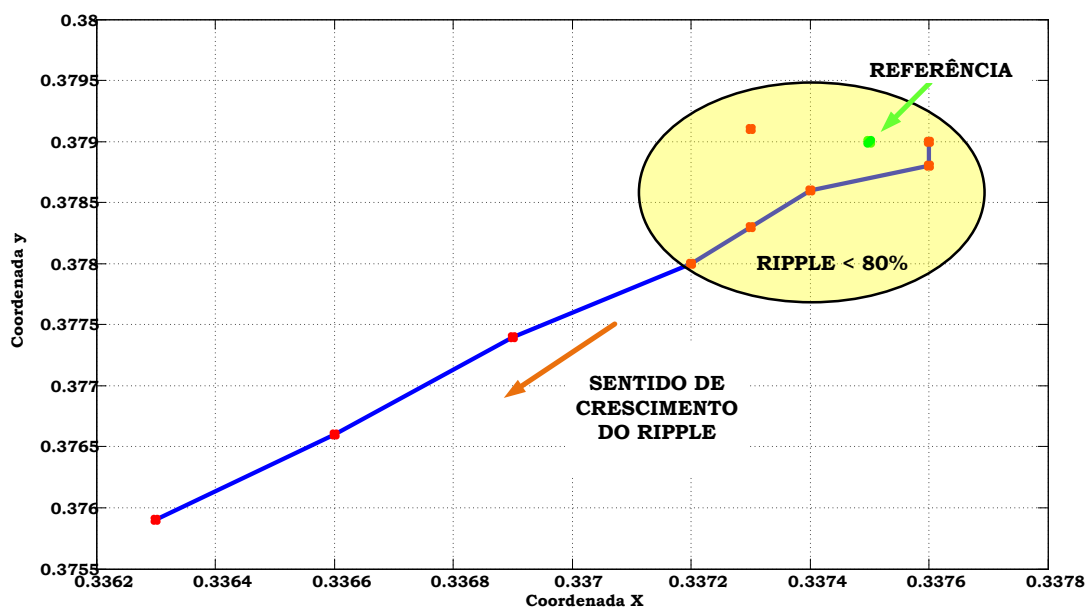


Figura 22. Deslocamento das coordenadas cromáticas com o aumento do ripple de corrente.

Pela Figura 22 pode-se constatar que, quanto ao desvio de cor, percebe-se que existe uma tendência de deslocamento em direção ao azul com o aumento da ondulação de corrente. Todavia, para valores inferiores a 80% de *ripple*, o desvio não é significativo.

Portanto, as constatações desta seção mostram que os LEDs suportam condições de elevados valores de *ripple* sem sofrerem alterações significativas no desempenho fotométrico.

3.2.2 Estudo das Características Fotométricas Devido ao Tipo De Dimerização

Como explicado no Capítulo 2, a utilização de um sistema de controle da intensidade luminosa (SCIL) pode aumentar significativamente a atratividade dos sistemas de iluminação de estado sólido.

Na literatura estão presentes algumas estratégias que podem ser utilizadas no SCIL. As mais conhecidas são a dimerização AM, que altera a potência entregue à carga através da variação do valor médio de corrente e a dimerização PWM, cujo o mecanismo de variação do valor médio de corrente é uma onda quadrada com valor de pico constante e com razão cíclica variável.

A fim de verificar o desempenho fotométrico dos LEDs para cada uma destas técnicas de dimerização, foi feito um ensaio em laboratório avaliando as características do fluxo luminoso e das coordenadas cromáticas para cada uma das estratégias supracitadas.

A Figura 23 mostra a variação do fluxo luminoso com a variação da potência de saída do conversor para cada uma das técnicas de dimerização (nível de dimerização). A partir

desta figura é possível ver que a linearidade da técnica PWM é superior à técnica AM, uma vez que, quando o controle da potência luminosa é feito pela modulação da largura de pulso, o fluxo luminoso aumenta de maneira diretamente proporcional com o nível de dimerização. Isto mostra que o controle de potência em um conversor com dimerização AM não possui relação direta ao controle de intensidade luminosa do sistema.

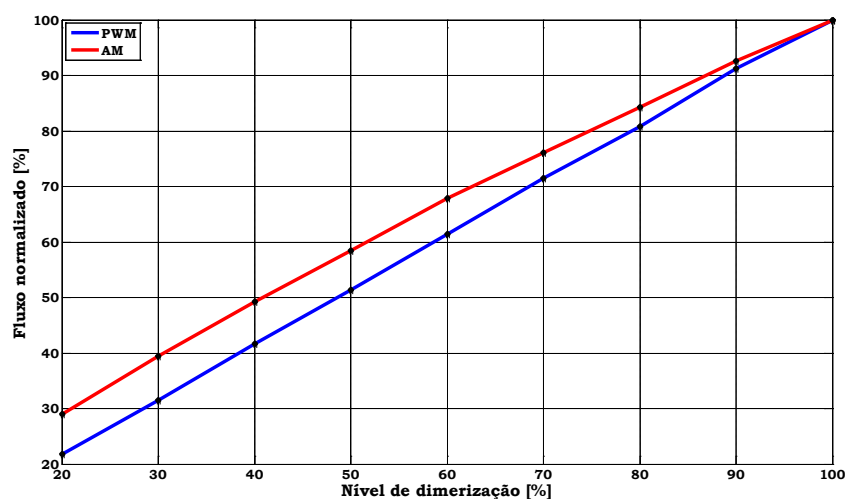


Figura 23. Variação do fluxo luminoso com a potência de saída do conversor.

A Figura 24 mostra o comportamento das coordenadas cromáticas mediante a utilização de cada uma das técnicas.

Os resultados mostram que quando a técnica AM é utilizada, uma acentuada variação das coordenadas cromáticas pode ser percebida. Por outro lado, a técnica PWM garante uma boa estabilidade cromática.

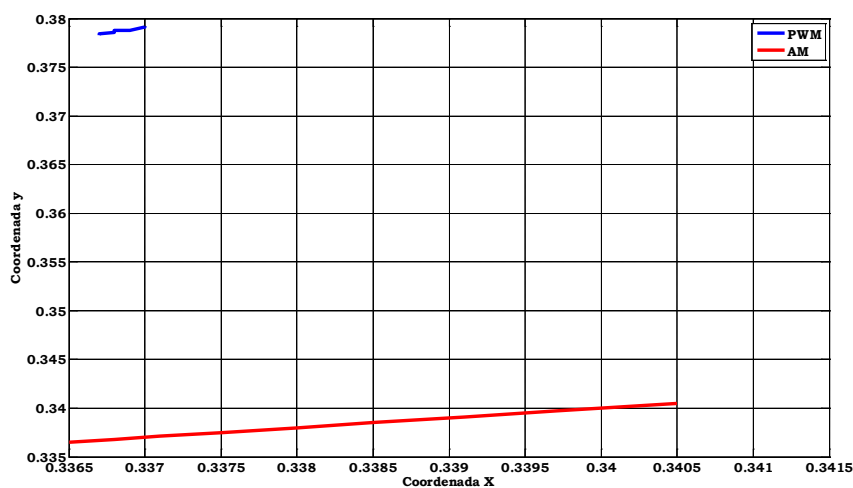


Figura 24. Variação das coordenadas cromáticas conforme a técnica utilizada.

3.3 MODELO ELÉTRICO DA CARGA

Outra informação importante para o estudo dos conversores eletrônicos aplicados a sistemas de iluminação de estado sólido é a modelagem elétrica da carga. Esta modelagem será peça fundamental no projeto do driver proposto neste trabalho, pois é a partir do modelo equivalente mostrado nesta seção que o desenvolvimento teórico da topologia proposta é feito.

Como foi mostrado em (SCHUBERT, 2003), o diodo emissor de luz pode ser representado pela equação de Shockley modificada, onde se insere um efeito de uma resistência série, como segue:

$$V_{LED}(I_{LED}) = \frac{n_i k_B T_j}{q_e} \ln\left(\frac{I_{LED}}{I_s}\right) + R_s I_{LED} \quad (3.2)$$

Na equação (3.2), n_i representa uma constante de idealidade, T_j é a temperatura de junção, R_s é a resistência série do LED e I_s é a corrente de saturação de polarização reversa. A constante k_B é a constante de Boltzmann ($1,3806504 \times 10^{-23}$ J/K) e q_e é a carga elementar do elétron ($1,602176487 \times 10^{-19}$ C).

É importante ressaltar que a equação (3.2) representa o modelo elétrico completo do LED. Contudo, é possível linearizar esta equação em torno do ponto de operação, o que resulta em um modelo útil para análises de topologias de conversores para o acionamento de LEDs. Este modelo linearizado mostra que o LED pode ser representado por uma fonte de tensão constante com um diodo ideal e uma resistência série. A equação (3.3) representa o modelo linearizado das relações de tensão e corrente no LED.

$$V_{LED}(I_{LED}) = V_t + r_d I_{LED} \quad (3.3)$$

Na equação (3.3), V_t representa a tensão de limiar do dispositivo e r_d é a resistência dinâmica do LED. A Figura 25 mostra a representação do LED segundo seu modelo simplificado.

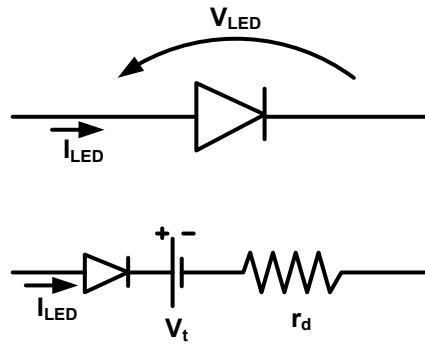


Figura 25. Modelo do linear do LED.

A fim de avaliar as características apresentadas nesta seção, foi realizado um ensaio com um LED OSRAM LUW-W5PM Golden Dragon. Para este LED, a constante $(n_i k_B T_j q_e)^{-1}$ é igual a 165 mV, I_S possui o valor de 2,3 nA e R_S vale 412 m Ω (ALMEIDA, *et al.*, 2011c). A Figura 26 mostra as curvas do modelo Schockley modificado, do modelo linear e os pontos obtidos experimentalmente.

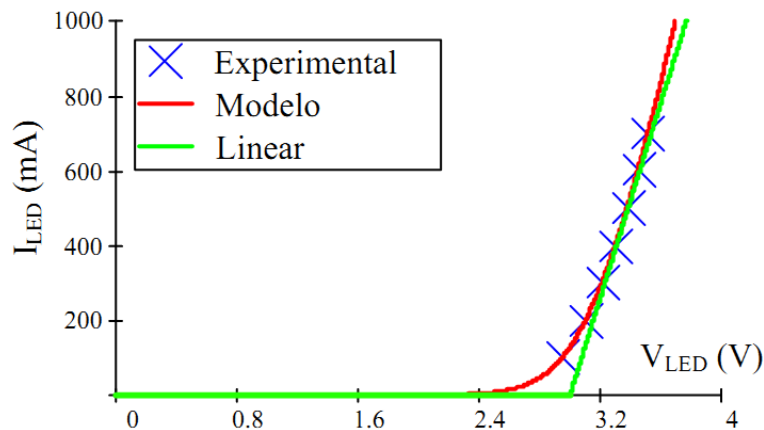


Figura 26. Comparação entre os modelos Schockley e linear, bem como os pontos levantados experimentalmente. (ALMEIDA, 2012a).

Os parâmetros do modelo linear levantados experimentalmente para este LED foram $V_t = 3V$ e $r_d = 769 \text{ m}\Omega$. A partir da Figura 26 pode-se ver que para uma operação em torno da corrente nominal (i.e., 350 mA) o modelo linearizado representa uma boa aproximação.

O mesmo experimento foi realizado com os módulos de LEDs que foram utilizados para o projeto do conversor proposto neste trabalho. Os parâmetros obtidos para dois módulos semelhantes ao da Figura 19 foram $V_t = 145 \text{ V}$ e $r_d = 98,4 \Omega$. Estes valores serão utilizados na seção de projeto do conversor.

3.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi feito um estudo sobre as características dos LEDs utilizados em iluminação. O objetivo deste estudo era estabelecer uma relação entre o fluxo luminoso emitido pelos dispositivos com as grandezas de tensão e corrente dos destes. Esta relação serve como base para o desenvolvimento do projeto do conversor eletrônico proposto neste trabalho.

Primeiramente foram mostradas algumas características físico-químicas dos diodos emissores de luz, bem como seu princípio de funcionamento. A partir da apresentação destas características, foi possível correlacionar a corrente elétrica que circula por estes dispositivos com o fluxo luminoso emitido por estes.

Tendo em vista que o conversor proposto é alimentado a partir da rede elétrica, foi realizado um ensaio submetendo os LEDs a correntes com valores de *ripple* de baixa frequência variáveis. Este ensaio teve o intuito de avaliar como o fluxo luminoso destes dispositivos se comporta perante a alteração da ondulação de baixa frequência. Foi mostrado que os LEDs suportam valores elevados de *ripple* sem que suas características fotométricas fossem alteradas de forma significativa.

Neste capítulo também foram avaliadas duas técnicas de controle de intensidade luminosa de diodos emissores de luz. Através da análise experimental realizada, foi possível constatar que a técnica PWM foi muito superior à estratégia de controle de potência utilizando a alteração no pico de corrente.

Por fim, na seção 3.3 foi obtido o modelo elétrico equivalente dos dispositivos. Foi mostrado um modelo linear simplificado que representa a carga de forma satisfatória, o qual pode ser utilizado para o equacionamento do conversor.

4 SOLUÇÕES PARA ACIONAMENTO DE LEDS EM ILUMINAÇÃO PÚBLICA

Nos capítulos anteriores foram abordadas algumas questões referentes aos parâmetros necessários para o acionamento de LEDs.

Foram analisadas questões envolvendo a característica da carga, ou seja, como os LEDs podem ser modelados eletricamente. Além disso, foi mostrado como a forma de onda de corrente influencia no fluxo luminoso, que é a variável de interesse em um sistema de iluminação. Desta forma, as especificações do ponto de vista da carga estão bem definidas.

Por outro lado, um sistema eletrônico de iluminação também deve levar em consideração as exigências do ponto de vista da fonte, ou seja, possuir um conteúdo harmônico controlado em sua corrente de entrada. Neste contexto, a seção 4.1 traz uma breve revisão acerca das principais normatizações que tratam esta questão.

A partir deste estudo foi possível selecionar algumas topologias para conversores eletrônicos que atenderiam estas premissas de projeto. Logo, o conversor de acionamento deve possuir pelo menos duas características básicas: fator de potência elevado e corrente de saída controlada. Além disso, serão avaliadas algumas estratégias topológicas que podem proporcionar o controle de luminosidade nos dispositivos através da técnica PWM.

4.1 NORMAS E RECOMENDAÇÕES DE QUALIDADE DE ENERGIA

No Brasil, ainda não existem normas específicas referentes à qualidade de energia de sistemas eletrônicos de iluminação. Contudo, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) recomenda a utilização de normas da *International Electrotechnical Commission* (IEC), que são referências mundiais (ABNT, 2012). Além disso, a resolução 414 da ANEEL (ANEEL, 2010), que apesar de não regulamentar limites de fator de potência para produtos, fornece uma referência deste parâmetro para instalações elétricas que estão conectadas às redes de distribuição. Nesta resolução está definido que o fator de potência de uma instalação deverá ser superior a 0,92, indutivo ou capacitivo, sendo que o consumidor que não respeitar este limite estará sujeito a multas. Desta forma, como muitas vezes os sistemas de iluminação estão diretamente conectados às redes de distribuição e, como nestes casos, a correção do fator de potência de um grupo de equipamentos não é viável, existem normatizações que

proíbem a comercialização de dispositivos com baixo fator de potência (INMETRO, 2009; INMETRO, 2010).

Dentre as principais normas europeias referentes à qualidade de energia e aplicáveis a reatores eletrônicos para iluminação pode-se destacar a norma IEC 61000-3-2 (IEC, 2005a), que se refere aos limites de injeção de correntes harmônicas na rede para equipamentos com correntes menores que 16 A por fase. É importante ressaltar que a referida norma classifica os equipamentos em quatro classes distintas, sendo os equipamentos de iluminação enquadrados na classe C. Para esta classe, os limites de emissão de correntes harmônicas estão relacionados na Tabela 5.

Tabela 5. Limites de emissão harmônica segundo IEC-61000-3-2 (Classe C)

Ordem	Corrente máxima permitida (normalizado em relação à fundamental)
2	2 %
3	$30 \times \lambda^1$ %
5	10 %
7	7 %
9	5 %
$11 < n < 39$	3 %

Para correntes harmônicas com ordem entre 21 e 39, a norma IEC 61000-3-2 define ainda uma regra especial, que permite que existam correntes com amplitude superior aos valores da Tabela 8. Contudo, estas correntes não devem possuir um valor individual de amplitude maior que 150% (i. e. 1,5 vezes o valor limite estabelecido na Tabela 5) e o POHC do equipamento não deve ultrapassar o valor calculado pela expressão (4.1).

$$POHC = \sqrt{\sum_{n=21}^{39} I_n^2} \quad (4.1)$$

Onde n é a ordem da harmônica e I_n é a corrente harmônica de ordem n .

Portanto, uma vez que os LEDs são cargas não lineares alimentados em corrente contínua, um estágio de retificação é requerido pela aplicação. Além disso, é sabido que a topologia empregada neste estágio de conversão possui influência direta nas características da corrente de entrada. Por exemplo, caso seja utilizado um retificador com diodos e um filtro

¹ λ é o fator de potência medido.
n compreende apenas harmônicas ímpares.

capacitivo em sua saída, a corrente de entrada deste conversor chega a ter 130 % de THD e 0,6 de fator de potência (SOARES, *et al.*, 2011; ROSSETTO, TENTI, ZUCCATO, 1999), sendo inadmissível sua aplicação nas redes de distribuição.

Neste contexto, a utilização de conversores para o acionamento de LEDs com algum estágio de correção do fator de potência se torna uma característica mandatória para que estas cargas não provoquem a circulação de correntes harmônicas pelos sistemas de distribuição. Nas próximas seções deste trabalho serão mostradas algumas topologias que possuem um conteúdo harmônico da corrente de entrada que atende às normatizações de qualidade de energia e ao mesmo tempo conseguem acionar a carga com corrente controlada.

4.2 DRIVERS PASSIVOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Uma das soluções mais simplificadas e robustas para o acionamento de LEDs são os drivers passivos.

Em Hui et al. (2010), foi mostrada uma topologia passiva para acionamento de LEDs que emprega a técnica de correção de fator de potência *Valley-fill* modificada. A Figura 27 mostra a topologia proposta. É interessante notar que, devido às características do *driver* passivo proposto no trabalho supracitado, os elementos armazenadores de energia são projetados para atuar em baixa frequência, o que aumenta significativamente o volume do dispositivo. Além disso, o circuito é muito susceptível a variações da rede e da carga, o que aumenta a probabilidade de alguma falha. Apesar destes problemas, foi mostrado que o circuito de acionamento proposto possui boa eficiência e a possibilidade de projeto sem utilização de capacitores eletrolíticos. A Figura 28 mostra os resultados experimentais obtidos com um protótipo de 50 W.

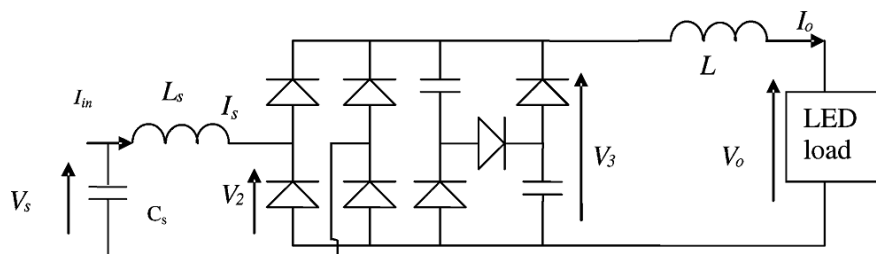
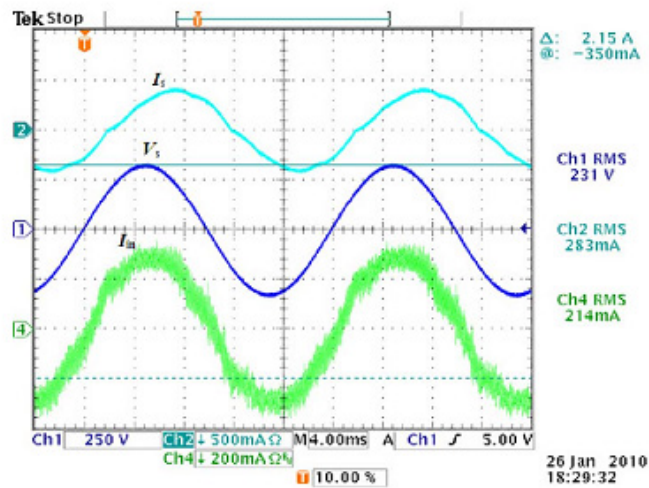
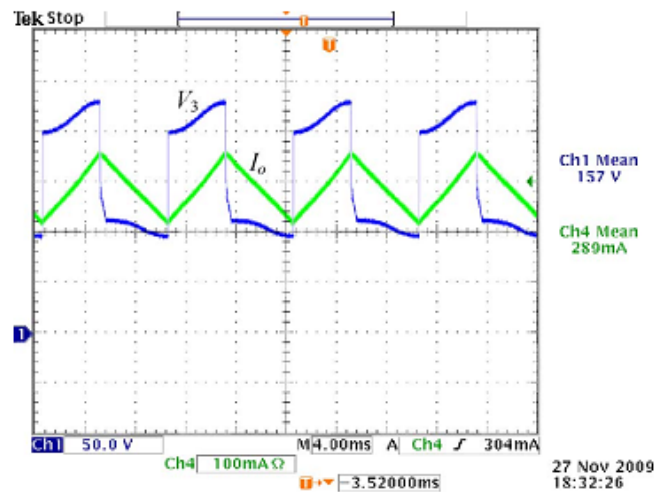


Figura 27. Driver passivo para acionamento de LEDs (HUI, *et al.*, 2010).



(a)



(b)

Figura 28. (a) Formas de onda medidas da tensão de entrada V_s , da corrente de entrada I_{in} e da corrente no indutor de entrada I_s (Escala: I_s : 0.5 A/div., V_s : 250 V/Div., and I_{in} 0.2 A/Div). (b) Formas de onda da tensão V_3 e da corrente I_o (Escala: V_3 : 50 V/div. and I_o : 0.1 A/div). (HUI, *et al.*, 2010).

Em Lee et al. (2011), foi proposta uma topologia passiva que utiliza o estágio de entrada de um reator eletromagnético para lâmpadas fluorescentes com um circuito ressonante e uma ponte de diodos para acionar os LEDs. Foi mostrado no trabalho supracitado que um fator de potência quase unitário e uma baixa distorção harmônica na entrada do conversor podem ser obtidos com a utilização deste *driver*. A Figura 29 mostra esta topologia.

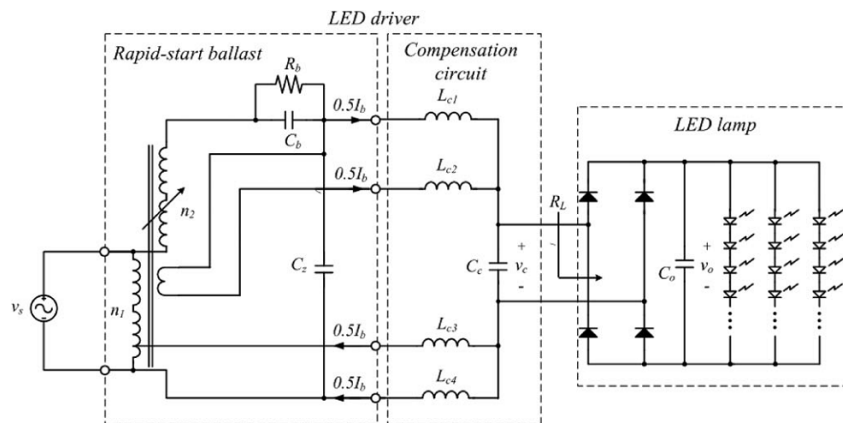


Figura 29. *Driver* para LEDs baseado em um reator eletromagnético para lâmpadas fluorescentes (LEE, KIM; RIM, 2011).

4.3 DRIVERS ATIVOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA OPERANDO EM CCM

A Figura 30 mostra o esquema simplificado de um *driver* para LEDs operando em CCM com controle por corrente média. Esta ilustração mostra que são necessárias duas malhas de controle para operação em CCM. A malha interna é responsável por garantir uma baixa distorção harmônica na entrada do conversor, uma vez que esta tentará anular o erro entre a forma de onda de tensão de entrada e a forma de onda de corrente de entrada. Já a malha externa é responsável pelo controle de corrente na carga.

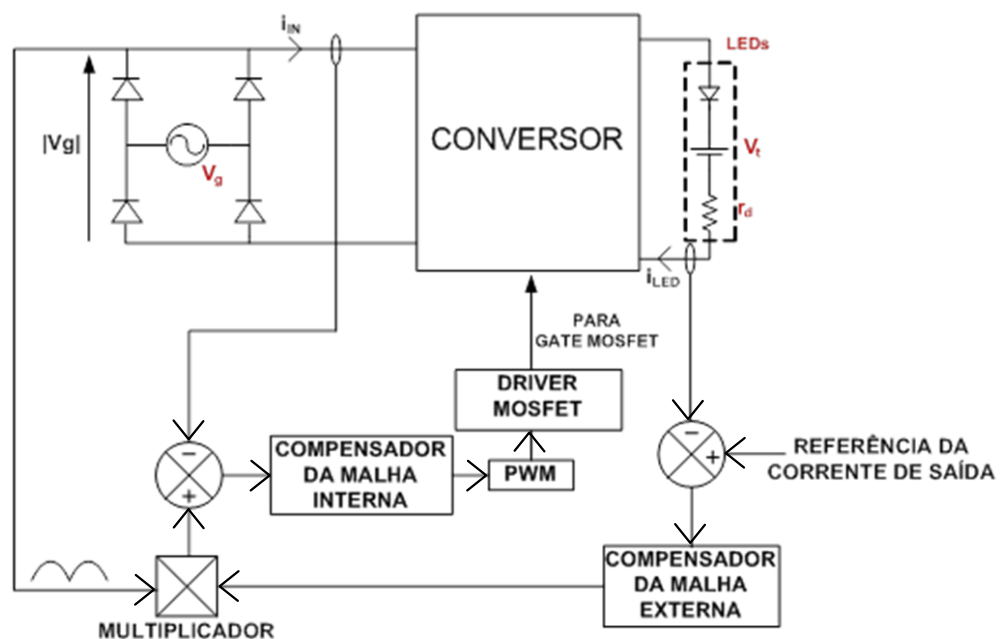


Figura 30. *Driver* para LEDs operando em CCM.

Esta técnica pode ser aplicada em diversas topologias de conversores CC-CC e possui grandes vantagens como menores esforços de corrente nos interruptores do circuito, menor *ripple* de corrente nos indutores e possibilidade de não utilização de filtro EM. Além disso, esta estratégia de acionamento permite a correção do fator de potência e controle de corrente com um único estágio. A grande desvantagem desta técnica é a complexidade do controle.

Em ALI, *et al.*, (2010) foi proposto um conversor SEPIC operando em CCM. A Figura 31 mostra o circuito proposto e as formas de onda de entrada. Note que é utilizado um CI (UC3854) para o controle do conversor.

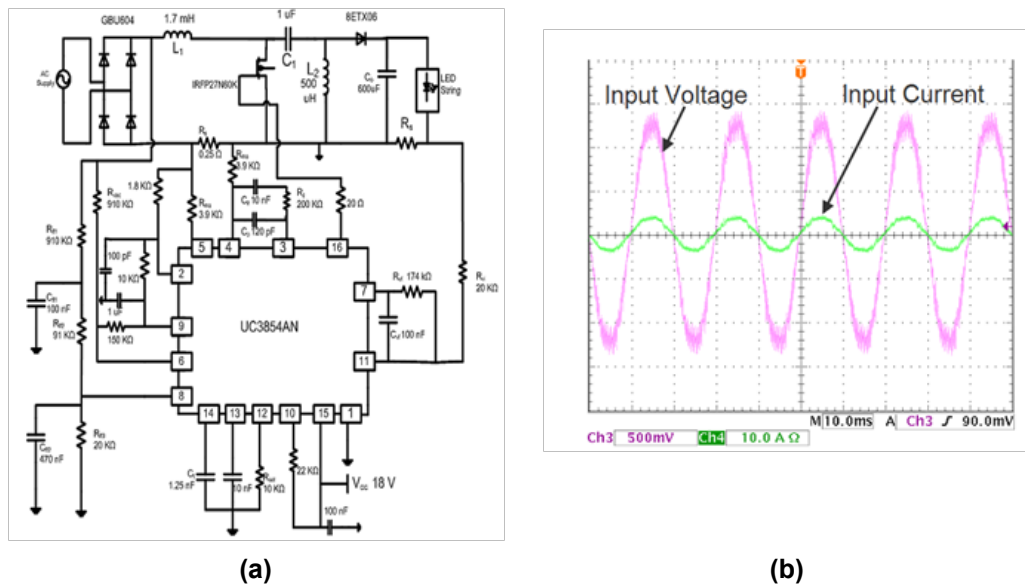


Figura 31. (a) Circuito experimental SEPIC CCM; (b) Formas de onda de entrada (ALI, *et al.*, 2010).

4.4 DRIVERS ATIVOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA NO MODO DCM

A Figura 32 mostra um diagrama simplificado de um conversor para o acionamento de LEDs operando em DCM. Como pode ser visto nesta figura, o conversor operando em DCM possui a característica de seguidor de tensão, uma vez que o valor médio instantâneo (i.e., valor médio em um período de chaveamento) da corrente de entrada acompanha a tensão da rede. Este atributo permite ao conversor drenar uma corrente da rede elétrica com baixa distorção harmônica. Note que, apesar da corrente média instantânea de entrada ser senoidal, um alto ripple de alta frequência pode ser percebido. Esta ondulação é provocada pela

operação chaveada do conversor e, portanto, um filtro EMI é requerido pela aplicação para que as harmônicas de chaveamento sejam filtradas. A seguir serão mostradas as análises das topologias básicas de conversores CC-CC atuando como PFC DCM.

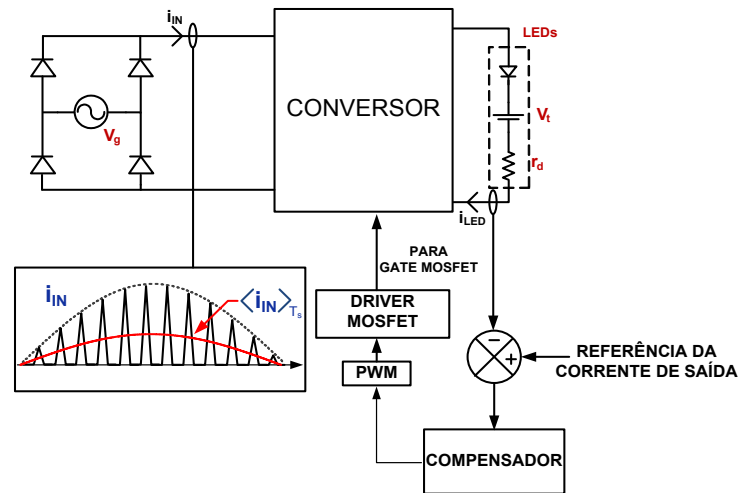


Figura 32. Driver para LEDs operando em DCM.

4.4.1 Conversores PFC DCM de Estágio Único

O conversor *buck* operando com um conversor para o acionamento de LEDs de elevado fator de potência está ilustrado na Figura 33.

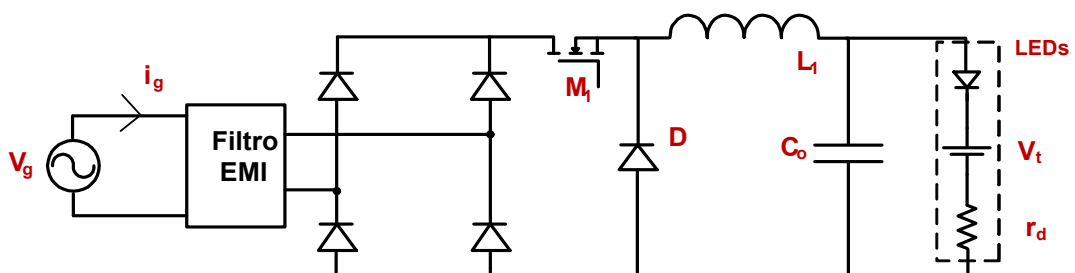


Figura 33. Conversor *buck* PFC.

Segundo Wei, et al. (1998), a corrente de entrada do conversor *buck* PFC é dada por (4.2).

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \frac{D^2 T_s}{2L} (v_g(t) - V_{LED}) \quad (4.2)$$

Como se pode ver em (4.2), quanto menor a tensão do arranjo de LEDs, melhor será o fator de potência. Isso limita a utilização do conversor *buck* para aplicações cuja a tensão do arranjo de LEDs é pequena. Além disso, é necessário um capacitor grande na saída para limitar o *ripple* de corrente nos dispositivos. A grande vantagem deste conversor é sua simplicidade, já que este driver utiliza um número reduzido de componentes.

A Figura 34 mostra as formas de onda típicas de um conversor *buck* PFC operando no modo de condução descontínua. Estes resultados foram obtidos a partir de uma simulação do circuito da Figura 33 com os parâmetros mostrados na Tabela 6.

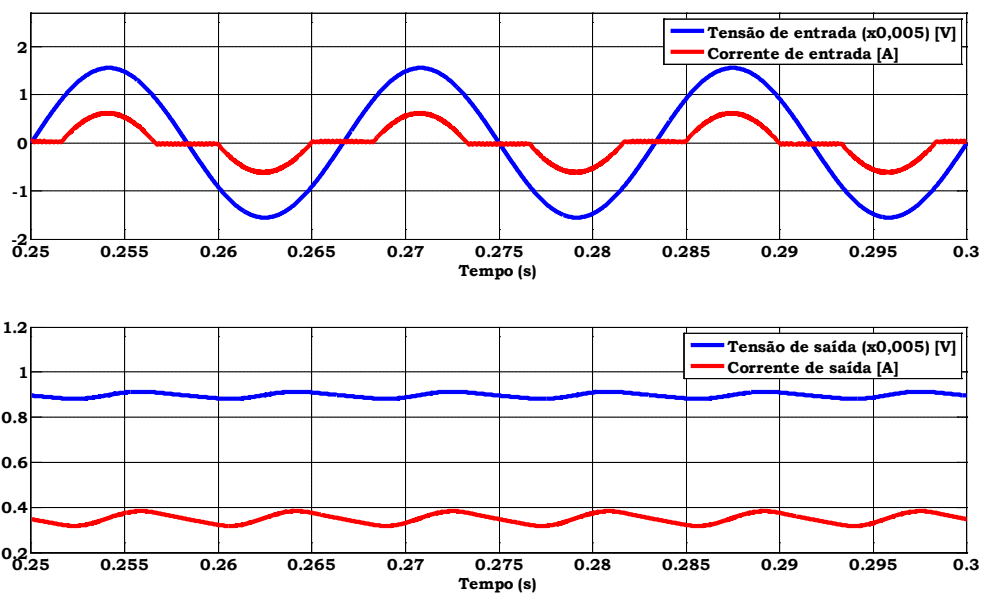


Figura 34. Formas de onda típicas do conversor *buck* PFC.

Tabela 6. Parâmetros de simulação do conversor *buck* PFC

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	$311 \text{ sen}(377t) \text{ V}$
Filtro EMI	$L_f = 5 \text{ mH} ; C_f = 220 \text{ nF}$
L_1	$100 \text{ } \mu\text{H}$
C_o	$220 \text{ } \mu\text{F}$
r_d	$98,4 \text{ } \Omega$
V_t	145 V
I_o	350 mA
Frequência de chaveamento	70 kHz
Razão cíclica	$0,24$

O conversor *boost* PFC está representado na Figura 35. De acordo com Wei, *et al.* (1998), a corrente de entrada do conversor *Boost* é dada por (4.3).

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \frac{D^2 T_s}{2L} \left(\frac{v_g(t) V_o}{V_o - v_g(t)} \right) \quad (4.3)$$

Pela análise da equação (4.3) é possível verificar que quanto maior for a tensão de saída do conversor, mais a corrente média na entrada irá se aproximar de uma forma de onda senoidal pura. Por outro lado, em aplicações de iluminação pública, os conversores geralmente são alimentados com uma tensão eficaz de 220 V, logo, a tensão nos LEDs terá que ser bem superior a 311 V (*i.e.*, valor de pico da tensão de entrada) para que um elevado fator de potência seja atingido, demandando a associação em série de diversos dispositivos. Com isso, da mesma forma que ocorreu com o conversor *buck*, o nicho de aplicações do conversor *boost* em topologias de estágio único¹ é reduzido. No entanto, a aplicação do conversor *boost* PFC como estágio de entrada de um conversor para o acionamento de LEDs multiestágios pode ser encontrada em alguns trabalhos na literatura (ALMEIDA, *et al.*, 2013; ALMEIDA, *et al.*, 2012b; CHENG, 2011). Pode-se citar como vantagens do conversor *boost* o fato do mesmo possuir tanto a chave como a saída compartilhando referência.

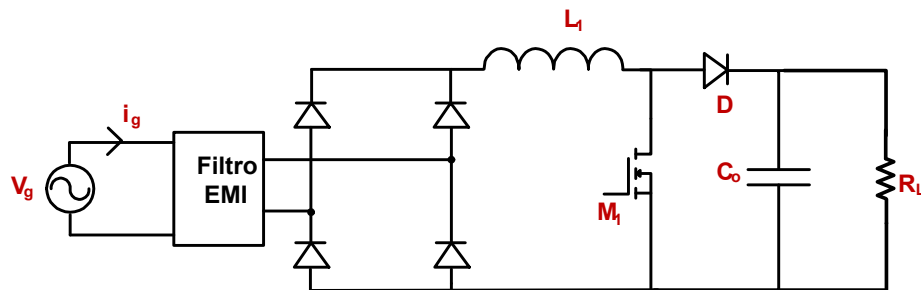


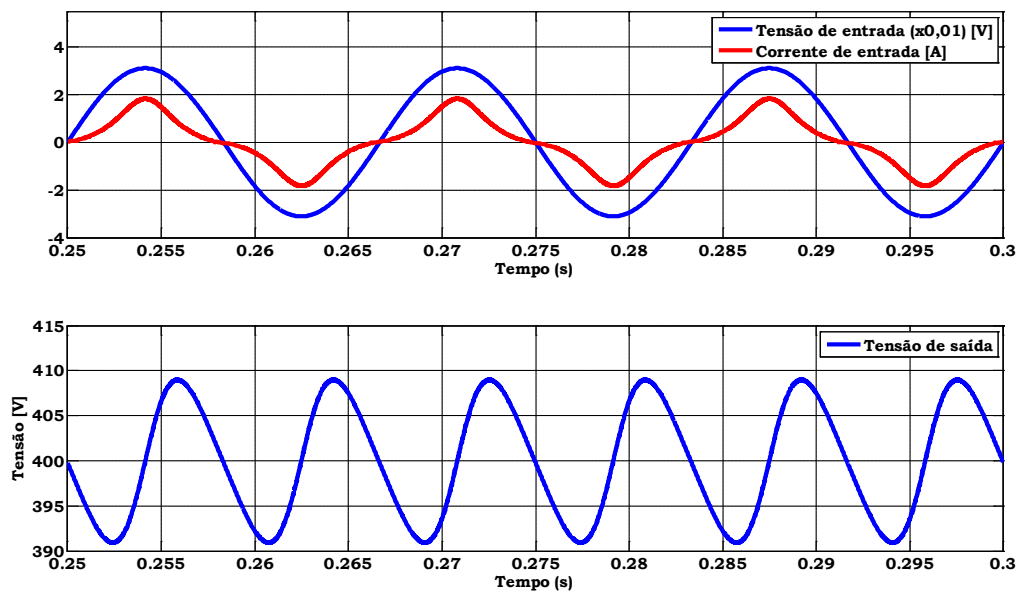
Figura 35. Conversor *Boost* PFC.

A Figura 36 mostra as formas de onda típicas de um conversor *boost* PFC operando no modo de condução descontínua. Estes resultados foram obtidos a partir de uma simulação do circuito da Figura 35 com os parâmetros mostrados na Tabela 7.

¹ São conversores eletrônicos que integram as funções de correção de fator de potência e controle de potência na carga com apenas um estágio de conversão.

Tabela 7. Parâmetros de simulação do conversor *boost* PFC.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	$311 \text{ sen}(377t) \text{ V}$
Filtro EMI	$L_f = 5 \text{ mH} ; C_f = 220 \text{ nF}$
L_1	$350 \text{ } \mu\text{H}$
C_o	$100 \text{ } \mu\text{F}$
R_L	$800 \text{ } \Omega$
V_o	400 V
Frequência de chaveamento	70 kHz
Razão cíclica	$0,235$

Figura 36. Formas de onda típicas do conversor *boost* PFC.

A Figura 37 mostra o conversor buck-*boost* operando como um circuito para o acionamento de LEDs a partir da rede. Diferentemente dos conversores citados anteriormente, o conversor buck-*boost* não tem restrição no que se refere à tensão no arranjo de LEDs, pois este conversor apresenta as características tanto de elevação, quanto de diminuição da tensão de entrada. Conforme mostrado em Wei, *et al.*, (1998), a corrente média de entrada do conversor buck-*boost* é dada por (4.4).

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \frac{D^2 T_s}{2L} v_g(t) \quad (4.4)$$

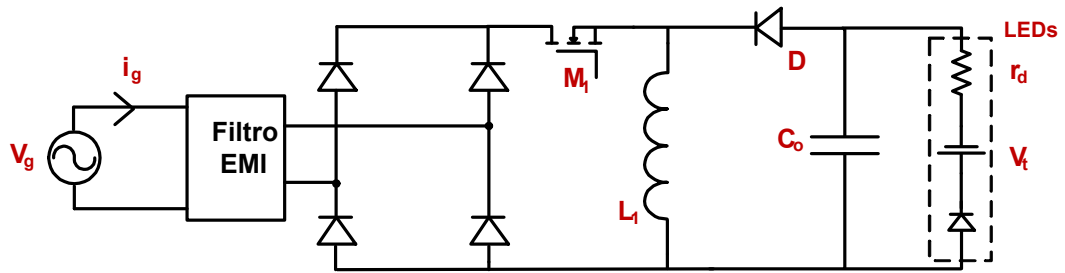


Figura 37. Conversor buck-boost PFC.

A equação (4.4) mostra que o conversor buck-boost possui uma forma de onda senoidal independente da tensão da carga. A Figura 36 mostra as formas de onda típicas de deste conversor. Estes resultados foram obtidos a partir de uma simulação do circuito da Figura 37 com os parâmetros mostrados na Tabela 8.

Tabela 8. Parâmetros de simulação do conversor buck-boost DCM PFC

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	$311 \text{ sen}(377t) \text{ V}$
Filtro EMI	$L_f = 5 \text{ mH} ; C_f = 220 \text{ nF}$
L_1	$300 \text{ } \mu\text{H}$
C_o	$220 \text{ } \mu\text{F}$
r_d	$98,4 \text{ } \Omega$
V_t	145 V
I_o	350 mA
Frequência de chaveamento	70 kHz
Razão cíclica	$0,236$

Apesar de possuir uma característica da corrente de entrada interessante, o conversor buck-boost operando em DCM possui dois problemas que devem ser ressaltados. A primeira questão é que, por se tratar de um conversor de estágio único, existem poucos elementos armazenadores de energia para processar o desbalanço entre as potências de entrada e saída do circuito. Devido a isto, normalmente um capacitor de alta capacitância é requerido para que a corrente de saída não apresente uma ondulação demasiada.

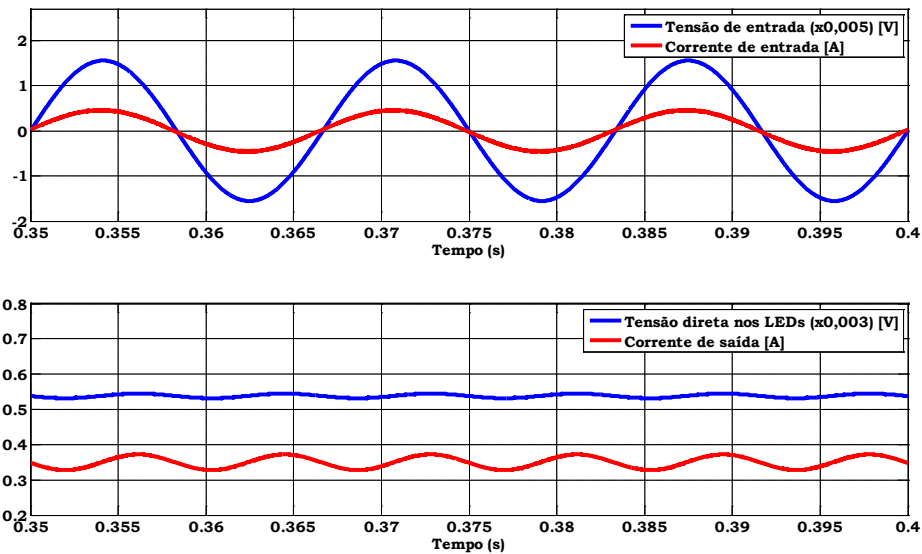


Figura 38. Formas de onda típicas do conversor *buck-boost* PFC.

Outro problema que o conversor *buck-boost* possui é a geração de interferência eletromagnética, uma vez que a corrente de entrada desta topologia possui um elevado *ripple* de alta frequência, conforme pode ser observado pela Figura 39.

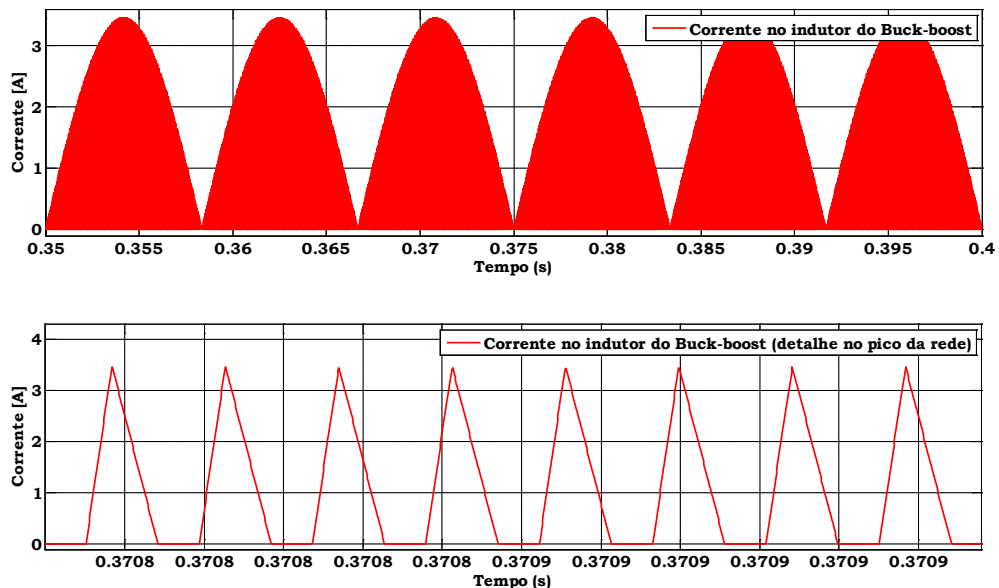


Figura 39. Forma de onda no indutor do *buck-boost* PFC.

A utilização de conversores de quarta ordem (Ćuk, Sepic, Zeta) operando em DCM pode ser uma alternativa para o acionamento de LEDs a partir da rede elétrica, uma vez que estas topologias possuem uma excelente característica para correção de fator de potência, boa dinâmica e filtro EMI reduzido se comparado ao do conversor *buck-boost*.

Apesar do problema da utilização de capacitâncias de filtragem mais elevadas, a análise destes conversores se torna uma boa alternativa devido à possibilidade da obtenção de melhores eficiências de conversão.

A Figura 40 mostra as topologias de quarta ordem como *drivers* para LEDs, as quais são variações topológicas de uma mesma estrutura. Todavia, as características dos conversores são distintas e são discutidas a seguir.

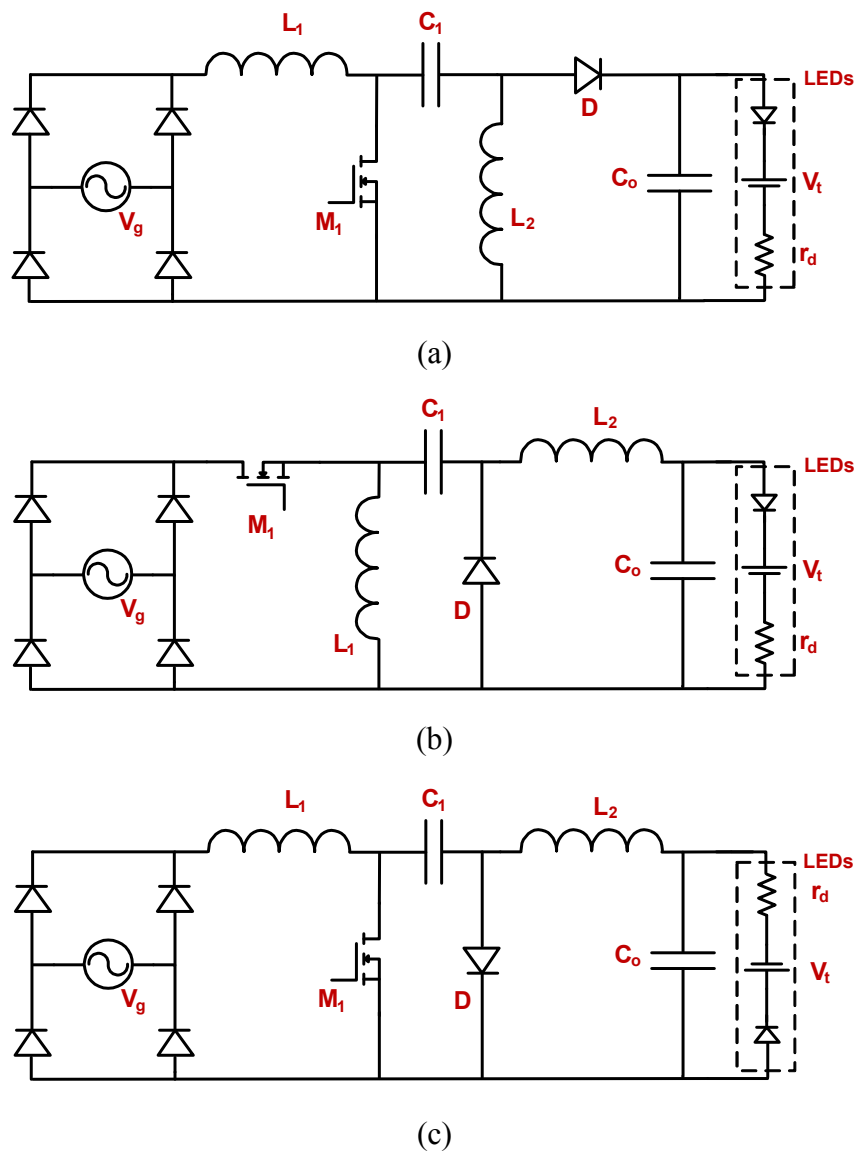


Figura 40. Topologias de quarta ordem (a) Sepic (b) Zeta (c) Ćuk.

Pode-se ver que todas as topologias apresentadas na Figura 40 possuem semelhanças entre si, mas ao mesmo tempo, peculiaridades que devem ser analisadas levando-se em conta a aplicação.

A Tabela 9 faz um comparativo básico entre estas topologias. Analisando esta tabela, pode-se ver que o conversor SEPIC apresenta um problema para o acionamento de LEDs, pois esta topologia possui uma corrente descontínua no estágio de saída. Isto poderá implicar em um aumento no *ripple* de corrente na saída do conversor.

O conversor Zeta aparece como uma boa alternativa para o acionamento dos LEDs, pois sua corrente de saída é filtrada devido à presença do indutor L_2 . Contudo, o interruptor principal do conversor é flutuante, exigindo assim um circuito mais complexo para seu acionamento. Já o conversor Ćuk apresenta uma corrente de saída com características semelhantes às do conversor Zeta, além de sua chave ser referenciada à entrada, facilitando seu disparo. Estes fatos fazem do conversor Ćuk uma boa topologia de estágio único para acionamento de LEDs de potência.

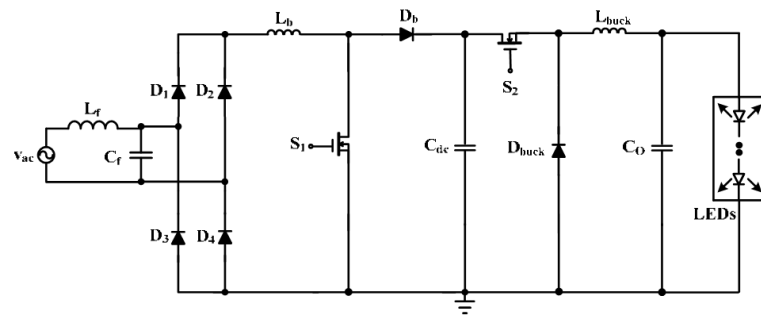
Tabela 9. Comparação topologias de quarta ordem

Topologia	Corrente de entrada	Corrente de saída	Chave	Características da saída
Sepic	Contínua	Descontínua	Aterrada	Referenciada à entrada (não invertida)
Zeta	Descontínua	Contínua	Flutuante	Referenciada à entrada (não invertida)
Ćuk	Contínua	Contínua	Aterrada	Referenciada à entrada (invertida)

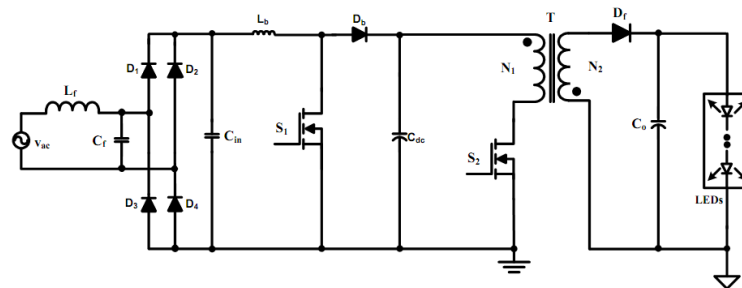
4.4.2 Conversores PFC DCM multiestágios

Uma vez que a utilização de conversores com capacitâncias de filtragem elevadas pode ser problemática para a aplicação em questão, foi analisado o uso de dois conversores eletrônicos cascadeados para o acionamento dos LEDs a partir da rede elétrica, onde o estágio de entrada é o responsável pela correção do fator de potência e o estágio de saída é responsável pelo controle de potência na carga.

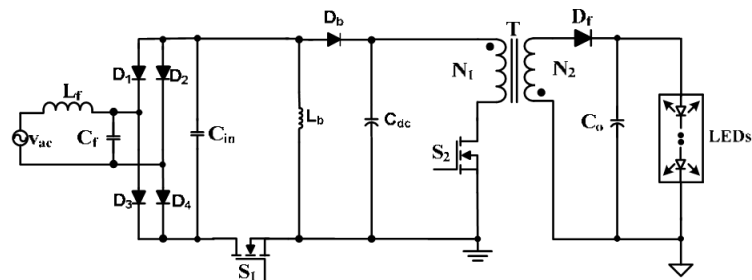
Em CHENG *et al.* (2011) foram apresentadas algumas topologias que utilizam dois estágios de conversão separados. Estas topologias podem ser vistas na Figura 41.



(a)



(b)



(c)

Figura 41. (a) Conversores *boost* e *buck* cascateados. (b) Conversores *boost* e *Flyback* cascateados. (c) Conversores *buck-boost* e *Flyback* cascateados. (CHENG, 2011).

Uma das desvantagens das topologias mostradas acima é que elas apresentam um grande número de componentes, pois existem dois interruptores ativos, que por sua vez necessitam de circuitos de acionamento independentes. Devido a este fato, foram avaliadas topologias que utilizam os dois estágios integrados (PFC e controle de potência).

Algumas topologias integradas para acionamento de LEDs de potência podem ser vistas nas Figura 42 e Figura 43.

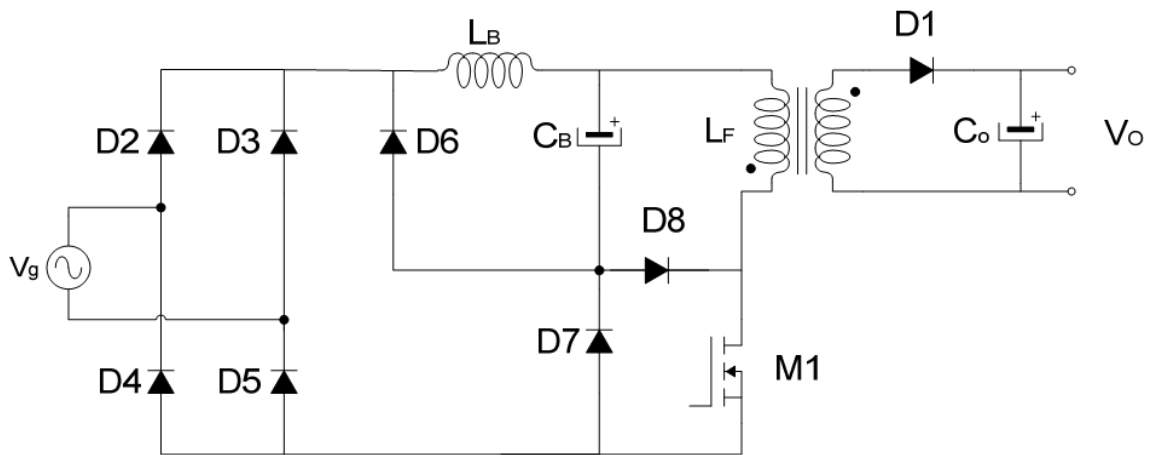


Figura 42. Topologia buck Flyback (GACIO, *et al.*, 2011).

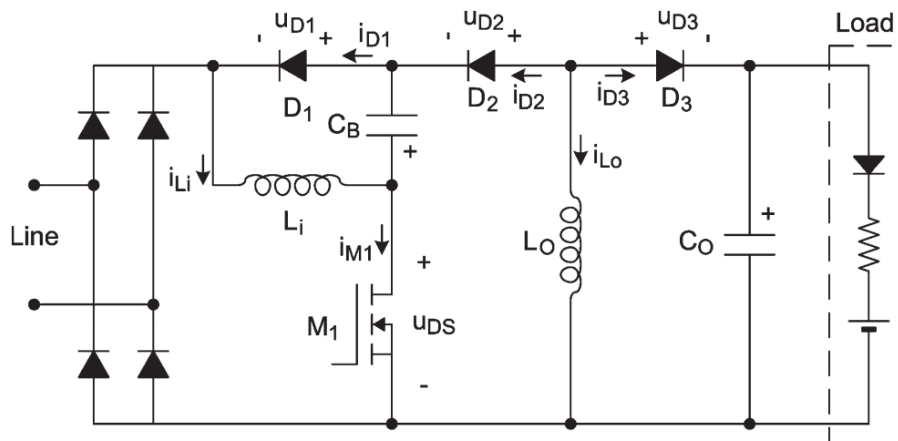


Figura 43. Topologia buck-boost quadrático (ALONSO, *et al.*, 2012).

Além da característica de correção do fator de potência e controle da corrente de saída, os conversores integrados podem ser projetados de forma a evitar capacitores eletrolíticos em sua topologia, uma vez que existem dois estágios de processamento de energia e, portanto, o desbalanço entre as potências de entrada e saída pode ser manipulado por estes estágios sem que seja necessária a concentração de uma alta capacidade de armazenamento de energia em um único componente. Além disso, a filtragem da ondulação de baixa frequência pode ser feita na saída do primeiro conversor, podendo ocorrer em uma tensão superior à tensão o arranjo de LEDs. Este aumento da tensão sobre o elemento responsável por fazer a filtragem é uma técnica de redução de capacitâncias que já foi endereçada em diversos trabalhos na literatura (ALONSO, *et al.*, 2012; ALMEIDA, 2012; COSETIN, 2013).

Todavia, apesar de diversas vantagens, as técnicas de integração fazem com que existam maiores esforços de tensão ou corrente sobre os componentes do conversor

(MARCHESAN, 2007). Além disso, uma vez que normalmente cada estágio processa toda a energia do sistema, a eficiência global se torna o produto das eficiências de cada estágio. Estas características fazem com que a eficiência de conversores integrados seja inferior à dos conversores de estágio único na maioria das aplicações.

4.5 TOPOLOGIAS PARA O ACIONAMENTO DE LEDS A PARTIR DA REDE COM CAPACIDADE DE CONTROLE DA POTÊNCIA ENTREGUE À CARGA

Com relação às topologias que possibilitam o controle de intensidade luminosa através da dimerização PWM, algumas são as possibilidades encontradas na literatura. Podem ser destacadas as técnicas onde a dimerização é feita em baixa frequência e as técnicas onde o procedimento de controle de potência é realizado em alta frequência. No caso da dimerização em alta frequência, o procedimento pode ser feito através da inclusão de um interruptor em série com a carga ou um interruptor em paralelo.

Em GACIO, *et al.*, (2011) foi utilizada uma técnica de dimerização onde a forma de onda de corrente na carga era modulada em baixa frequência. Foi mostrado que esta alternativa não é interessante para a aplicação em conversores alimentados a partir da rede, uma vez que a técnica comprometeu a capacidade do conversor de corrigir o fator de potência de maneira adequada.

Um conversor PFC com dimerização PWM em alta frequência foi mostrado em GACIO, *et al.*, (2012). Neste trabalho, foi utilizado um conversor integrado do tipo *buck-flyback* com um interruptor de dimerização em série com o arranjo de LEDs, como mostra a Figura 44. Foi comprovado no referido artigo que a técnica de dimerização em alta frequência não é degradada o fator de potência do circuito.

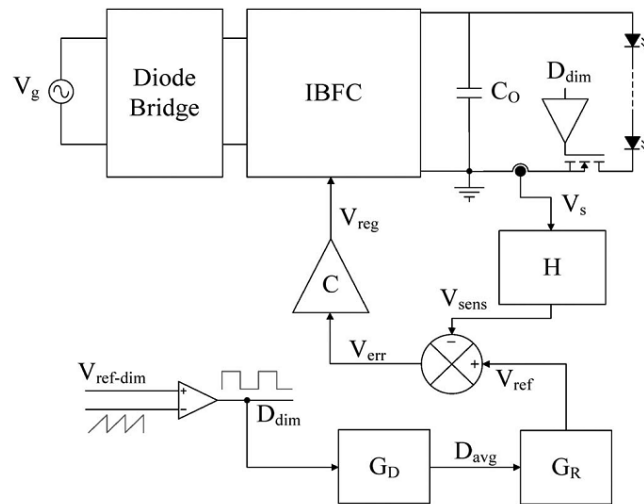


Figura 44. Diagrama de um conversor PFC com dimerização em alta frequência (GACIO, *et al.*, 2012).

O funcionamento da técnica de dimerização em alta frequência com o interruptor em paralelo com a carga foi abordado em COSETIN, *et al.*, (2013b). No entanto, esta estratégia de dimerização não será abordada neste trabalho, visto que ela é restrita a conversores com baixa capacitância de saída, uma vez que o interruptor paralelo terá que ser capaz de descarregar totalmente o capacitor de saída do circuito em cada ciclo.

Em ALMEIDA, *et al.*, (2013b), foi mostrado um conversor com capacidade de dimerização em alta frequência e elevado fator de potência para o acionamento de LEDs a partir da rede elétrica. A Figura 45 mostra a topologia proposta no referido trabalho. Foi mostrado que esta topologia possui um baixa distorção na corrente de entrada ao mesmo tempo que consegue controlar a potência entregue ao arranjo de LEDs utilizando a técnica de dimerização PWM. Como desvantagem deste conversor pode-se citar a baixa eficiência (menor que 85%).

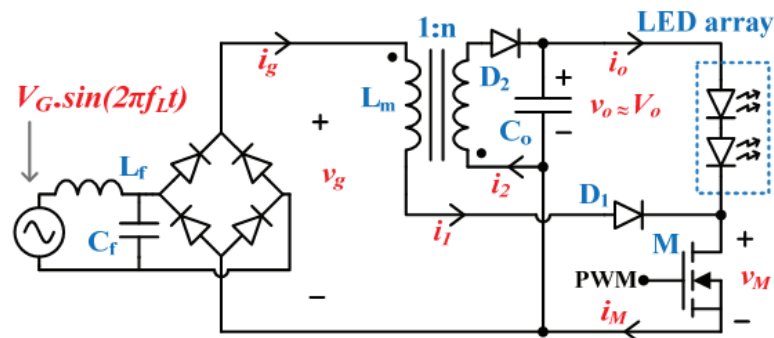


Figura 45. PFC Flyback com capacidade de dimerização em alta frequência (ALMEIDA, SOARES e BRAGA, 2013b).

4.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi possível fazer uma breve revisão a respeito de algumas alternativas para acionamento de LEDs de potência a partir da rede elétrica. Foram mostradas algumas topologias que atendiam as especificações básicas da aplicação, ou seja, elevado fator de potência e regulação da corrente nos LEDs.

Algumas topologias de único estágio foram mostradas, sendo que foi dada ênfase em topologias operando em DCM, uma vez que neste modo de operação é possível corrigir o fator de potência do circuito sem a necessidade de um circuito de controle mais complexo. Mostrou-se que as topologias básicas (*buck*, *boost* e *buck-boost*) apresentam boa capacidade para correção do fator de potência, contudo, possuem problemas relativos à interferência eletromagnética e a filtragem de baixa frequência da corrente de saída, pois normalmente maiores valores de capacitâncias são requeridos.

Topologias multiestágios também foram avaliadas neste capítulo. Foi dada ênfase aos conversores que possuem dois estágios integrados conectados em cascata. Foi observado que estas topologias representam uma alternativa interessante no que diz respeito a redução das capacitâncias de filtragem, no entanto, a eficiência global do sistema é prejudicada, de modo que níveis superiores a 85% de eficiência não são muito comuns nesta classe de conversores.

Neste cenário, as topologias de estágio único se mostraram mais interessantes do ponto de vista de simplicidade e eficiência de conversão. Além disso, as topologias de quarta ordem apresentam menores problemas no que se refere à interferência eletromagnética.

Por outro lado, a questão acerca das capacitâncias de filtragem em conversores de estágio único precisa ser avaliada devido aos requerimentos de vida útil do *driver*. Todavia, é importante ressaltar que a utilização de capacitores eletrolíticos nestes conversores está condicionada às características da carga (*i.e.*, da tensão de limiar e a resistência dinâmica dos dispositivos), portanto, não é possível definir, *a priori*, se estes elementos terão que ser utilizados.

Visto que a questão da eficiência do circuito de acionamento é crítica no que tange a atratividade econômica do sistema, um conversor de estágio único foi utilizado neste trabalho para fazer a retificação com elevado fator de potência e controle da corrente nos LEDs. A topologia escolhida foi o conversor *Ćuk*, que apresenta boas características para o acionamento dos LEDs a partir da rede. No Capítulo 5 será mostrado que através da utilização de uma metodologia de projeto adequada e devido às características da carga utilizada, será

possível a utilização de capacitores de filme ao invés dos indesejáveis capacitores eletrolíticos.

Por fim, foram analisadas algumas estratégias para o controle da potência de saída do conversor. Pode-se concluir que, para a aplicação tratada neste trabalho, a dimerização em alta frequência com um interruptor em série com a carga se apresenta como a melhor alternativa.

5 ANÁLISE E PROJETO DO DRIVER DE LONGA VIDA DE ESTÁGIO ÚNICO BASEADO NA TOPOLOGIA ČUK

No capítulo anterior foram apresentadas as características de alguns conversores eletrônicos operando como *drivers* para LEDs de potência. Pela análise destas características, chegou-se a conclusão que o conversor Čuk é uma boa alternativa para a alimentação de LEDs a partir da rede elétrica.

O conversor Čuk operando em DCM para correção de fator de potência já foi bastante explorado na literatura e mostrou-se eficiente para este fim (BRKOVIC e ČUK, 1992; SIMONETTI, SEBASTIAN e UCEDA, 1997; RANGANATHAN e UMANAND, 1999). Além disso, a aplicabilidade deste conversor operando em CCM como driver para LEDs em aplicações de baixa potência foi abordada em De Britto, *et al.*, (2008). Por outro lado, a utilização da topologia Čuk como conversor de elevado fator de potência para o acionamento de LEDs de potência a partir da rede elétrica pode ser vista em Soares, *et al.*, (2012) e Almeida, *et al.*, (2012b).

No capítulo 2 foi mostrada a importância da vida útil do driver para o sucesso da tecnologia LED. Em Rodriguez e Amaratunga, (2008), foi mostrado que o capacitor eletrolítico tende a ser o elemento com menor vida útil no dispositivo e, devido a isto, é necessário desenvolver uma metodologia de projeto que evite a utilização destes componentes no conversor proposto.

Este capítulo irá mostrar o desenvolvimento matemático da topologia utilizada neste trabalho, bem como uma metodologia de projeto do conversor Čuk que suprime o uso de capacitores eletrolíticos. Este desenvolvimento irá se basear também nos estudos das características elétricas e fotométricas dos diodos emissores de luz, realizados no Capítulo 3 deste trabalho. Ademais, será mostrada também a modelagem, o projeto do sistema de controle e a aplicação da técnica de dimerização proposta em Gacio, *et al.*, (2012) no conversor Čuk.

5.1 ANÁLISE DO CONVERSOR ĆUK OPERANDO EM DCM COMO DRIVER PARA LEDs A PARTIR DA REDE ELÉTRICA

A Figura 46 mostra o conversor Ćuk funcionando como uma topologia para o acionamento de LEDs a partir da rede. Na Figura 47 são mostrados os estágios de funcionamento desta topologia operando em modo de condução descontínua.

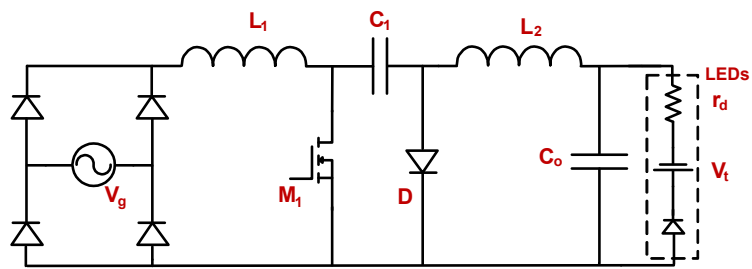
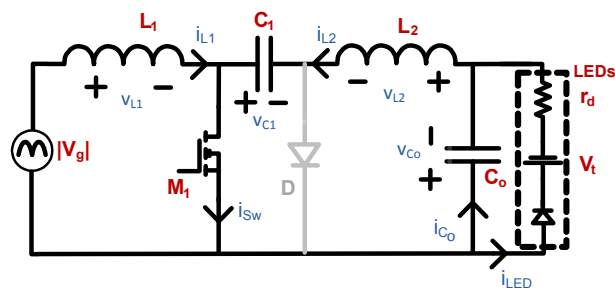
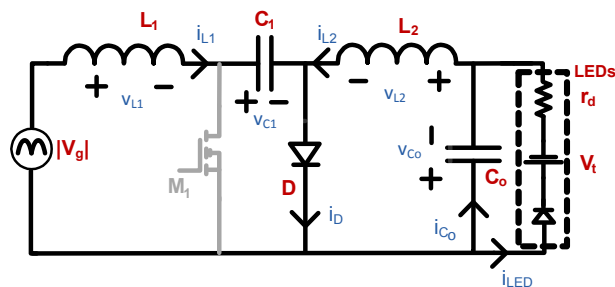


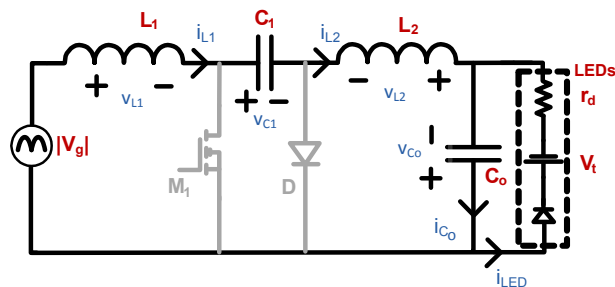
Figura 46. Conversor Ćuk.



(a) Intervalo 1: $0 \leq t \leq D_1 T_s$



(b) Intervalo 2: $D_1 T_s < t \leq (D_1 + D_2) T_s$



(c) Intervalo 3: $(D_1 + D_2) T_s < t \leq T_s$

Figura 47. Estágios de funcionamento do conversor Ćuk operando em DCM.

Todas as variáveis mostradas na Figura 47 são valores instantâneos. A variável D_1 representa a razão cíclica do MOSFET M_1 e D_2 é um parâmetro adimensional, onde $D_2 = t_{don}/T_s$ (t_{don} é o tempo de condução do diodo e T_s é o período de chaveamento). Os parâmetros da carga são V_t , que é a tensão de limiar, e r_d que é a resistência dinâmica do conjunto de LEDs.

No primeiro estágio de funcionamento (Figura 47a), pode-se ver que o indutor L_1 é carregado através do interruptor M_1 . Também nesta etapa, o indutor L_2 e o capacitor C_o recebem energia do capacitor C_1 .

No segundo estágio de funcionamento (Figura 47b), o diodo entra em condução fazendo com que o capacitor C_1 se carregue através do indutor L_1 . Neste estágio, o indutor L_2 transfere sua energia para a carga e para o capacitor C_o .

Na terceira etapa de funcionamento (Figura 47c), o diodo deixa de conduzir e ocorre livre circulação de corrente no conversor. Durante este estágio, a carga é alimentada pelo capacitor C_o .

Considerando o *ripple* de alta frequência na tensão do capacitor C_1 desprezível e, utilizando os conceitos da análise dos estágios de funcionamento, as formas de onda teóricas para o conversor Ćuk operando em DCM podem ser traçadas. A Figura 48 mostra algumas formas de onda de baixa (Figura 48a) e de alta frequência (Figura 48-b) do conversor.

Analisando a Figura 48b, é possível ver que as tensões nos indutores são semelhantes durante um período de chaveamento. Aplicando o balanço volt-segundo em um destes componentes, pode-se encontrar a relação (5.1).

$$\frac{V_{LED}}{|v_g|} = \frac{D_1}{D_2} \quad (5.1)$$

Onde o parâmetro V_{LED} é dado por (5.2).

$$V_{LED} = r_d I_{LED} + V_t \quad (5.2)$$

Desprezando as perdas no conversor e as oscilações de tensão e corrente na saída, é possível estabelecer uma relação entre as correntes médias de entrada e de saída da topologia. Esta relação é mostrada em (5.3).

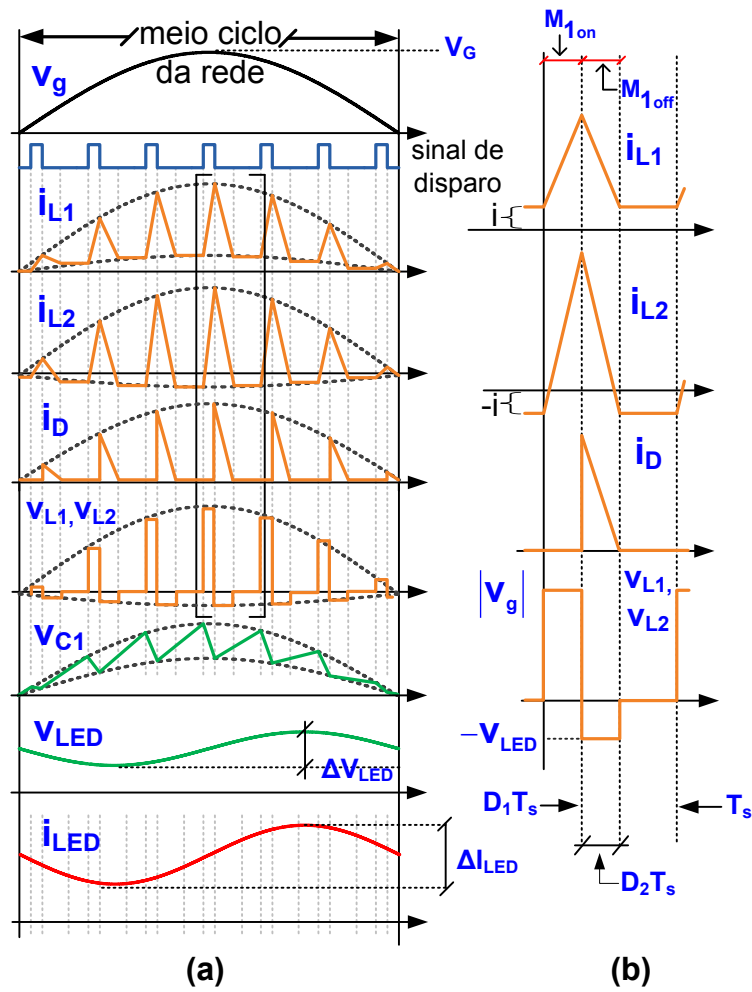


Figura 48. Formas de onda teóricas: (a) baixa frequência (b) alta frequência.

$$\frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}} = \frac{D_1}{D_2} \quad (5.3)$$

Onde $\langle i_{L1} \rangle_{T_s}$ e $\langle i_{L2} \rangle_{T_s}$ são as correntes médias instantâneas em um período de chaveamento nos indutores L_1 e L_2 , respectivamente. Os valores destas grandezas podem ser determinados pelo cálculo do valor médio das formas de onda de corrente dos indutores, apresentadas na Figura 48b. O resultado pode ser visto nas equações (5.4) e (5.5).

$$\langle i_{L1} \rangle_{T_s} = \frac{|v_g| D_1 T_s}{2L_1} (D_1 + D_2) + i \quad (5.4)$$

$$\langle i_{L2} \rangle_{T_s} = \frac{|v_g| D_1 T_s}{2L_2} (D_1 + D_2) - i \quad (5.5)$$

Onde i representa o nível CC das correntes dos indutores.

Somando as expressões (5.4) e (5.5), obtém-se (5.6).

$$\langle i_{L1} \rangle_{T_s} + \langle i_{L2} \rangle_{T_s} = \frac{|v_G| D_1 T_s}{2L_{eq}} (D_1 + D_2) \quad (5.6)$$

Onde L_{eq} é definido por:

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (5.7)$$

A corrente média no indutor L_1 , que é igual à corrente média de entrada do conversor, pode ser obtida substituindo (5.3) em (5.6). Logo:

$$\langle i_{L1} \rangle_{T_s} = \frac{|v_G| D_1^2 T_s}{2L_{eq}} \quad (5.8)$$

A equação (5.8) mostra que, se a razão cíclica e o período de chaveamento forem mantidos constantes durante um ciclo da rede, o conversor Ćuk operando em DCM irá emular uma carga resistiva para a rede de resistência R_{Cuk} , que é dada em (5.9).

$$R_{Cuk} = \frac{2L_{eq}}{D_1^2 T_s} \quad (5.9)$$

Sendo assim, o fator de potência teórico do conversor Ćuk é unitário. É interessante levar em conta que na prática a corrente de entrada possui um *ripple* de alta frequência, todavia, os efeitos desta ondulação de alta frequência na distorção da corrente de entrada podem ser mitigados utilizando um filtro EMI.

O valor da corrente média no indutor L_2 pode ser encontrado utilizando as equações (5.1), (5.3) e (5.6). Logo $\langle i_{L2} \rangle_{T_s}$ é dado por:

$$\langle i_{L2} \rangle_{T_s} = \frac{|v_g|^2 D_1^2 T_s}{2L_{eq} V_{LED}} \quad (5.10)$$

A equação (5.10) pode ser reescrita de forma a evidenciar seus valores CC e CA.

$$\begin{aligned} \langle i_{L2} \rangle_{T_s} &= \frac{|v_g|^2 D_1^2 T_s}{2L_{eq} V_{LED}} = \frac{V_G^2 D_1^2 T_s}{2L_{eq} V_{LED}} |\text{sen}^2(\omega_L t)| = \\ &= \frac{V_G^2 D_1^2 T_s}{4L_{eq} V_{LED}} (1 - \cos(2\omega_L t)) = I_{L2} + \tilde{i}_{L2}(t) \end{aligned} \quad (5.11)$$

Onde V_G é o valor de pico da tensão de entrada e ω_L é a frequência angular da rede.

A equação (5.11) mostra que o *ripple* de baixa frequência na corrente do indutor ($\tilde{i}_{L2}(t)$) oscila com o dobro da frequência angular da rede (*i.e.*, $2\omega_L$).

A partir dos resultados obtidos nas equações (5.8) e (5.11), é possível descrever o conversor Ćuk operando em DCM a partir de um circuito equivalente de grandes sinais e baixa frequência. Este circuito é mostrado na Figura 49.

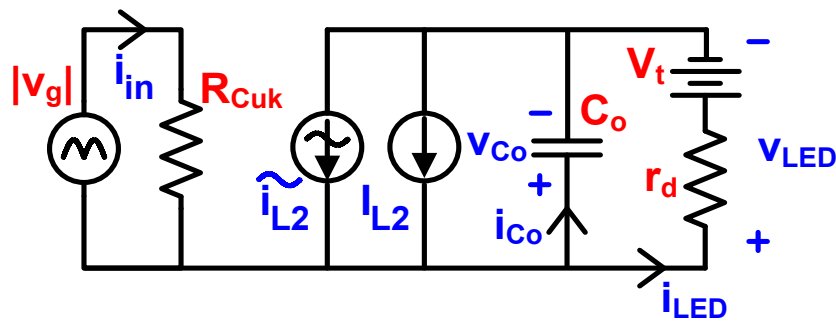


Figura 49. Circuito equivalente de grandes sinais e baixa frequência.

Como a corrente média no capacitor de saída deve ser nula, a corrente média no arranjo de LEDs deve ser a própria corrente média do indutor L_2 . Portanto:

$$I_{LED} = \frac{V_G^2 D_1^2 T_s}{4L_{eq} V_{LED}} \quad (5.12)$$

Por outro lado, a ondulação da corrente na saída pode ser obtida equacionando o nó de saída do circuito da Figura 49 desprezando as fontes de tensão e corrente contínua. O resultado deste equacionamento é mostrado em (5.13).

$$\Delta i_{LED} = \left| \frac{1/(j2\omega_L C_o)}{1/(j2\omega_L C_o) + r_d} \times \tilde{i}_{L2} \right| =$$

$$= \frac{V_G^2}{R_{Cuk} V_{LED} \sqrt{1 + 4\omega_L^2 C_o^2 r_d^2}} \quad (5.13)$$

O ganho estático do conversor Ćuk operando em DCM pode ser obtido igualando as expressões da corrente média no indutor L_2 com a corrente média na saída.

$$\frac{V_G D_1^2 T_s}{4L_{eq} V_{LED}} = \frac{V_{LED}}{R_{LED}} \quad (5.14)$$

Onde R_{LED} é a resistência do arranjo de LEDs, definida por (5.15).

$$R_{LED} = r_d + \frac{V_t}{I_{LED}} \quad (5.15)$$

Logo, o ganho estático M do conversor Ćuk é dado por (5.16).

$$M \equiv \frac{V_{LED}}{V_G} = \sqrt{\frac{D_1^2 T_s R_{LED}}{4L_{eq}}} = \frac{D_1}{\sqrt{2K_e}} \quad (5.16)$$

Onde K_e é o parâmetro de condução, definido por (5.17).

$$K_e = \frac{2L_{eq}}{R_{LED} T_s} \quad (5.17)$$

As equações desenvolvidas até o momento admitem que o conversor Ćuk esteja operando em DCM. Contudo, é necessário analisar quais as condições necessárias para a topologia funcionar neste modo de operação. Esta análise pode ser feita de forma simplificada utilizando a desigualdade (5.18).

$$D_1 T_s + D_2 T_s < T_s \equiv D_1 + D_2 < 1 \quad (5.18)$$

Utilizando as relações (5.1) e (5.16), é possível obter o valor de D_2 , que é mostrado em (5.19).

$$D_2 = \sqrt{K_e} \quad (5.19)$$

Logo, o parâmetro crítico de condução K_{ecrit} , que determina a condição limítrofe entre operação no modo CCM e o modo DCM, pode ser obtido utilizando as relações (5.16), (5.18) e (5.19).

$$K_{ecrit} = \frac{1}{2(M+1)^2} \quad (5.20)$$

Por fim, os esforços de tensão e corrente nos semicondutores do circuito podem ser obtidos através da análise das etapas de funcionamento (Figura 47) e das formas de onda típicas do conversor (Figura 48). As equações (5.21) e (5.22) mostram a tensão máxima e a corrente máxima que devem ser suportadas pelos interruptores. Já as equações (5.23) e (5.24) mostram as correntes médias dos interruptores ativo e passivo, respectivamente.

$$V_{MAX} = V_G + V_{LED} \quad (5.21)$$

$$I_{MAX} = \frac{V_G D T_s}{L_{eq}} \quad (5.22)$$

$$I_{M1} = \frac{d^2 V_G}{\pi L_{eq} f_s} \quad (5.23)$$

$$I_D = \frac{d^2 V_G^2}{4 L_{eq} f_s V_o} \quad (5.24)$$

5.2 PROJETO DO CONVERSOR ĆUK OPERANDO EM DCM APLICADO AO ACIONAMENTO DE LEDS DE POTÊNCIA

Na última seção deste capítulo, o desenvolvimento teórico do conversor Ćuk operando em DCM foi abordado. Contudo, é necessária a formulação de uma metodologia de projeto para este conversor que considere as especificidades da aplicação. É importante ressaltar que, apesar de ser um conversor com carga variável devido ao sistema de controle de intensidade

luminosa, o projeto do conversor pode ser feito considerando a carga nominal, uma vez que esta condição representa o pior caso de carga para o modo de operação DCM.

Primeiramente, é necessário definir qual é o intervalo de variação de tensão de entrada do conversor. Neste trabalho será admitida uma variação de 10% em torno da tensão da rede. Esta faixa foi escolhida de acordo com os níveis aceitáveis de variação nos ramais de distribuição (ANEEL, 2011). A Tabela 10 resume os principais parâmetros de projeto.

Tabela 10. Parâmetros de entrada para o projeto do protótipo

Símbolo	Descrição	Valor
V_G	Tensão de pico da rede	$311 \text{ V} \pm 10\%$
f_s	Frequência de chaveamento	50 kHz
f_L	Frequência da rede	60 Hz
I_{LED}	Corrente nominal média no string de LEDS	350 mA
V_t	Tensão de limiar do string de LEDS	145 V
r_d	Resistência dinâmica do string de LEDS	98,4 Ω

Definidos os parâmetros de projeto, primeiramente é necessário obter o valor do parâmetro de condução crítico. Para isto, a tensão V_{LED} deve ser encontrada. Isto pode ser feito substituindo os valores da Tabela 10 na equação (5.2). O resultado é mostrado em (5.25).

$$V_{LED} = r_d I_{LED} + V_t = 179,44V \quad (5.25)$$

O parâmetro crítico deve ser calculado para o menor valor de entrada ($V_G = 279,9 \text{ V}$), já que este valor representa o pior caso, ou seja, menor valor de K_{ecrit} . Logo, aplicando a equação (5.20) para estas condições, é possível encontrar este parâmetro. O resultado é visto em (5.26).

$$K_{ecrit} = \frac{1}{2 \left(\frac{179,44}{279,9} + 1 \right)^2} = 0,186 \quad (5.26)$$

Para que o sistema opere em DCM, o valor do parâmetro de condução escolhido deve ser menor que K_{ecrit} . Utilizando K_e igual a 0,12, pode-se encontrar a indutância equivalente L_e através da equação (5.17).

$$L_{eq} = 615,2\mu H \quad (5.27)$$

A razão cíclica no ponto de trabalho pode ser calculada a partir da utilização da equação (5.16) com $K_e = 0,12$. Logo:

$$D_1 = \sqrt{2K_e}M = 0,283 \quad (5.28)$$

A indutância L_1 pode ser encontrada equacionando o *ripple* de alta frequência da corrente de entrada. Este equacionamento pode ser feito a partir da análise da Figura 48b e resulta em (5.29).

$$L_1 = \frac{V_G DT_s}{\Delta I_1} \quad (5.29)$$

Onde ΔI_1 é o *ripple* de alta frequência da corrente de entrada.

É importante ressaltar que o valor de ΔI_1 deve ser calculado para V_G igual a 311 V, que é o valor nominal de pico da tensão de entrada no ponto de operação. Sendo assim, escolhendo $\Delta I_{1\%} = 80\%$, o valor do indutor L_1 obtido através de (5.29) é de 5,2 mH.

Note que o *ripple* de alta frequência da corrente de entrada foi escolhido de forma a minimizar o valor de L_1 . Um valor menor de ΔI_1 poderia ter sido escolhido a fim de minimizar o filtro EMI, no entanto, este valor iria acarretar em um indutor de entrada volumoso.

Utilizando a equação (5.7) com os valores de L_e e L_1 obtidos anteriormente, encontra-se o valor de L_2 igual a 700 μH .

Toda análise teórica realizada na seção anterior deste capítulo foi realizada considerando a tensão do capacitor C_1 aproximadamente constante durante um período de chaveamento. Contudo, foi mostrado em SIMONETTI, *et. al.*, (1997) que o capacitor C_1 também deve possibilitar a excursão de sua tensão de acordo com a tensão de entrada. Sendo assim, para atender a estas duas restrições, pode-se utilizar (5.30) para projetar C_1 .

$$f_L \leq \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C_1}} \leq f_s \quad (5.30)$$

Utilizando $C_1 = 100$ nF, verifica-se que a inequação (5.30) é satisfeita.

Escolhendo um capacitor de saída de 50 μF (polipropileno), verifica-se através da equação (5.13) que o ripple de corrente nos LEDs será $\Delta i_{\text{LED}} = 182 \text{ mA}$ (52 %). De acordo com as análises feitas no Capítulo 3, este valor de *ripple* irá diminuir o fluxo luminoso dos dispositivos em cerca de 0,3 %. Esta redução não é significativa perante aos benefícios da utilização de um capacitor de filme ao invés de um eletrolítico em *drivers* para LEDs, já que este tipo de capacitor aumenta a confiabilidade e vida útil do sistema, sendo que este último parâmetro pode chegar a 300.000 horas (BUIATTI, *et al.*, 2009).

Os esforços de tensão e corrente nos interruptores do circuito podem ser calculados a partir das expressões (5.21), (5.22), (5.23) e (5.24). A Tabela 11 resume estes parâmetros, que são utilizados para a escolha dos semicondutores do circuito.

Tabela 11. Parâmetros importantes no projeto dos interruptores estáticos

Parâmetro	MOSFET	DIODO
Tensão de pico	521,44 V	521,44 V
Corrente média	258 mA	350 mA
Corrente de pico	3,15 A	3,15 A

5.3 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR ĆUK OPERANDO EM DCM COMO DRIVER PARA LEDs

A fim de avaliar as características do conversor, apresentadas nas últimas seções deste capítulo, o circuito proposto foi simulado no software PSIM[®]. O modelo do conversor utilizado na simulação é apresentado na Figura 50. Note que para esta simulação serão consideradas apenas as características nominais do conversor, uma vez que se deseja validar a metodologia de projeto proposta.

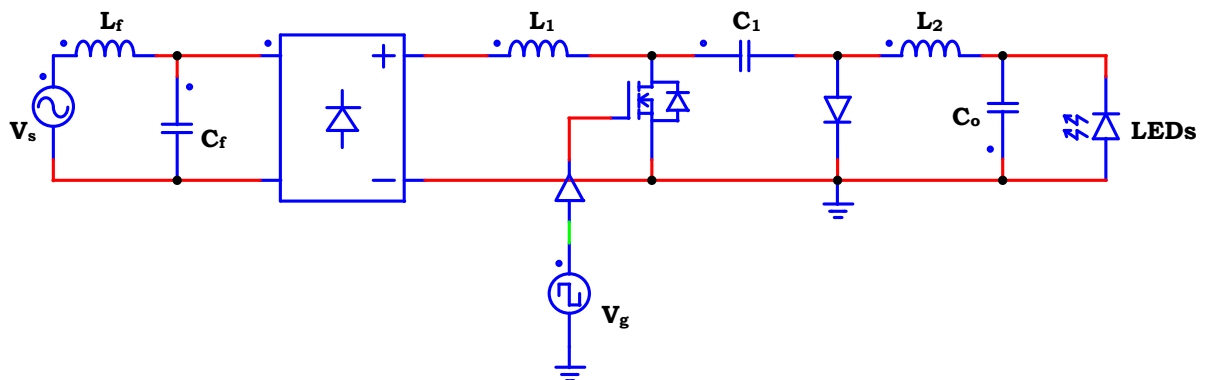


Figura 50. Modelo de simulação do conversor Ćuk.

A Tabela 12 resume os parâmetros utilizados na simulação, que são os mesmos calculados na seção anterior deste capítulo. É interessante ressaltar que interruptores estáticos utilizados na simulação são ideais.

A Figura 51 mostra as formas de onda obtidas para as variáveis de entrada (Figura 51a) e saída do conversor (Figura 51b). É possível ver a partir das formas de onda de entrada que, com a utilização do filtro EMI escolhido, a corrente de entrada possui uma baixa distorção de alta frequência, apresentando um formato praticamente senoidal.

Tabela 12. Parâmetros utilizados na simulação

Símbolo	Parâmetro/componente	Valor
V_G	Tensão de pico da rede	311 V
f_L	Frequência da rede	60 Hz
f_s	Frequência de chaveamento	50 kHz
D	Razão cíclica nominal	0,283
L_f	Indutor do filtro EMI	5 mH
C_f	Capacitor do filtro EMI	470 nF
L_1	Indutor do estágio de entrada do conversor Ćuk	5,2 mH
L_2	Indutor do estágio de saída do conversor Ćuk	700 μ H
C_1	Capacitor de transferência de energia entrada-saída	100 nF
C_o	Capacitor de saída	50 μ F
V_t	Tensão de limiar do string de LEDs	145 V
r_d	Resistência série do string de LEDs	98,4 Ω

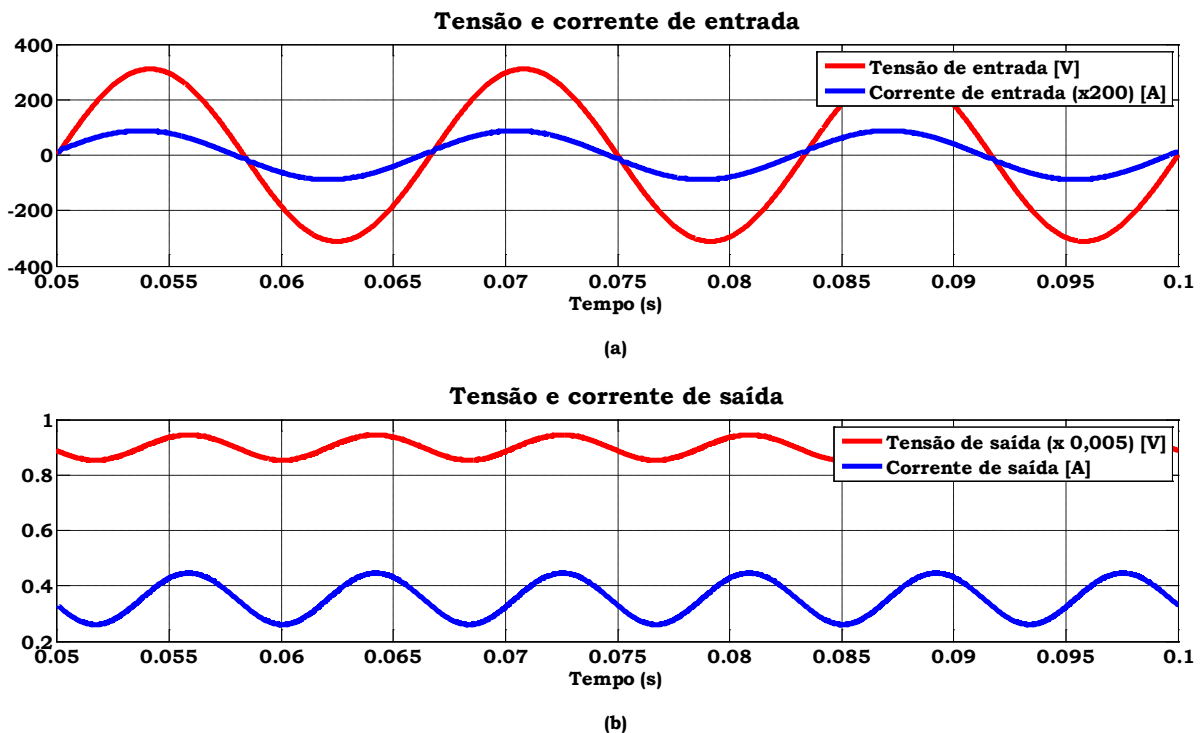


Figura 51. Formas de onda obtidas em simulação I. (a) Tensão e corrente (200x) de entrada.

A partir das formas de onda de saída é possível observar uma oscilação de baixa frequência em ambas as grandezas avaliadas, todavia, não é possível notar oscilações de alta frequência, como foi suposto na abordagem teórica. É importante ressaltar que a tensão de saída do conversor *Ćuk* é invertida com relação à entrada, todavia, esta grandeza aparece positiva na figura. Isto se deve ao fato da referência para medição ter sido alterada no intuito de apresentar a tensão direta sobre o arranjo de LEDs.

A Tabela 13 mostra uma comparação dos valores calculados e simulados das grandezas de saída, pode-se ver que a teoria desenvolvida foi comprovada com os valores simulados.

Tabela 13. Comparação entre valores calculados e simulados

Parâmetro	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
I_{LED}	Corrente média no string de LEDs	350 mA	354,9 mA
Δi_{LED}	Ripple de corrente no string de LEDs	182 mA	185,6 mA
V_{LED}	Tensão média de saída	179,4 V	179,9 V

As formas de onda de corrente nos indutores L_1 e L_2 do ponto de vista da baixa frequência são mostradas na Figura 52a e na Figura 52c, respectivamente. A partir destas figuras é possível observar que a envoltória de baixa frequência possui a característica da tensão de entrada. Além disso, a Figura 52a confirma as previsões teóricas de que o conversor *Ćuk* possui um *ripple* de alta frequência menor do que outros conversores PFC DCM (vide Figura 39).

As Figura 52b e 52d mostram o detalhe da corrente de alta frequência dos indutores no pico da tensão da rede. A operação no modo DCM é comprovada a partir da observação destas ilustrações.

A Figura 52e mostra a forma de onda de tensão do capacitor C_1 . Pode-se ver que o valor médio num período de chaveamento desta tensão é aproximadamente a soma das tensões de entrada e saída, como foi considerado na abordagem teórica.

É importante ressaltar que todas as formas de onda das Figuras 51 e 52 são muito semelhantes às da Figura 48, comprovando assim que o desenvolvimento teórico do conversor *Ćuk* foi feito de forma correta.

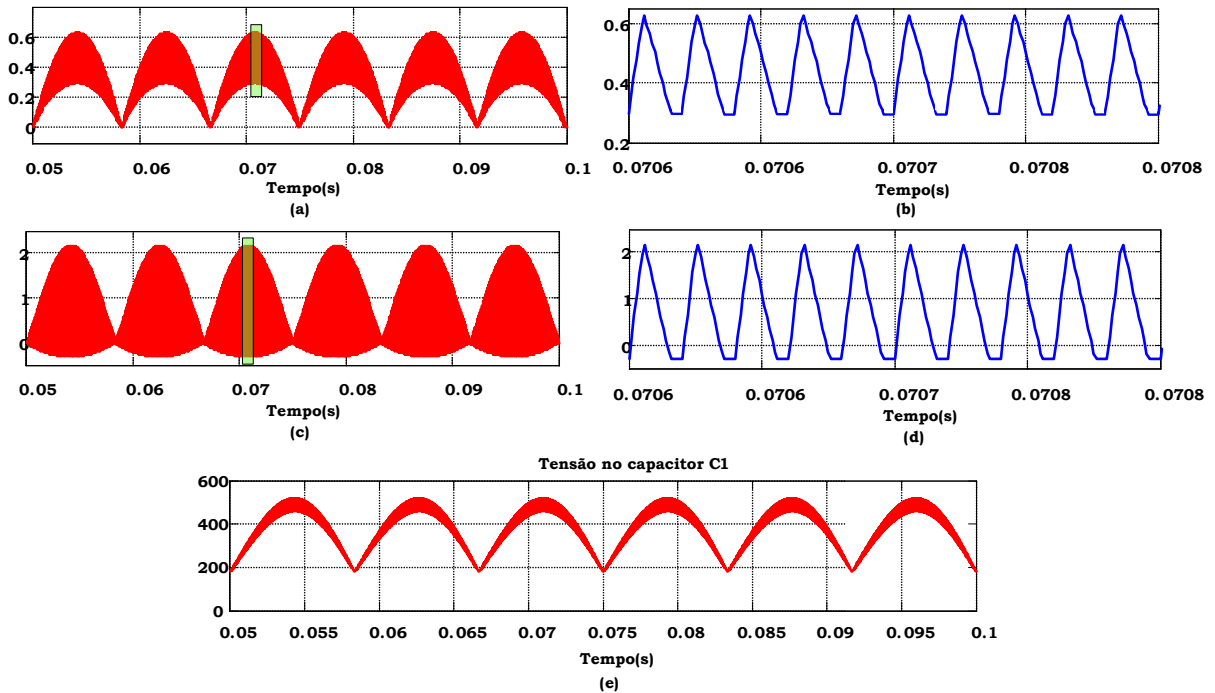


Figura 52. Formas de onda obtidas em simulação II. (a) Corrente no indutor L1 (baixa frequência); (b) Corrente no indutor L1 (alta frequência); (c) Corrente no indutor L2 (baixa frequência); (d) Corrente no indutor L2 (alta frequência); (e) Tensão no capacitor C1.

5.4 MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR ÇUK DIMERIZÁVEL

Uma vez que a utilização do conversor proposto em malha aberta é inviável do ponto de vista prático devido às não idealidades dos componentes, o projeto de um sistema de controle se faz necessário. Todavia, para que este projeto possa ser feito, é preciso definir os requisitos do sistema em malha fechada e também é necessária a obtenção de um modelo matemático que descreva o comportamento de pequenos sinais conversor.

Do ponto de vista dos requisitos do sistema, é necessário avaliar tanto as características da saída do conversor, quanto as características da entrada. No que tange os requisitos da saída do conversor, a principal demanda é que o controlador seja capaz de anular o erro de estado estacionário, garantindo assim que os LEDs sejam acionados com a corrente desejada. Por outro lado, do ponto de vista da entrada do conversor, deseja-se manter todas as características de correção do fator de potência, ou seja, o conversor deve continuar emulando uma carga resistiva para a rede elétrica em malha fechada.

A seguir serão mostradas as características do sistema de controle que atendem a estas necessidades. Todavia, primeiramente é necessária a obtenção de um modelo de pequenos sinais do conversor para que seja possível analisar questões como a estabilidade do sistema.

Neste trabalho, a modelagem do conversor foi feita através da técnica apresentada em ALONSO, *et al.*, (2013). Esta estratégia de modelagem se baseia no princípio de que os interruptores estáticos (elementos não lineares do circuito) podem ser modelados através de sua corrente média. A Figura 53 ilustra o modelo equivalente do conversor segundo esta abordagem. Neste modelo, o sinal $\langle \cdot \rangle_{T_s}$ representa o valor médio das variáveis em um período de chaveamento. As equações (5.31) e (5.32) mostram este valor para os interruptores ativo e passivo do circuito, respectivamente.

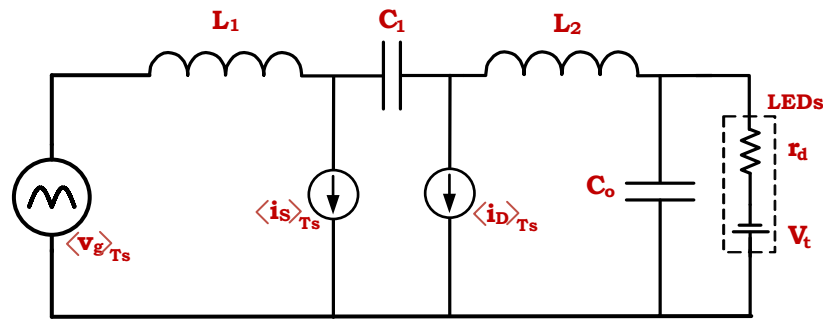


Figura 53. Modelo médio equivalente do conversor Ćuk para altas frequências.

$$\langle i_s \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_s dt = \frac{d^2 \langle v_g \rangle_{T_s}}{2L_{eq} f_s} \quad (5.31)$$

$$\langle i_D \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_D dt = \frac{d^2 \langle v_g \rangle_{T_s}^2}{2L_{eq} f_s \langle v_{LED} \rangle_{T_s}} \quad (5.32)$$

A representação do conversor mostrada na Figura 53 permite ao projetista avaliar todas as características de alta frequência da topologia. No entanto, o comportamento médio de baixa frequência do circuito não pode ser compreendido analisando as grandezas médias de alta frequência. Desta forma, foi mostrado em ALONSO, *et al.*, (2013) que o comportamento médio de um conversor PFC pode ser obtido de maneira análoga ao que foi feito para a obtenção do modelo da Figura 53, bastando calcular o valor médio das fontes do circuito equivalente de alta frequência em meio período da rede. Realizando este procedimento, obtém-se o modelo médio para o conversor Ćuk PFC, mostrado na Figura 54. Observe pelo

modelo que agora as fontes de corrente representam o valor médio destas variáveis em meio período da rede elétrica. Além disso, a tensão de entrada agora é representada por seu valor médio.

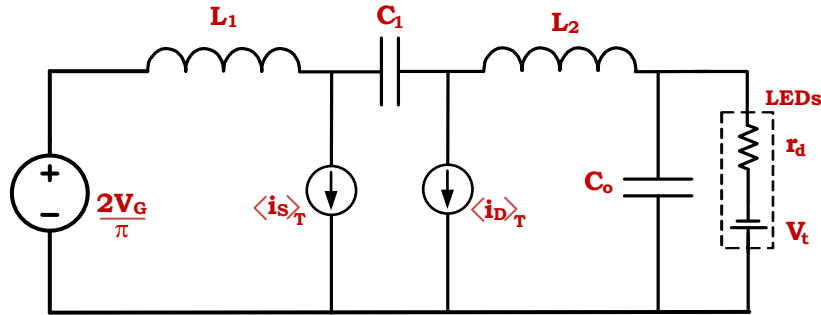


Figura 54. Modelo médio para o conversor Ćuk PFC.

As fontes de corrente $\langle i_s \rangle_T$ e $\langle i_D \rangle_T$ estão definidas em (5.33) e (5.34), respectivamente.

$$\langle i_s \rangle_T = \frac{1}{T} \int_0^T \langle i_s \rangle_{Ts} dt = \frac{d^2 V_G}{\pi L_{eq} f_s} \quad (5.33)$$

$$\langle i_D \rangle_T = \frac{1}{T} \int_0^T \langle i_D \rangle_{Ts} dt = \frac{d^2 V_G^2}{4 L_{eq} f_s V_o} \quad (5.34)$$

O modelo de pequenos sinais da topologia Ćuk PFC pode ser obtido através da linearização das equações (5.33) e (5.34) no ponto de operação do conversor. O resultado deste procedimento é mostrado nas equações (5.35) e (5.36).

$$\Delta \langle i_s \rangle_T = J_{Sd} \cdot \Delta d + G_{Sg} \cdot \Delta V_G \quad (5.35)$$

$$\Delta \langle i_D \rangle_T = J_{Dd} \cdot \Delta d + G_{Dg} \cdot \Delta V_G + G_{Do} \cdot \Delta V_o \quad (5.36)$$

Onde J_{Sd} , G_{Sg} , J_{Dd} , G_{Dg} e G_{Do} são as derivadas parciais das correntes médias dos interruptores no ponto de operação Q do conversor. Estas variáveis estão definidas em (5.37), (5.38), (5.39), (5.40) e (5.41), respectivamente.

$$J_{Sd} = \frac{\partial}{\partial d} \langle i_s \rangle_T \Big|_Q = \frac{2D_Q V_{GQ}}{\pi L_{eq} f_s} \quad (5.37)$$

$$G_{Sg} = \frac{\partial}{\partial V_G} \langle i_s \rangle_T \Big|_Q = \frac{D_Q^2}{\pi L_{eq} f_s} \quad (5.38)$$

$$J_{Dd} = \frac{\partial}{\partial d} \langle i_D \rangle_T \Big|_Q = \frac{D_Q V_{GQ}^2}{2L_{eq} f_s V_{oQ}} \quad (5.39)$$

$$G_{Dg} = \frac{\partial}{\partial V_G} \langle i_D \rangle_T \Big|_Q = \frac{D_Q^2 V_{GQ}}{2L_{eq} f_s V_{oQ}} \quad (5.40)$$

$$G_{Do} = \frac{\partial}{\partial V_o} \langle i_D \rangle_T \Big|_Q = \frac{-D_Q^2 V_{GQ}^2}{4L_{eq} f_s V_{oQ}^2} \quad (5.41)$$

As equações (5.35) e (5.36) podem ser reescritas no domínio da frequência, conforme mostrado em (5.42) e (5.44).

$$i_s(s) = J_{Sd} \cdot d(s) + G_{Sg} \cdot v_g(s) \quad (5.43)$$

$$i_D(s) = J_{Dd} \cdot d(s) + G_{Dg} \cdot v_g(s) + G_{Do} \cdot v_o(s) \quad (5.44)$$

Com base nas equações (5.43) e (5.44), pode-se encontrar o modelo equivalente de pequenos sinais do conversor Ćuk PFC, que é mostrado na Figura 55. É importante ressaltar que, de acordo com o teorema da amostragem de Nyquist-Shannon, este modelo é válido apenas para perturbações com frequência inferior à metade da frequência de integração¹, ou seja, perturbações com a frequência menor que a da rede. Note que no modelo apresentado na Figura 55, a ESR² do capacitor não foi negligenciada.

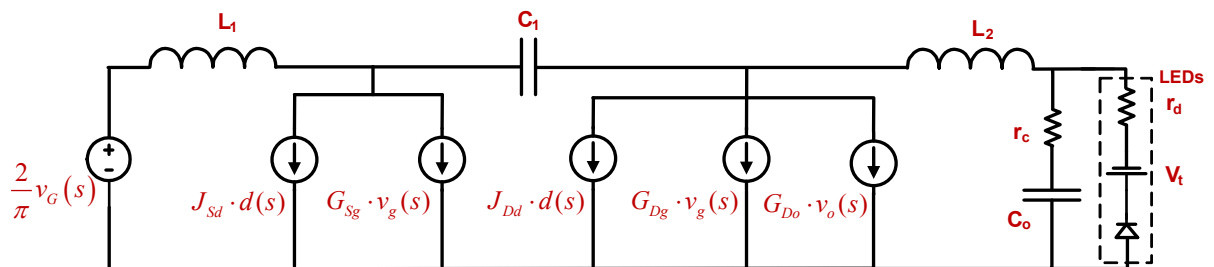


Figura 55. Modelo de pequenos sinais do conversor Ćuk.

¹ Frequência correspondente ao inverso do período de integração T

² Resistência série equivalente do capacitor (do inglês Equivalent Series Resistance).

Resolvendo o circuito equivalente de pequenos sinais mostrado na Figura 55 para variações na razão cíclica, é possível obter a função de transferência saída-controlada $G_{iod}(s)$, que é mostrada na equação (5.45).

$$G_{iod}(s) = \frac{i_o(s)}{d(s)} = K \frac{1 + s / \omega_z}{1 + s / \omega_p} \quad (5.45)$$

Onde K , ω_z e ω_p estão definidos em (5.46), (5.47) e (5.48), respectivamente.

$$K = \frac{J_{Dd}}{1 - G_{Do}r_d} \quad (5.46)$$

$$\omega_z = \frac{1}{r_c C_o} \quad (5.47)$$

$$\omega_p = \frac{1 - G_{Do}r_d}{(r_d + r_c - G_{Do}r_d r_c) C_o} \quad (5.48)$$

5.4.1 Validação do Modelo

A fim de se validar o modelo do conversor, foi feita uma simulação computacional no software PSIM[®] comparando os modelos chaveado e de pequenos sinais do conversor. Os parâmetros de simulação estão mostrados na Tabela 14. Substituindo os valores desta tabela nas equações (5.46), (5.47) e (5.48), encontra-se a função de transferência saída-controlada $G_{iod}(s)$ do conversor projetado na Seção 5.2 deste trabalho. Esta função de transferência é apresentada em (5.49).

$$G_{iod}(s) = \frac{1,038 \times 10^{-5} s + 2,076}{0,004133 s + 1} \quad (5.49)$$

Tabela 14. Parâmetros utilizados na simulação

Parâmetro	Valor
$v_g(t)$	$311 \text{sen}(377t)$
L_1	5,2 mH
L_2	700 mH
C_1	100 nF
C_o	50 μ F
r_c	0,1 Ω
r_d	98,4 Ω
V_t	145 V
D_o	0,283
f_s	50 kHz
I_{oQ}	350 mA

A comparação entre os modelos foi feita através de duas análises: a resposta ao degrau, mostrada na Figura 56, e a resposta em frequência, exibida na Figura 57. Através da análise de ambas as figuras é possível perceber que o modelo obtido descreve adequadamente o comportamento médio do circuito para um degrau de razão cíclica de -3,5%.

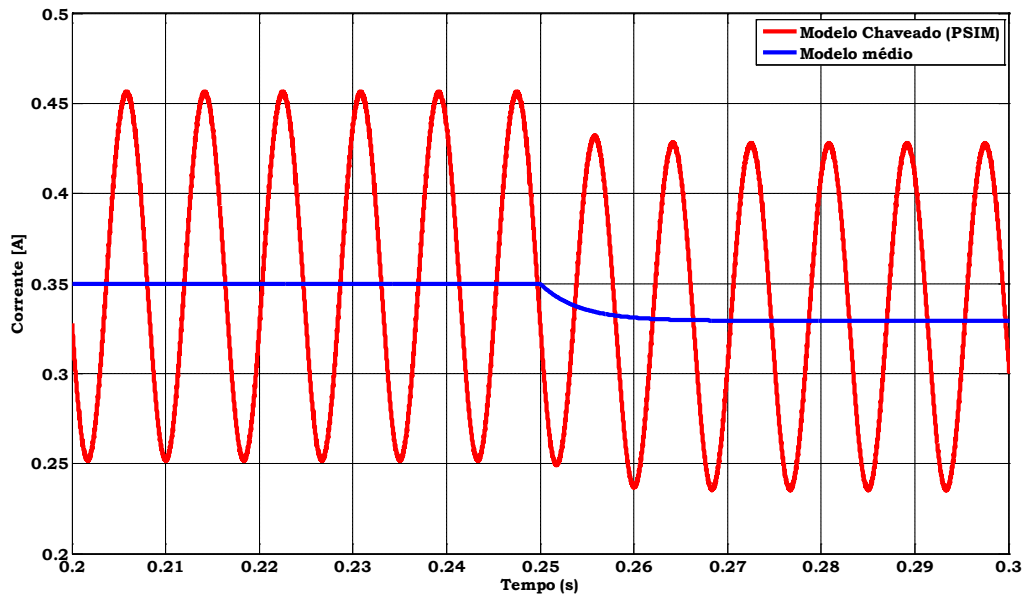


Figura 56. Resposta ao degrau dos modelos médio e chaveado do conversor

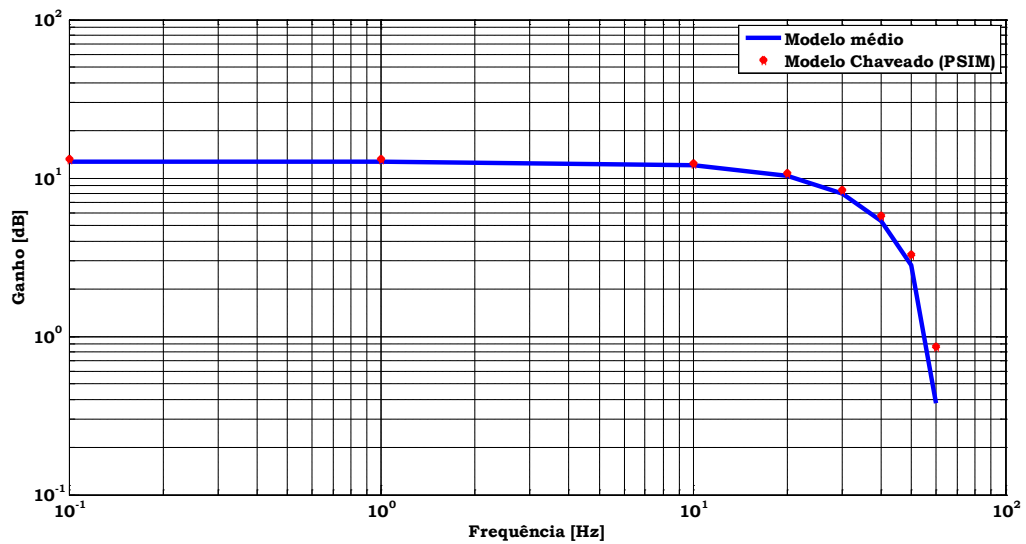


Figura 57. Resposta em frequência dos modelos médio e chaveado do conversor

5.4.2 Projeto do Controlador

Como comentado, o projeto do controlador para um conversor PFC deve ser feito de modo a garantir critérios de desempenho tanto na entrada, quanto na saída do conversor.

Do ponto de vista da entrada, como o conversor Ćuk opera como PFC DCM, a razão cíclica não poderá variar dentro de um período da rede, uma vez que isto acarretará em uma distorção na corrente de entrada do conversor. Desta forma, o controlador proposto deverá garantir que as oscilações de baixa frequência do sinal de erro atuante não sejam observadas no sinal da razão cíclica, ou seja, o controlador deverá ser projetado de modo que ele atenuie as componentes de $2\omega_L$ do sinal de erro atuante.

Por outro lado, não é desejado erro de estado estacionário para o conversor. Isto implica na utilização de pelo menos um integrador na malha de controle.

Avaliando estas premissas, foi escolhido como controlador um integrador com a função de transferência mostrada em (5.50). A constante de tempo escolhida garante a atenuação para sinais com frequência superior a 3,2 Hz, sendo que em 120 Hz o ganho do controlador é de -31.5 dB. Portanto, devido a esta elevada rejeição a sinais de 120 Hz, o controlador utilizado permite que o conversor continue emulando uma carga resistiva em malha fechada.

$$G_c(s) = \frac{20}{s} \quad (5.50)$$

O diagrama de bode da função de transferência de malha aberta do sistema pode ser visto na Figura 58. Como pode ser observado pelo diagrama, o sistema é estável, uma vez que sua margem de ganho é infinita e sua margem de fase é positiva (80,4°).

Considerando que a carga do conversor irá variar devido à dimerização, a avaliação da estabilidade do sistema em malha fechada para toda a faixa de operação do conversor deve ser feita. Para isto, foi verificado o comportamento da margem de ganho e margem de fase do sistema variando a carga de 0 a 100%. Foi verificado que a margem de ganho foi infinita para todos os casos e que a margem de fase foi sempre positiva, conforme mostrado na Figura 58. Destarte, o sistema é estável para toda a faixa de operação.

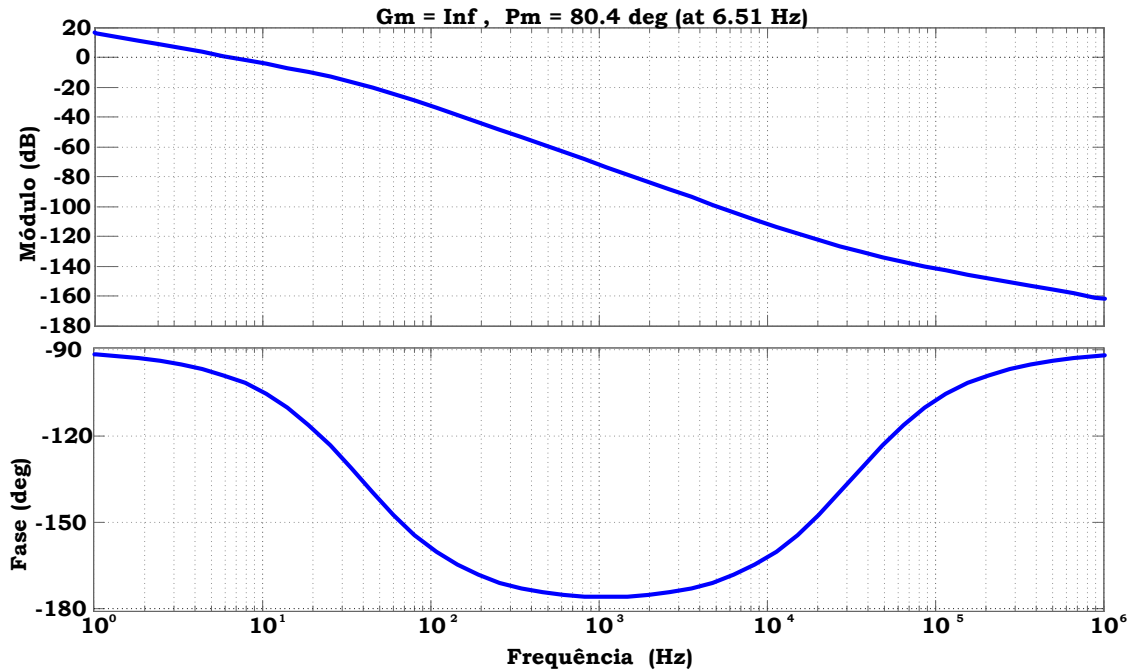


Figura 58. Diagrama de bode da função de transferência de malha aberta.

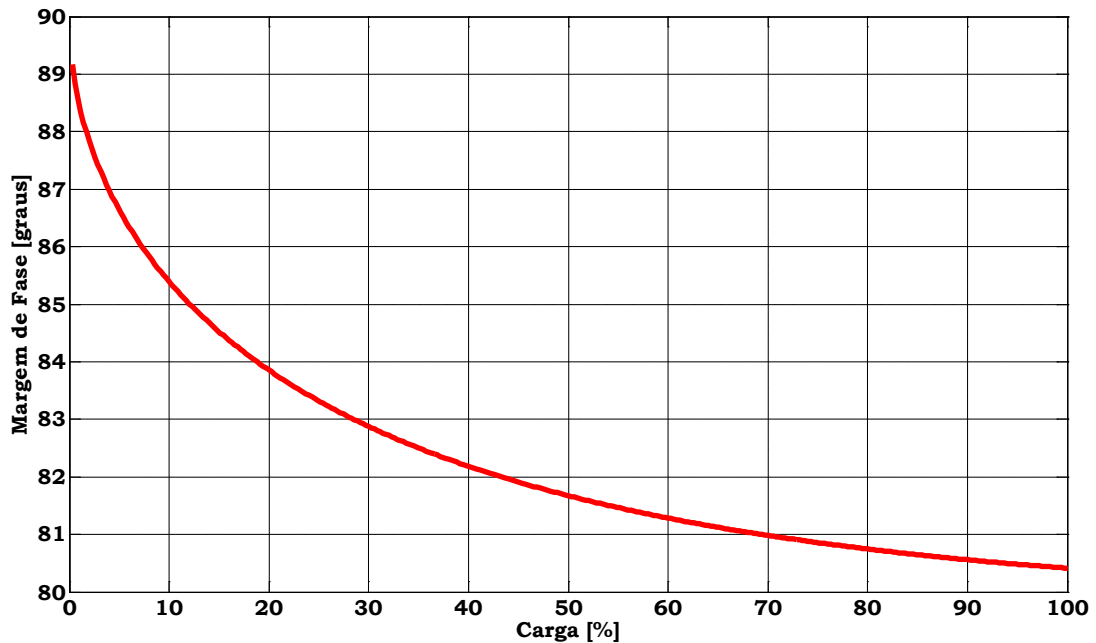


Figura 59. Comportamento da margem de fase do sistema devido à variação de carga.

A fim de se verificar o comportamento do sistema em malha fechada, foi feita novamente uma simulação no software PSIM[®]. Para que a dinâmica do conversor pudesse ser avaliada, foram provocados alguns eventos na simulação, que estão resumidos na Tabela 15. As formas de onda resultantes são mostradas na Figura 60.

Tabela 15. Eventos na simulação do conversor em malha fechada

Evento	Tempo
Degrau de 100 mA na referência	0,2 s
Degrau de -100 mA na referência	0,35 s
Degrau de -10% na tensão de entrada	0,5 s

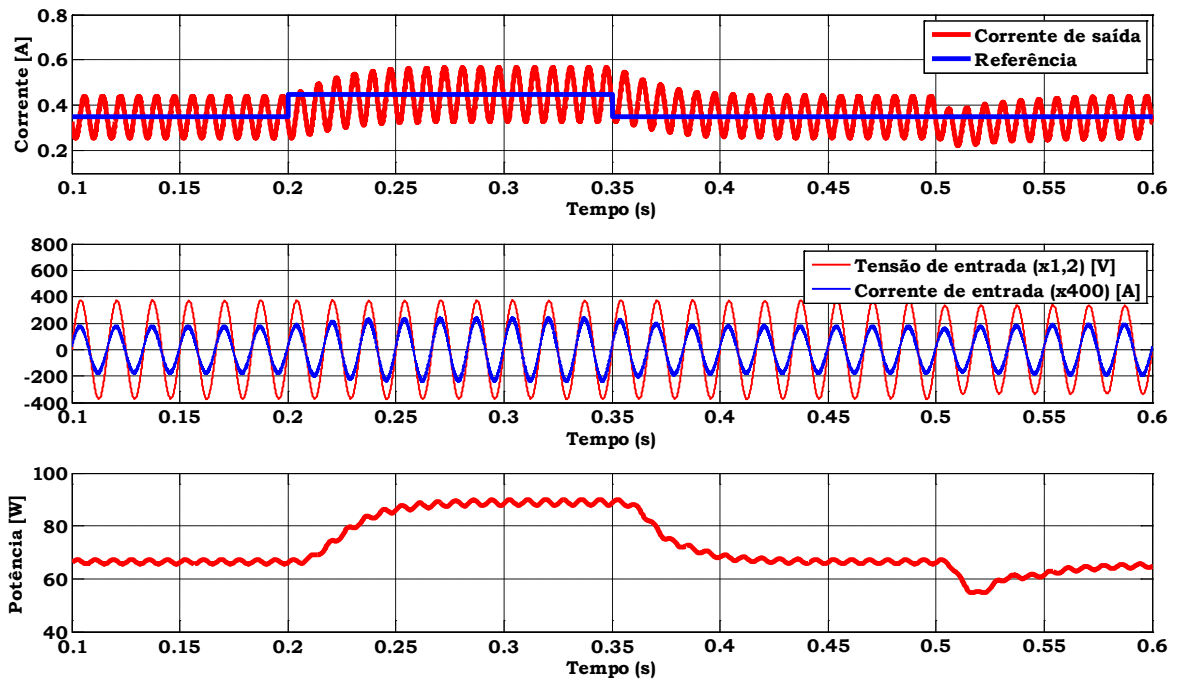


Figura 60. Simulação do conversor em malha fechada.

Através da simulação do sistema em malha fechada pode-se ver que o conversor demora cerca de três ciclos da rede para entrar em regime após um evento. Além disso, percebe-se pela forma de onda da corrente de entrada que não houve distorção desta variável devido à ação do controle, mostrando que a metodologia de projeto do controlador foi adequada para este caso.

5.5 ESTRATÉGIA DE DIMERIZAÇÃO

Conforme mostrado na Seção 3.2.2 deste trabalho, a utilização de um método de dimerização que garanta a corrente de pico dos LEDs constante é essencial quando se deseja variar a intensidade luminosa dos dispositivos. Conforme comentado, neste trabalho será utilizada uma técnica de dimerização semelhante à apresentada em GACIO, *et al.*, (2012).

O diagrama do conversor em malha fechada com dimerização é mostrado na Figura 61. O sistema de controle utilizado pode ser explicado partindo-se do princípio que a malha de controle faz com que a saída do conversor possa ser interpretada como uma fonte de corrente. No entanto, uma vez que esta malha de controle é muito lenta (devido aos motivos já explicados no trabalho), o controlador irá atuar apenas na corrente média de saída. Por outro lado, uma vez que foi inserido um interruptor estático em série com a carga, para que o sinal de erro atuante do sistema de controle seja nulo, a corrente de saída deverá ter um valor de pico igual ao valor da corrente média dividida pela razão cíclica do interruptor de dimerização. Desta forma, como a razão cíclica deste interruptor é definida pelo mesmo bloco que configura a referência de corrente do controlador, os LEDs irão operar sempre com a mesma corrente de pico. A Figura 62 mostra um esquema simplificado ilustrando o funcionamento da estratégia de controle de intensidade luminosa.

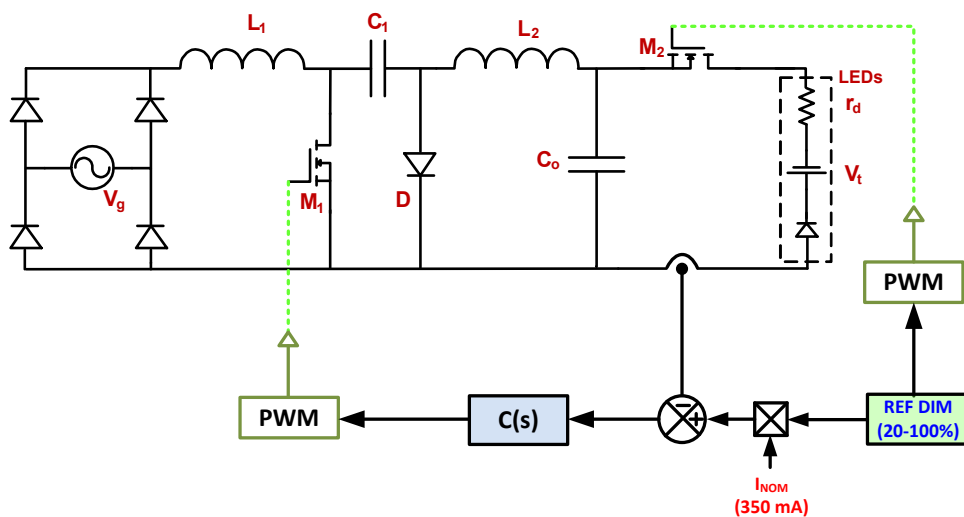


Figura 61. Conversor Ćuk com controle da potência de saída utilizando a técnica PWM

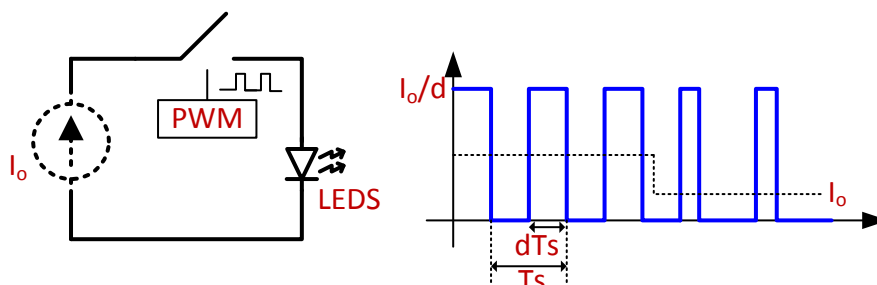


Figura 62. Modelo do conversor Ćuk com dimerização PWM.

A fim de verificar o funcionamento da técnica de dimerização proposta, foi feita uma simulação no software PSIM[®]. A Figura 63 mostra resultados desta simulação, cujos parâmetros foram os mesmos mostrados na Tabela 14. Para esta avaliação, a frequência de comutação do interruptor de dimerização foi de 50 kHz. A Tabela 16 resume os principais eventos da simulação.

Tabela 16. Eventos na simulação do conversor para variações na referência de dimerização

Evento	Tempo
Degrau na referência de dimerização (100% para 70%)	0,2 s
Degrau na referência de dimerização (70% para 40%)	0,35 s
Degrau na referência de dimerização (40% para 90%)	0,5 s

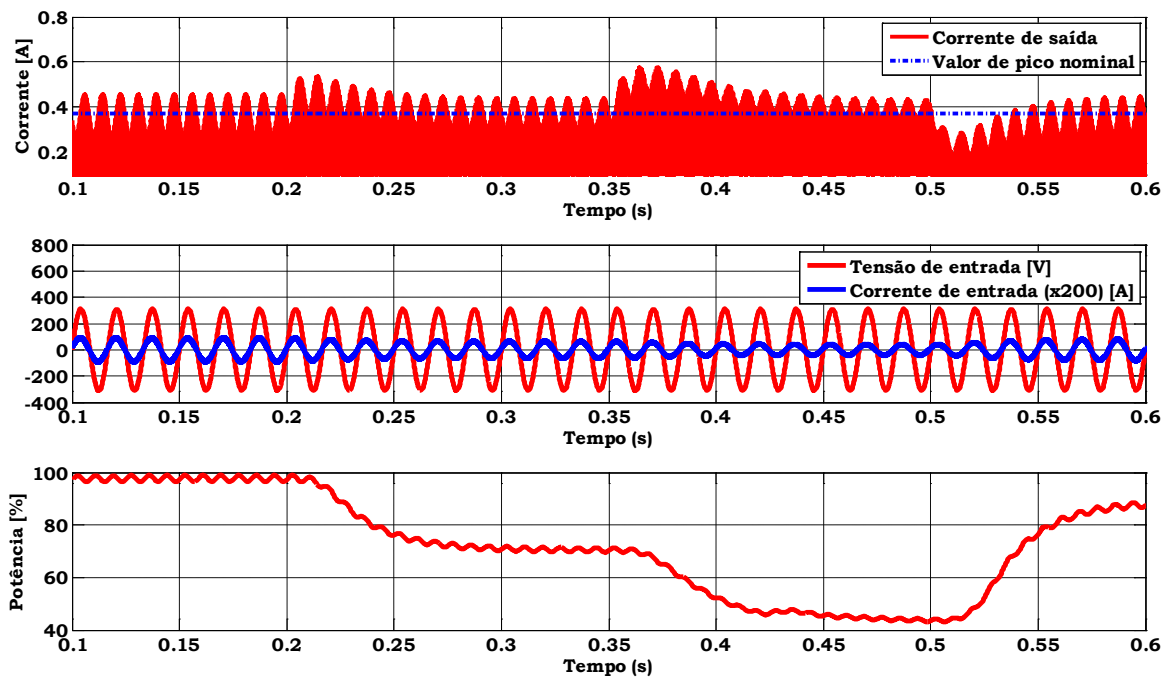


Figura 63. Simulação do conversor com dimerização.

Através da simulação foi possível observar que a corrente média de pico foi mantida constante para qualquer referência de dimerização. No entanto, devido à variação de carga, o *ripple* de baixa frequência da corrente de saída variou de acordo com o nível de dimerização. Foi possível constatar também que o sistema de controle garantiu erro nulo de estado permanente. Além disso, nenhuma distorção na corrente de entrada pode ser notada.

5.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada a solução do autor para o acionamento de LEDs em iluminação pública. Foi mostrado que esta solução, baseada no conversor *Ćuk* operando em DCM, atende aos pré-requisitos tanto do ponto de vista da carga, pois consegue fornecer corrente controlada e com um *ripple* aceitável para os LEDs, quanto do ponto de vista da fonte, pois possui elevado fator de potência e baixo THD.

As análises teóricas desenvolvidas no capítulo se mostraram satisfatórias e puderam ser comprovadas através de simulação. A metodologia de projeto, baseada em características fotométricas dos LEDs, mostra-se interessante, pois é possível projetar um conversor que atenda de forma satisfatória não só os parâmetros elétricos, mas como também a principal variável de saída do sistema: o fluxo luminoso resultante do arranjo de LEDs. Esta metodologia possibilitou também o uso de capacitores de filme ao invés dos tradicionais capacitores eletrolíticos, aumentando confiabilidade e vida útil do sistema.

Foi mostrado também que tanto o sistema de controle proposto quanto à técnica de dimerização utilizada atenderam aos requisitos da aplicação.

6 SISTEMA DE ILUMINAÇÃO INTELIGENTE COM MEDIÇÃO DE PARÂMETROS DE QUALIDADE DE ENERGIA DA REDE

Como comentado no Capítulo 2, a eletrônica presente em uma luminária para o acionamento de LEDs pode ser desenvolvida de modo a promover mais serviços por um custo similar.

Deste modo, primeiramente deve-se levantar os requisitos básicos para o funcionamento adequado da luminária, ou seja, quais devem ser os subsistemas componentes da luminária de modo que esta possa ser utilizada em uma aplicação real.

Foi mostrado que o conversor *Ćuk* consegue promover uma alimentação adequada para os diodos emissores de luz e que através da inserção de um interruptor estático em série com os LEDs é possível fazer um controle preciso da luminosidade destes dispositivos.

Neste trabalho foi escolhida a utilização de um sistema digital para o controle e gerenciamento das funções da luminária. Um microcontrolador de baixo custo foi escolhido para desempenhar esta função, visando manter a atratividade econômica do sistema.

Além disso, também foi relatado neste trabalho que um sistema de comunicação com um servidor pode aumentar de forma significativa o número de funcionalidades que podem ser oferecidas pelo sistema.

Tomando como base estes dois módulos, isto é, o conversor *Ćuk* dimerizável e o sistema de comunicação, foram desenvolvidos outros subsistemas que utilizassem a eletrônica já disponível no *driver* de modo a promover outras funções, como o sistema de proteção e o sistema de monitoramento da qualidade de energia (SMQE). Ademais, será mostrado como as funcionalidades básicas da luminária, tais como o algoritmo de controle e o controle de luminosidade, foram projetadas.

Neste capítulo serão mostradas as características de cada um destes módulos, bem como a maneira que eles foram arrançados para que fosse possível criar este novo conceito de iluminação inteligente.

6.1 ARQUITETURA DO SISTEMA PROPOSTO

A Figura 64 mostra a arquitetura do sistema proposto. Através desta ilustração é possível ver como os componentes de hardware se relacionam entre si. Observe que o microcontrolador interage com todos os outros módulos, uma vez que este elemento é o responsável pelo controle e gerenciamento da luminária.

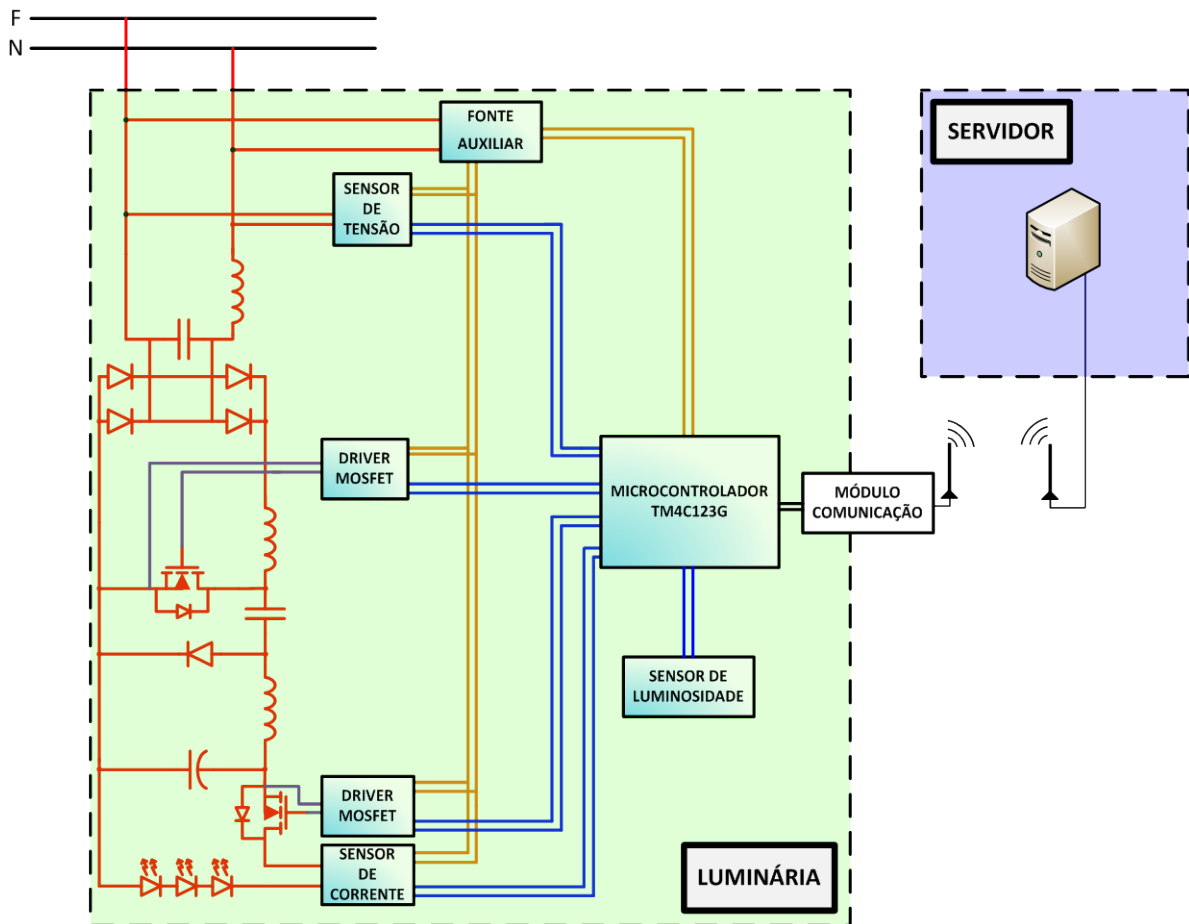


Figura 64. Arquitetura do sistema proposto.

Note que foram necessários diversos circuitos auxiliares para que o microcontrolador pudesse atuar no sistema. Podem ser destacados os *drivers* para os interruptores estáticos, o sensor de corrente, o sensor de tensão, um sistema de comunicação e a fonte de alimentação dos circuitos de controle.

Os drivers para os interruptores estáticos têm a função de promover o disparo destes semicondutores a partir dos pulsos gerados pelo microcontrolador.

O sensor de corrente foi utilizado para realizar a medição da corrente de saída de modo que fosse possível controlar esta variável a partir de um algoritmo de controle

programado no microcontrolador. Além disso, este componente do sistema tem a função de auxiliar no algoritmo de proteção do sistema, que por sua vez também conta com a informação da tensão de entrada do conversor, promovida por outro sensor.

O sistema de comunicação foi utilizado no intuito de propiciar o telecomando da luminária a partir de um servidor remoto.

Por fim, foi utilizada uma fonte auxiliar para alimentar todos os circuitos de controle.

Levando em conta a presença de um sensor de tensão na entrada da luminária, de um sistema de comunicação com um servidor remoto e de um microcontrolador, foi criado um sistema de monitoramento da qualidade de energia da tensão da rede. Este sistema tem como objetivo fornecer dados acerca da tensão de entrada da luminária. Uma vez que as luminárias são instaladas ao longo de todo o sistema de distribuição, as informações provenientes do SMQE podem ser muito úteis na operação, avaliação e manutenção dos ramais de distribuição de energia elétrica. É importante ressaltar que o custo agregado a este sistema é mínimo, uma vez que o *hardware* empregado para a construção deste módulo já era existente na constituição original da luminária.

Portanto, o sistema digital implantado no microcontrolador possui três grandes subsistemas: o módulo de iluminação, o módulo SMQE e o módulo de comunicação. A seguir serão detalhadas as características destas funcionalidades.

6.2 O SISTEMA DE ILUMINAÇÃO

O sistema de iluminação é o módulo básico da luminária proposta. Dentre as principais características acrescentadas a este subsistema podem ser citadas a capacidade de dimerização telecomandada, que proporciona uma grande economia de energia e conseqüentemente aumento da atratividade econômica do sistema, e os algoritmos de proteção da luminária, que podem reduzir de forma significativa a taxa de falhas do dispositivo.

A Figura 65 mostra como estes sistemas estão relacionados com os periféricos da luminária e a Tabela 17 mostra a legenda dos sinais indicados na Figura 65.

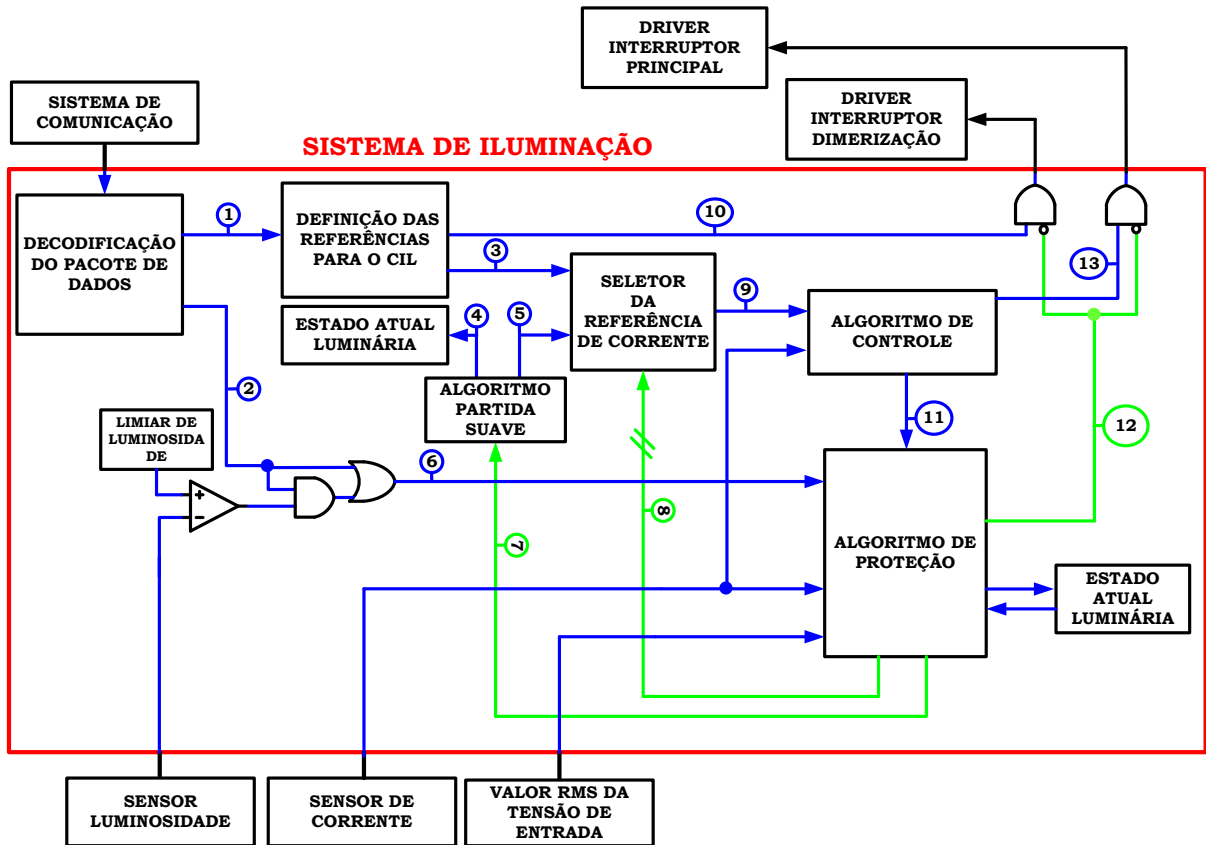


Figura 65. Diagrama das funções do sistema de iluminação.

Tabela 17. Principais sinais do módulo de iluminação do sistema

SINAL	INFORMAÇÃO
1	Intensidade luminosa desejada
2	Comando remoto acerca do ligamento (1) ou desligamento (0) da luminária
3	Valor da referência de corrente calculada a partir do sinal 1
4	Comando indicando o fim da inicialização da referência de corrente
5	Referência de corrente para partida suave
6	Estado desejado da luminária (1 – ligado, 0 – desligado)
7	Comando para inicialização da luminária
8	Sinais de inicialização da luminária e TRIP
9	Valor da referência de corrente
10	Onda PWM para acionamento do interruptor de dimerização
11	Sinais do valor de referência de corrente e da razão cíclica atual
12	Sinal de TRIP
13	Onda PWM para acionamento do interruptor principal

É interessante ressaltar que o bloco de decodificação do pacote de dados é responsável por interpretar as informações provenientes do servidor remoto. No que tange o sistema de iluminação, existem duas informações relevantes: o nível de intensidade luminosa, que posteriormente é enviada ao bloco de definição das referências de dimerização, e o estado desejado, que define se o servidor remoto deseja que a luminária esteja ligada ou desligada. Esta última informação é processada pelo bloco de proteção, responsável pelo gerenciamento do estado da luminária. O protocolo criado para a comunicação com o servidor está explicado na Seção 6.4.

6.2.1 Definição das Referências de Corrente para o Sistema de Controle de Intensidade Luminosa

Depois de recebida e interpretada, a informação do nível de intensidade luminosa desejada é enviada ao bloco de definição das referências para a dimerização. Este bloco tem a função de configurar a razão cíclica do interruptor de dimerização e definir a referência de corrente do controlador. Como foi mostrado no Capítulo 5, para que o sistema de controle funcione adequadamente, a referência de corrente para o sistema de controle deverá ser a corrente nominal ponderada pelo nível de dimerização (e.g. se a corrente nominal for 350 mA e o nível de dimerização for 50%, a referência de corrente será 175 mA). No intuito de minimizar os esforços de corrente e tensão nos elementos do conversor devido à mudança da potência manipulada pelo circuito, a referência de corrente do controlador não muda instantaneamente, mas seguindo uma rampa pré-configurada. A Figura 66 ilustra a dinâmica de mudança da corrente de referência.

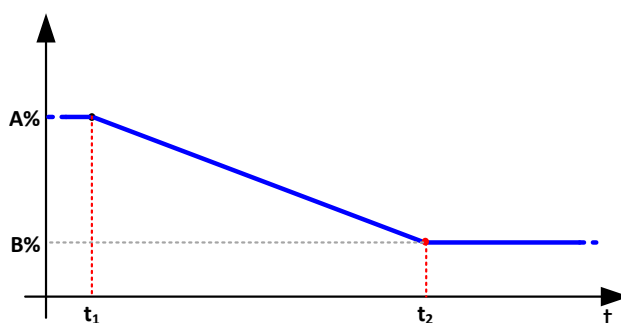


Figura 66. Dinâmica de mudança do nível de dimerização

O funcionamento deste sistema é simples. Quando um pacote com um novo nível de dimerização é recebido do servidor (instante t_1), o algoritmo de definição da referência de corrente promove um decremento com uma taxa constante da corrente de referência do sistema de controle e da razão cíclica do interruptor de dimerização até que o nível de fluxo luminoso chegue ao patamar desejado (instante t_2).

6.2.2 Algoritmo de Controle

O bloco do algoritmo de controle possui três funções: calcular o sinal de erro atuante, calcular a razão cíclica do interruptor principal a partir da função transferência do controlador e controlar o modulador PWM. A Figura 67 mostra o detalhe deste bloco. No caso do sistema programado, o modulador PWM consistiu em um comparador digital que realiza a comparação entre a saída do controlador com um *timer* do microcontrolador, que por sua vez foi configurado na frequência de chaveamento desejada para o conversor. Note ainda pela Figura 67 que o bloco de controle externa o sinal do controlador, que é utilizado no algoritmo de controle.

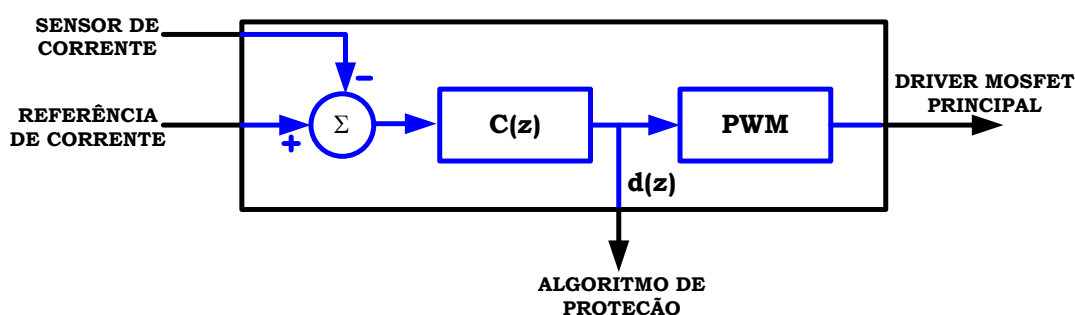


Figura 67. Diagrama do algoritmo de controle.

6.2.3 Algoritmo de Proteção

O algoritmo de proteção foi desenvolvido com a finalidade de garantir a operação segura do conversor, bem como minimizar esforços em seus componentes devido a possíveis mudanças bruscas na potência processada pelo dispositivo. Foram programadas proteções contra surto de corrente devido ao ligamento da luminária, subtensão ou sobretensão na entrada e sobretensão na saída. Além disso, este bloco é responsável por controlar o estado da luminária, ou seja, ligado ou desligado. É interessante ressaltar que o algoritmo de controle já

oferece proteção contra curto circuito na saída e por isso não foram designadas funções de proteção para esta finalidade.

O sistema de proteção foi programado de modo que cada uma das funções de proteção possuísse autonomia para desligar o conversor caso uma falta fosse detectada. Para isto, cada função representa um bloco independente do sistema de proteção e, caso qualquer falta seja detectada, os interruptores estáticos são desligados imediatamente através de um comando de desligamento (“TRIP”). A Figura 68 mostra o diagrama do sistema de proteção. Note pela figura que caso o servidor envie um comando de desligamento, o sistema de proteção também irá provocar um sinal de TRIP, desligando o circuito.

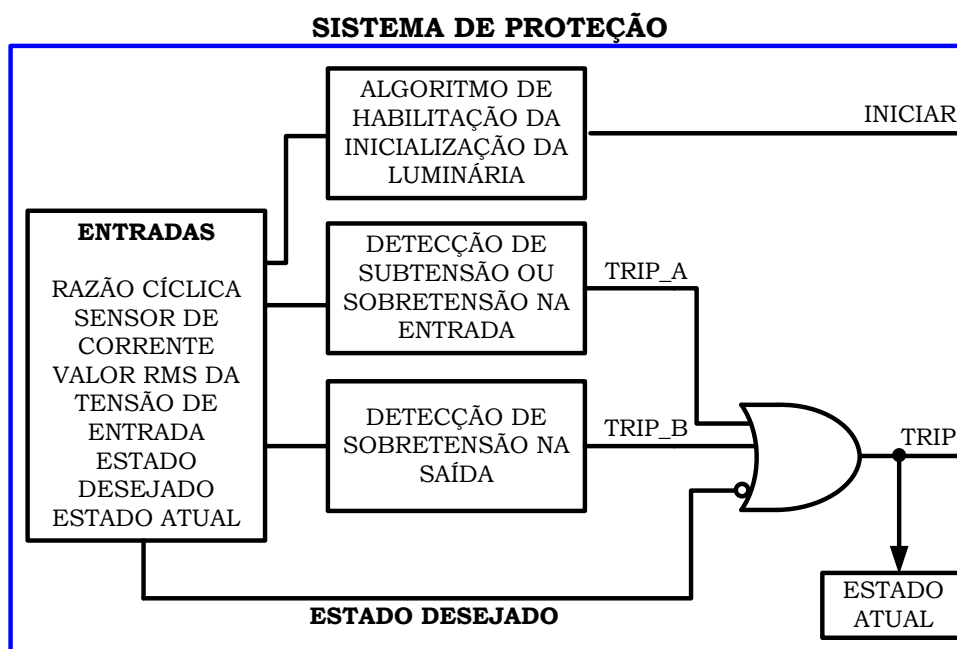


Figura 68. Diagrama do sistema de proteção.

A seguir será explicado cada um dos blocos do sistema de proteção.

6.2.3.1 Proteção Contra Surto de Corrente Devido ao Ligamento da Luminária

A função de proteção contra surto de corrente devido ao ligamento da luminária é essencial para evitar falhas catastróficas no equipamento. O principal componente desta função é um sistema de partida suave, que faz com que o controlador de corrente siga uma rampa de corrente, que parte de um valor nulo, durante a inicialização da luminária. Em seguida, no momento em que a corrente do conversor atinge seu valor nominal, o sistema

identifica a mudança de estado da luminária e permite que a referência do controlador de corrente seja configurada de acordo com os requerimentos do SCIL. A Figura 69 mostra o comportamento da referência de corrente durante a inicialização da luminária.

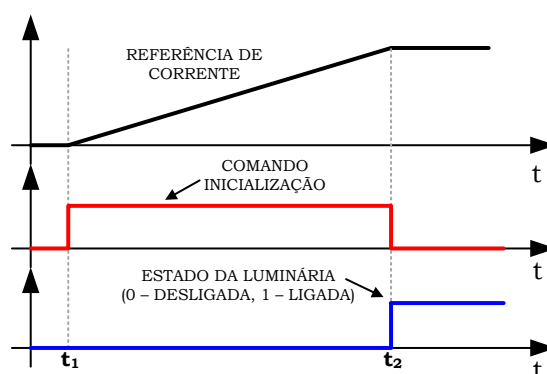


Figura 69. Gráfico do comportamento do sistema durante a partida suave.

Observe que o procedimento de partida suave tem seu início habilitado a partir de um comando de inicialização. Este comando irá ocorrer devido ao advento de dois eventos: ordem de ligamento (seja por comando remoto ou pela detecção de nível baixo de luminosidade) ou reestabelecimento do funcionamento do sistema após detecção de falta. É importante ressaltar que ambos os eventos supracitados são necessários, mas não suficientes para que o procedimento de inicialização ocorra, uma vez que o sistema de proteção só irá permitir o ligamento da luminária se a tensão da rede estiver dentro de uma faixa aceitável (neste trabalho esta faixa é de $\pm 10\%$), se a saída do controlador estiver saturada (i.e., a razão cíclica atual é a máxima permissível para o conversor), se a corrente de saída do conversor estiver próxima de zero e se a luminária estiver desligada. O diagrama mostrado na Figura 70 ilustra as condições necessárias para a habilitação do procedimento de inicialização.

Note pela Figura 65 que o algoritmo de proteção é responsável por definir se a referência de corrente do controlador será proveniente do algoritmo de partida suave, do algoritmo de definição das referências para o CIL ou ainda se esta será nula. A Figura 71 ilustra o diagrama de blocos do algoritmo seletor da fonte para a referência de corrente. Note que o algoritmo funciona como um multiplexador.

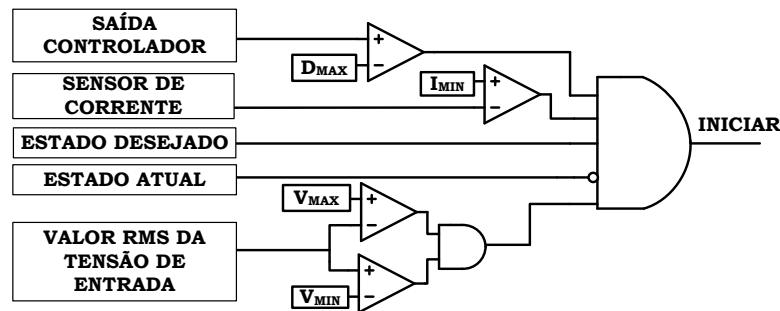


Figura 70. Diagrama de habilitação da partida do sistema.

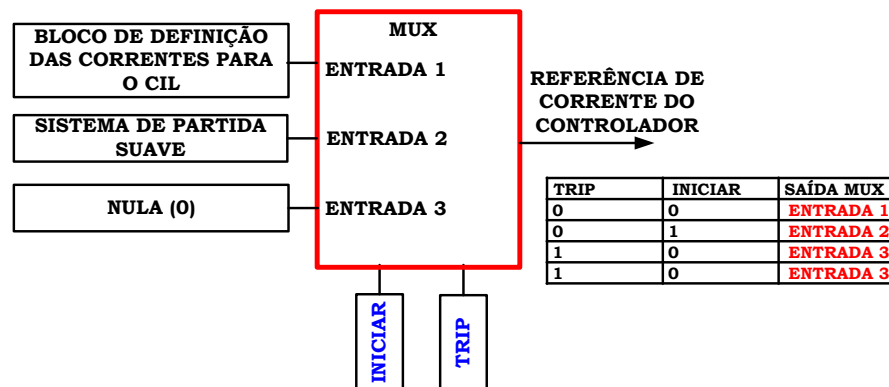


Figura 71. Definição da referência de corrente do controlador.

6.2.3.2 Proteção Contra Subtensão ou Sobretensão na Entrada

O algoritmo de proteção contra subtensão ou sobretensão na entrada tem como objetivo garantir a operação do conversor dentro da faixa de tensão de entrada para a qual ele foi projetado. Esta proteção evita esforços imprevistos de tensão e corrente nos elementos do circuito. Este algoritmo opera de maneira simples, uma vez que para a detecção das faltas supracitadas basta analisar o valor RMS da tensão de entrada, que por sua vez já é calculado por outro bloco do sistema, como será mostrado na seção 6.3. A Figura 72 mostra o diagrama desta função de proteção.

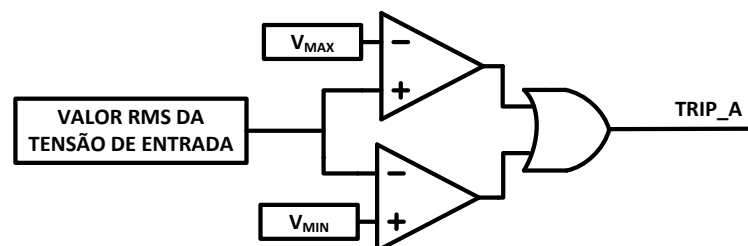


Figura 72. Função de proteção contra subtensão e sobretensão na entrada.

6.2.3.3 Proteção Contra Sobretensão na Saída

Uma vez que o sistema proposto não conta com um sensor de tensão na saída do conversor, a detecção de sobretensão na saída teve que ser feita de maneira indireta. A identificação deste tipo de falta é essencial para garantir a integridade do conversor proposto, uma vez que a topologia utiliza um interruptor estático em série com a carga e, desta forma, caso este interruptor falhe deixando o circuito aberto, a malha de controle iria tentar impor uma corrente no arranjo de LEDs que provocaria uma súbita elevação da tensão de saída. Além disso, como o arranjo de LEDs foi configurado de modo que todas as unidades ficassem em série, a falha de algum dispositivo poderia provocar o efeito de elevação de tensão.

A fim de se obter uma função de proteção que detectasse este tipo de falta, foi feita uma análise do conversor sob esta condição de falha. A partir de tal avaliação foi possível encontrar uma relação entre algumas variáveis do sistema que indicam a falha do tipo sobretensão na saída. O diagrama desta função de proteção está mostrado na Figura 73.

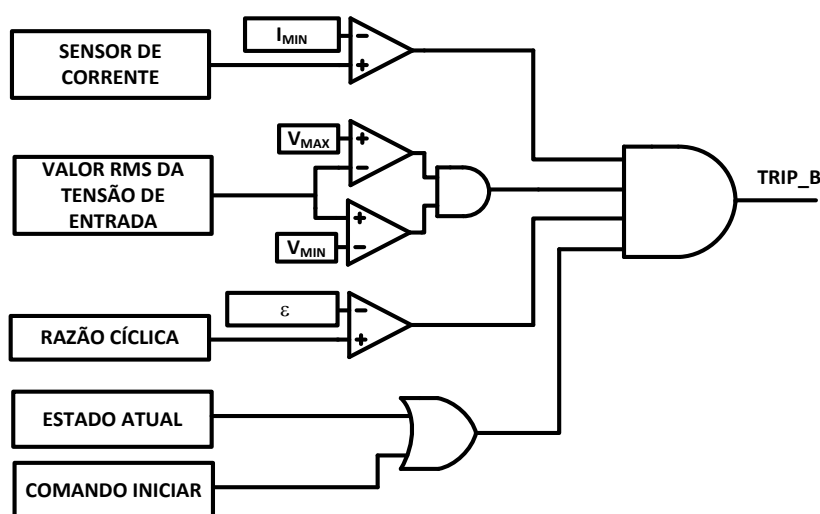


Figura 73. Função contra sobretensão na saída.

A partir da análise do diagrama da função contra sobretensão na saída pode-se ver que existem quatro condições que caracterizam uma possível sobretensão na saída do conversor. A primeira condição indica que a corrente de saída está em um nível menor que uma corrente mínima (neste caso foi utilizada uma corrente de 5% do valor nominal), indicando a falta de carga. A segunda condição garante que não existem anormalidades na tensão de entrada do conversor, ou seja, a rede elétrica está apta a entregar energia ao circuito. Já a terceira condição mostra que o sistema de controle está requisitando que o conversor drene energia da

rede. Note pelo diagrama que foi subtraído um valor muito pequeno da razão cíclica mínima de modo que fosse possível detectar a condição em que a razão cíclica é igual ao seu valor mínimo. Por fim, a última condição indica que o conversor está em operação ou está em procedimento de partida.

É importante ressaltar que, como não existe um sensor de tensão na saída do conversor, não é possível afirmar se o problema detectado pelo sistema é uma sobretensão. No entanto, o evento identificado pelo diagrama da Figura 73 representa uma anormalidade do circuito, uma vez que a fonte disponibiliza potência ao conversor, o sistema de controle deseja que o conversor consumisse potência e esta grandeza não pode ser verificada na saída do sistema. Sendo assim, a fim de preservar a integridade dos componentes do conversor, o circuito deve ser desligado nestas circunstâncias.

6.3 O SISTEMA DE MONITORAMENTO DA QUALIDADE DE ENERGIA DA REDE

Como mostrado na seção anterior deste trabalho, a utilização de um sensor de tensão na entrada do conversor foi necessária para que as funções de proteção pudessem operar de forma adequada. Além disso, devido às características do sistema de controle remoto de intensidade luminosa, um sistema de comunicação entre a luminária e um servidor teve que ser empregado.

Neste contexto, a presença destes dois dispositivos (*i.e.*, sensor de tensão na entrada e sistema de comunicação) na composição da luminária permite o aumento das funcionalidades do sistema. Desta forma, foi desenvolvido um sistema de monitoramento da qualidade de energia da rede elétrica, cujo diagrama está mostrado na Figura 74. A função deste sistema é promover informações da tensão de entrada do conversor ao órgão operador do sistema de distribuição.

De modo a aumentar a atratividade econômica do sistema, optou-se pela utilização de um microcontrolador de baixo custo. Devido a isto, foi necessária a limitação da quantidade de funções do SMQE que operam de forma *online*, isto é, que são programadas para funcionarem embarcadas no dispositivo e serem executadas em tempo real.

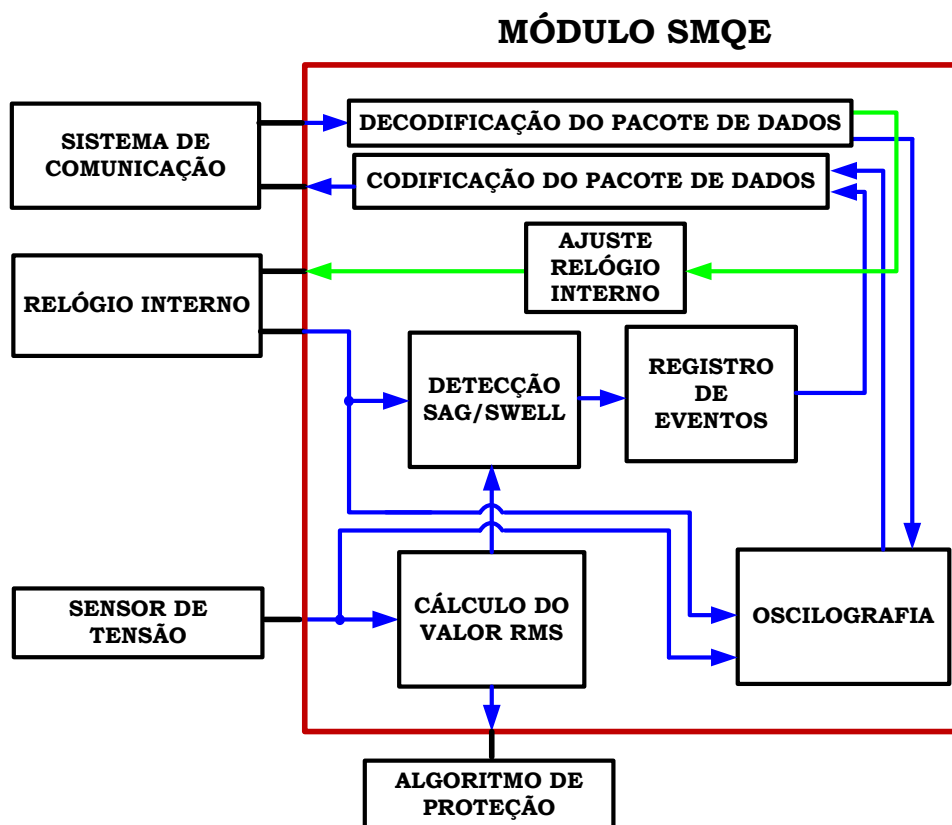


Figura 74. Módulo SMQE.

Neste contexto, foram configuradas três funções principais: o cálculo do valor RMS da tensão, a detecção de elevações (do inglês “swells”) e afundamentos (do inglês “sags”) na tensão de entrada do conversor e, por último, a oscilografia da tensão da rede. É importante ressaltar que a função de oscilografia possibilita ainda mais a expansão das funcionalidades deste sistema, pois diversas outras análises acerca da tensão da rede podem ser feitas de forma *offline*, isto é, funções que não operam em tempo real.

Pode-se destacar que, apesar de cada luminária ser monofásica, o SMQE é capaz de monitorar a tensão das três fases de um determinado sistema de distribuição. Para isto, basta alocar pelo menos uma luminária em cada uma das fases do sistema, conforme mostrado na Figura 75.

É importante ressaltar que, conforme mostrado na Figura 75, a utilização de um módulo de aquisição de sinais da rede elétrica em cada luminária de iluminação pública pode se tornar uma poderosa ferramenta para análise e operação dos sistemas de distribuição, uma vez que seria possível obter informações de diversas regiões do sistema, tais como ruas, bairros e cidades. Este levantamento de dados poderia possibilitar a identificação de cargas prejudiciais ao sistema, detecção de faltas e monitoramento das características da rede.

Novamente é importante ressaltar que o custo agregado a esta funcionalidade é reduzido, visto que os dispositivos utilizados por esta funcionalidade já estariam presentes em uma luminária telecomandada.

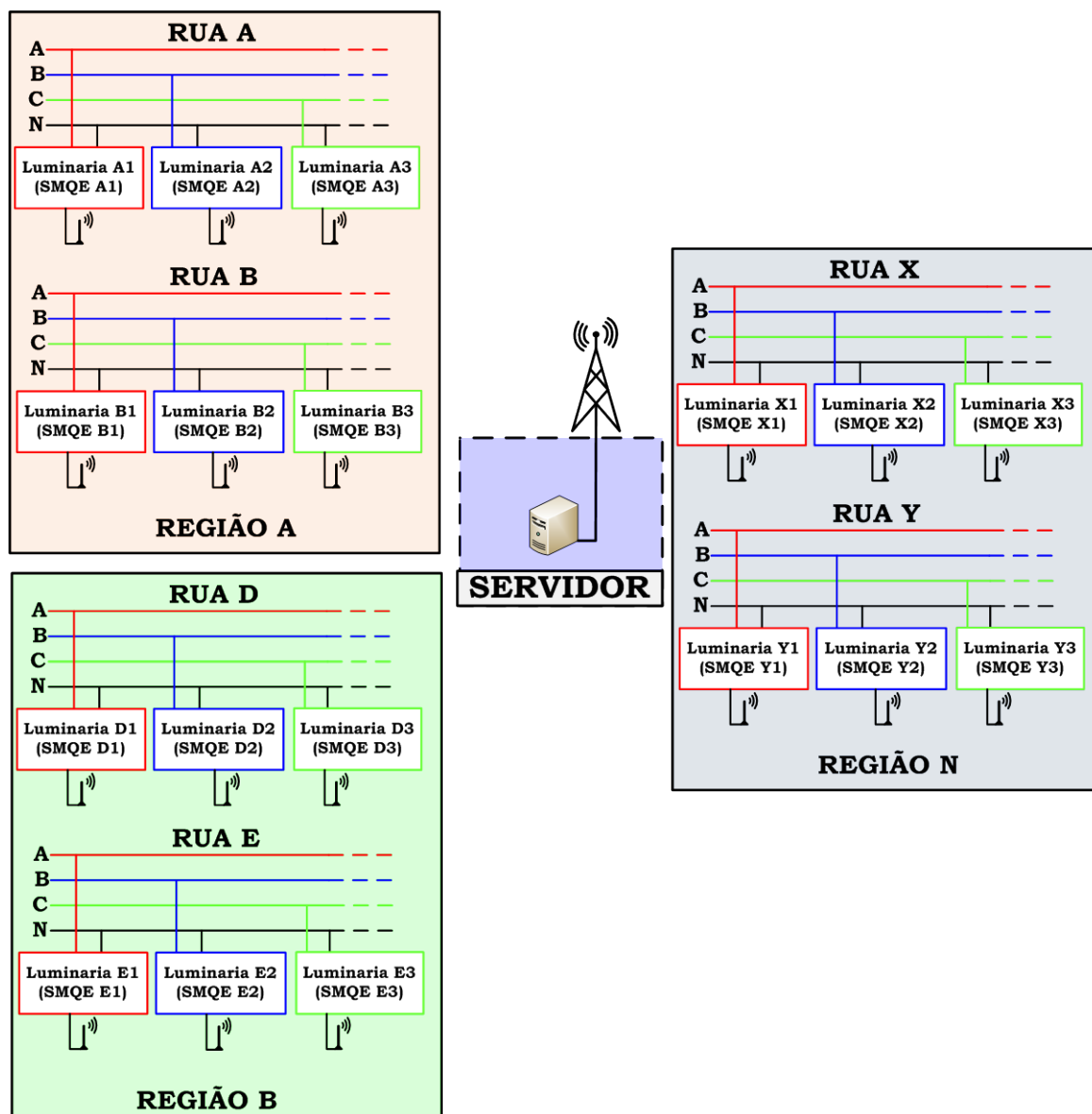


Figura 75. Diagrama de um sistema de distribuição com luminárias inteligentes conectadas em diversos pontos.

A seguir será feita uma explicação detalhada de cada uma das funções relacionadas ao sistema de monitoramento da qualidade de energia da rede.

6.3.1 Cálculo do Valor RMS

O valor RMS da tensão de entrada do conversor possui papel fundamental no funcionamento não só do SMQE, mas também no algoritmo de proteção, como foi mostrado na seção anterior.

Uma vez que a detecção de elevações e afundamentos da tensão de entrada foi desenvolvida à luz da norma IEC-61000-4-30 (IEC, 2003), o cálculo do valor RMS também foi realizado de acordo com a referida norma, que sugere a utilização do valor RMS de meio ciclo, calculado pela equação (6.1).

$$v_{rms(\frac{1}{2})} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N v_i^2}{N}} \quad (6.1)$$

Onde v_i é o valor da amostra i da tensão da rede e N , definido na expressão (6.2), é o número de amostras em meio ciclo da rede.

$$N = \frac{f_a}{f_L} \quad (6.2)$$

Onde f_a é a frequência de amostragem e f_L é a frequência da rede.

A técnica de cálculo do valor RMS de meio ciclo prevê a atualização do valor eficaz da tensão a cada passagem por zero desta variável. Uma das maneiras de se programar este cálculo é através da utilização de dois *buffers* defasados de 180° .

A Figura 76 ilustra o procedimento de cálculo do valor RMS de meio ciclo. É possível ver por esta ilustração que os *buffers* A e B possuem o mesmo tamanho, mas suas informações são diferentes. Enquanto o *buffer* A carrega as amostras da tensão da rede referentes aos semiciclos 1 e 2, o *buffer* B possui as informações dos semiciclos 2 e 3. Desta forma, ao final do segundo semiciclo, o vetor A estará preenchido e, portanto, os valores das N posições deste vetor podem ser utilizados para o cálculo do valor RMS da forma de onda relativo aos semiciclos 1 e 2. De maneira análoga, ao final do terceiro semiciclo o *buffer* B estará preenchido e assim ele pode ser utilizado para calcular o valor RMS da forma de onda relativo aos semiciclos 2 e 3. Sendo assim, a cada meio ciclo da rede, pode-se calcular um novo valor RMS da grandeza em análise utilizando os valores dos *buffers* A e B alternadamente. É importante ressaltar que ambos os *buffers* são circulantes, ou seja, após eles

serem completamente preenchidos, as novas amostras são alocadas nas posições do vetor em ordem crescente, sobrescrevendo os antigos valores.

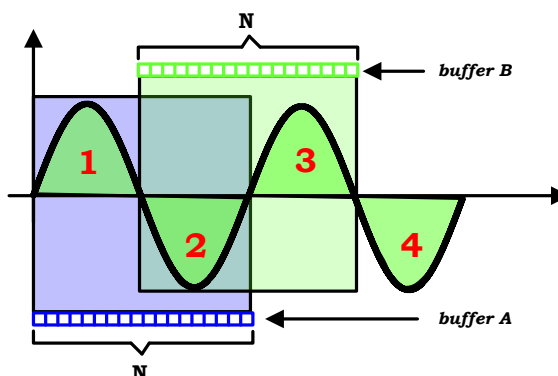


Figura 76. Cálculo do valor RMS de meio ciclo

6.3.2 Detecção de Elevações e Afundamentos na Tensão da Rede

Segundo a norma IEC-61000-4-30 (IEC, 2003), um afundamento de tensão tem início quando o valor RMS de meio ciclo desta grandeza é menor do que um determinado limiar e se encerra quando $v_{\text{rms}(1/2)}$ retorna a um valor maior que o referido limiar mais uma banda de histerese de 1% do valor nominal da tensão. É interessante ressaltar que, para que o evento seja caracterizado um *sag*, a tensão RMS não pode assumir um valor menor ou igual a 10% da tensão nominal.

De forma análoga, foi definido que uma elevação de tensão (“swell”) tem início quando o valor RMS de meio ciclo desta grandeza é maior do que um determinado limiar e se encerra quando $v_{\text{rms}(1/2)}$ retorna a um valor menor que o referido limiar menos uma banda de histerese de 1% do valor nominal da tensão. A norma define ainda que, para que um evento com estas características seja considerado um *swell*, a tensão RMS não pode assumir valores iguais ou superiores a 180% da tensão nominal do sistema.

Neste contexto, um evento *sag* ou *swell* é caracterizado por um par de informações que contém o nível que o valor RMS de meio ciclo da tensão atingiu e a duração do evento.

A Figura 77 ilustra um comportamento hipotético do valor RMS de meio ciclo da tensão de entrada do conversor durante dois eventos de qualidade de energia. Note pela figura que todas as grandezas relativas à tensão estão expressas em valores percentuais.

Para esta análise foram definidos os valores limiares para a detecção de elevações e afundamentos de X% e Y%, respectivamente. A partir da análise do gráfico pode-se perceber que em um determinado momento, o valor $v_{\text{rms}(1/2)\%}$ ultrapassa o limiar X% e a partir deste

instante é detectada uma elevação de tensão. Note que este evento dura até o momento em que o valor RMS de meio ciclo da tensão de entrada se torna menor que o valor de $X\%$ menos a banda de histerese de 1% . Desta forma, este evento pode ser caracterizado como um swell para $D_{th_sw} \%$ com uma duração de Δt_{sw} . Fazendo uma análise similar para o evento de afundamento, constata-se que ocorreu um sag para $D_{th_sg} \%$ com uma duração de Δt_{sg} .

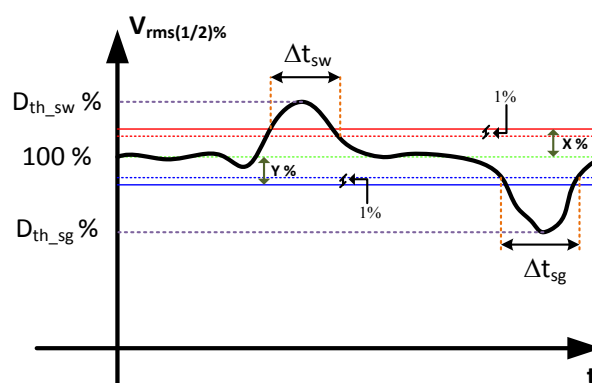


Figura 77. Ilustração de um *swell* e uma *sag* na entrada do conversor indicando as principais variáveis envolvidas.

Além das características supracitadas, o sistema de detecção de afundamentos e elevações conta com um registrador de eventos que tem a finalidade de armazenar os 20 últimos eventos, de modo que em caso de falha no sistema de comunicação, os dados relativos aos últimos eventos detectados possam ser transmitidos em um momento posterior, quando a comunicação com o servidor for reestabelecida.

6.3.3 Oscilografia

A função de oscilografia tem a finalidade de capturar as informações da forma de onda da tensão na rede. Esta função foi programada para que a frequência de amostragem da tensão possibilite uma avaliação da tensão da rede até seu quadragésimo harmônico.

De modo que fosse possível compor os sinais de oscilografia oriundos de luminárias diferentes no intuito de se construir a informação de um sinal trifásico, no momento em que o servidor demanda uma leitura da forma de onda da rede, o sistema digital obtém uma estampa de tempo de seu relógio interno e inicia a coleta da forma de onda. Após coletados os dados, a luminária envia para o servidor a estampa de tempo referente ao primeiro ponto e em seguida envia os dados relativos à oscilografia. É importante ressaltar que, quando requisitada a leitura da forma de onda, o sistema captura informações referentes a doze ciclos da rede, que é uma

quantidade de informação suficiente para análise de harmônicas e outros fenômenos de qualidade de energia (IEC, 2002).

A Figura 78 ilustra a dinâmica de coleta da forma de onda de tensão do sistema. A partir desta figura é possível observar que o procedimento de coleta de dados da tensão da rede tem início quando o pacote “VSD”, que contém o requerimento para o início da captura dos dados, é recebido pelo sistema de comunicação. Note ainda que no início da aquisição é feito o registro da estampa de tempo. Ao término da coleta dos 12 ciclos da rede, dois pacotes são enviados ao servidor, o primeiro com a estampa de tempo (pacote “EST”) e o segundo com os dados coletados (pacote “VDT”).

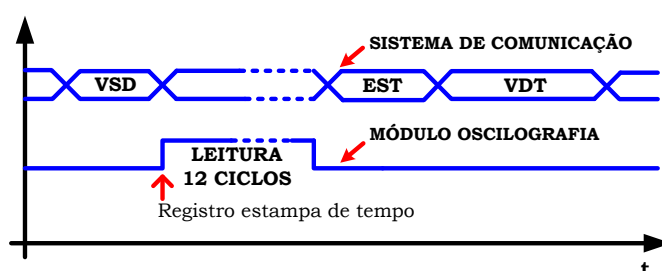


Figura 78. Ciclo de leitura de uma oscilografia.

É importante ressaltar que como a frequência de amostragem do sistema é fixa e conhecida *a priori* pelo servidor remoto, a onda coletada pelo SMQE pode ser facilmente reconstruída posteriormente.

6.4 O SISTEMA DE COMUNICAÇÃO

O sistema de comunicação da luminária é composto basicamente por dois blocos: o algoritmo codificador e decodificador de pacotes e o módulo de comunicação.

O algoritmo de codificação e decodificação tem o objetivo de codificar e decodificar os pacotes de dados provenientes do módulo de comunicação de acordo com o protocolo utilizado. Uma vez que não é o objetivo deste trabalho fazer uma avaliação acerca dos protocolos existentes no mercado, foi criado um protocolo de comunicação básico que atendesse as especificidades do sistema proposto.

A Tabela 18 mostra os pacotes básicos do protocolo de comunicação criado, bem como o tamanho de cada um deles. É importante ressaltar que os números “0” dos pacotes representam valores numéricos. A Tabela 19 mostra a origem e o destino de cada pacote.

Tabela 18. Pacotes do protocolo de comunicação criado

Nome do Pacote	Pacote	Tamanho
DIM	D<000>	4 bytes
VSD	V	1 byte
VDT	<0000>␣ ¹ <0000>␣...␣<0000>	4,88 kbytes
EST	<HHMMSSmmm>	9 bytes
SYN	S<HHMMSSmmm>	10 bytes
EVT	<0>␣<0000> ␣<HHMMSS>␣<0000000>	23 bytes
RSD	R	1 byte
RDT	<0000>	4 bytes
ONN	N	1 byte
OFF	F	1 byte
STA	E	1 byte
SDT	<0><0000>	5 bytes

Tabela 19. Origem e destino de cada pacote do protocolo de comunicação criado

Nome do Pacote	Origem	Destino
DIM	Servidor	Luminária
VSD	Servidor	Luminária
VDT	Luminária	Servidor
EST	Luminária	Servidor
SYN	Servidor	Luminária
EVT	Luminária	Servidor
RSD	Servidor	Luminária
RDT	Luminária	Servidor
ONN	Servidor	Luminária
OFF	Servidor	Luminária
STA	Servidor	Luminária
SDT	Luminária	Servidor

¹ O caractere ␣ representa um espaço em branco.

O pacote DIM é responsável por carregar a informação do nível de dimerização. Ele é composto por 4 bytes, sendo o primeiro o identificador do pacote (caractere “D”) e os outros três bytes representam o percentual de intensidade luminosa desejada (e.g. “021” para 21%, “050” para 50%).

A oscilografia é requerida pelo servidor através do envio do pacote VSD, que é composto por um único caractere, como pode ser observado pela Tabela 18. Os dados da oscilografia são transportados através do pacote VDT, que é composto pelos mil pontos de medição referentes aos doze ciclos da rede (a frequência de amostragem utilizada foi de 5 kHz). Cada ponto da tensão amostrado é composto por 4 bytes e os pontos são separados pelo caractere espaço. Para que seja possível fazer a correspondência entre os dados do pacote VDT e o valor de tensão de entrada do conversor, basta aplicar a equação (6.3).

$$V_{REAL} = 0,390156 \times V_{DIG} \quad (6.3)$$

Onde V_{REAL} é o valor de tensão da medição em volts e V_{DIG} é o valor de quatro bytes correspondente ao ponto medido.

O pacote EST corresponde à estampa de tempo do microcontrolador, sendo este enviado juntamente com o pacote VDT para caracterizar o momento em que os dados foram obtidos. Como pode ser observado pela Tabela 18, o pacote EST é composto por 2 bytes referentes à hora seguidos por 2 bytes referentes aos minutos, 2 referentes aos segundos e 3 referentes aos milésimos de segundo.

O sincronismo do relógio interno do microcontrolador é feito através do pacote SYN. Como se pode ver pela Tabela 18, a estrutura deste pacote é similar à do pacote EST, no entanto o pacote SYN possui um caractere identificador “S” em seu início.

O pacote EVT transporta as informações dos eventos de qualidade de energia. Este pacote possui quatro campos. O tipo de evento está informado no primeiro campo, que pode assumir o valor “0” para algum evento desconhecido, “1” para sag e “2” para swell. O segundo campo informa o valor mínimo (no caso de sag) ou máximo (em caso de swell) que a tensão da rede atingiu durante o evento. No terceiro campo está o horário em que o evento foi detectado e no quarto campo está a duração do evento em milissegundos.

É possível fazer a leitura do valor RMS da tensão de entrada através do pacote RSD, que faz a requisição para a luminária do envio desta informação. A luminária responde ao

comando RSD enviando o valor RMS da tensão através do pacote RDT, que carrega a informação do valor médio quadrático da rede multiplicada por dez, isto é, se o pacote recebido for “2231”, a tensão RMS lida pelo sistema foi 223,1 volts.

Os comandos de ligamento e desligamento da luminária podem ser realizados através dos pacotes “ONN” e “OFF”, respectivamente.

Por fim, para o servidor ter acesso ao estado atual da luminária e conseguir ler o valor de razão cíclica atual do conversor, é necessária a utilização dos pacotes “STA” e “SDT”. O pacote “STA” contém a requisição de envio do estado atual da luminária e o pacote “SDT” as informações requisitadas, alocadas em dois campos. No primeiro campo está o estado da luminária (“0” para luminária desligada e “1” para luminária ligada) e no segundo campo está a informação da razão cíclica multiplicada por 160000. O motivo da leitura do valor de razão cíclica será esclarecido na Seção 7.1 deste trabalho, onde é mostrado que através deste parâmetro é possível estimar a potência consumida pelo conversor.

Como se pode ver pela Tabela 18, o pacote referente à oscilografia da tensão da rede é o responsável pelo maior tráfego de dados do sistema. No entanto, supondo a requisição de 1 oscilografia por minuto, a luminária necessitaria de uma conexão com banda inferior a 100 bits/s e, portanto, a maior parte dos protocolos de comunicação modernos poderiam ser utilizados para esta aplicação. É possível encontrar na literatura a utilização de diferentes tecnologias para sistemas de iluminação inteligente, tais como GPRS (ZHANG, *et al.*, 2010), ZigBee (LECCESE, 2013) e PLC (CARREIRA, *et al.*, 2013).

A análise do módulo de comunicação não faz parte do escopo deste trabalho, uma vez que isto irá depender da aplicação e de parâmetros como número de pontos, banda necessária e custo. Será mostrado no Capítulo 7 que foi utilizada uma comunicação serial RS232 para que os resultados experimentais fossem adquiridos.

6.5 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram mostradas todas as funcionalidades do sistema de iluminação inteligente proposto. Foi possível compreender como as funções da luminária se integram com o hardware da luminária e como é a operação de cada uma das funcionalidades do sistema.

Foi mostrado também que o sistema de proteção adicionado à luminária protege os componentes contra diversas faltas que poderiam causar falhas catastróficas no sistema. Além disso, foi mostrado como algumas das funções de proteção puderam ser projetadas sem a utilização de sensores específicos, estratégia que ajudou a minimizar os custos do sistema.

Além disso, utilizando o sistema eletrônico disponível na luminária, foi desenvolvida a função de monitoramento de alguns parâmetros de qualidade de energia. Esta funcionalidade possibilita ao operador do sistema a visualização de dados como o valor RMS da tensão de entrada e a forma de onda da tensão. Além disso, foi programado um detector de afundamentos e elevações de tensão conforme a norma IEC-61000-4-30. Foi explicado também que a aplicação deste sistema em larga escala nas redes de distribuição poderia vir a ser uma ferramenta inovadora na operação, manutenção, controle e planejamento destes sistemas.

Uma vez que diversas funcionalidades foram adicionadas à luminária e que tais funcionalidades necessitam de uma comunicação com um servidor, foi desenvolvido um protocolo que propiciasse uma comunicação adequada entre a luminária e o sistema de gerenciamento remoto.

7 ANÁLISE EXPERIMENTAL DO SISTEMA PROPOSTO

Como foi mostrado no capítulo anterior deste trabalho, a luminária proposta é composta por diversos módulos, que por sua vez possuem finalidades específicas e requerem componentes de *software* e *hardware* para que suas funções possam funcionar adequadamente.

Além disso, foi mostrado que diversas das funcionalidades do equipamento necessitam de uma comunicação com um servidor remoto, que por sua vez precisa estar apto a responder às demandas da luminária, bem como controlar as diversas funcionalidades que o sistema dispõe. Devido a isto, foi criado um protótipo de um software que fosse capaz de estabelecer uma comunicação bidirecional com o dispositivo.

Do ponto de vista de hardware, foi construído um sistema similar ao mostrado na Figura 64.

Neste capítulo serão mostrados alguns detalhes do *software* e do *hardware* desenvolvidos, bem como resultados experimentais do sistema proposto.

7.1 SOFTWARE DE GERENCIAMENTO DA LUMINÁRIA

Para possibilitar o correto funcionamento dos módulos do sistema, foi desenvolvido um protótipo de um software que fosse capaz de promover a comunicação básica com a luminária desenvolvida, possibilitando a utilização das funcionalidades descritas. O programa foi dividido em quatro abas principais e cada uma destas abas é relacionada a um conjunto de funções do sistema. A linguagem de programação utilizada foi a *c sharp* (C#), que faz parte do conjunto de ferramentas da plataforma .NET da Microsoft®.

A Figura 79 mostra a tela inicial deste software. Como se pode observar pela figura, esta tela inicial contém botões para conexão e desconexão com a luminária e um botão para o sincronismo de horário.

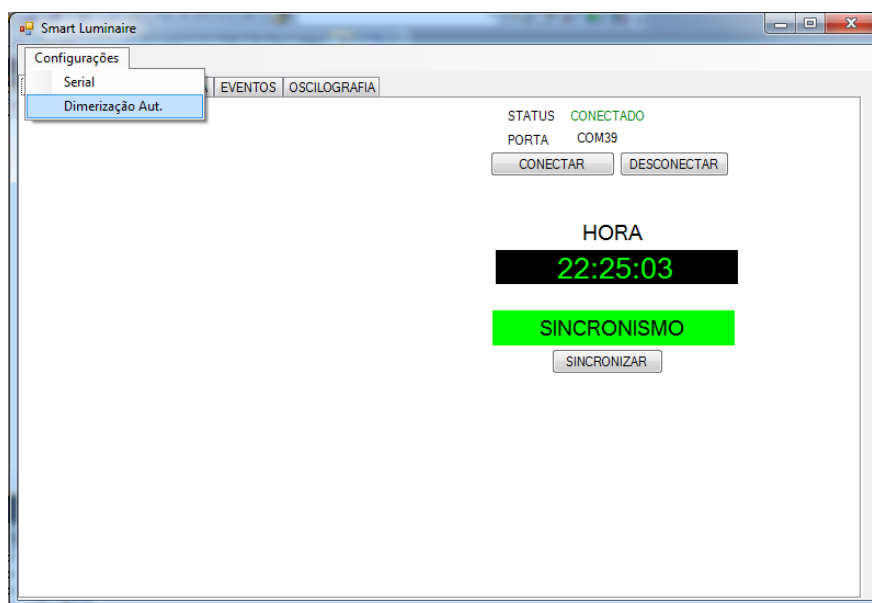


Figura 79. Tela inicial do software proposto.

Como foi explicado na Seção 6.4, neste trabalho foi utilizado o protocolo de comunicação RS232 para que a comunicação com o servidor pudesse ser realizada. Este tipo de comunicação, estabelecida através de um conversor serial-USB, faz com que o microcontrolador possa ser acessado através de uma porta de comunicação virtual criada no servidor. Desta forma, quando o usuário acionar o botão conectar da tela principal, o sistema irá tentar fazer a conexão com a luminária através da porta indicada nesta mesma tela. Esta porta pode ser configurada no item *Serial*, que faz parte do *menu* de configurações, localizado no canto superior esquerdo da janela.

O botão sincronizar tem como finalidade enviar à luminária o pacote “SYN”, sincronizando o relógio programado na luminária com o do servidor. Com as bases de tempo sincronizadas, as informações de eventos e oscilografia provindas do SMQE podem ser analisadas segundo um mesmo referencial. A cor do rótulo com a palavra sincronismo indica qual é a situação atual do dispositivo conectado ao servidor. A cor verde indica que o dispositivo está com seu horário sincronizado, já a cor vermelha indica que a luminária não está em sincronismo.

A Figura 80 mostra a aba de controle da luminária. Esta aba, que possui quatro itens, contém as principais funcionalidades relativas ao módulo sistema de iluminação.

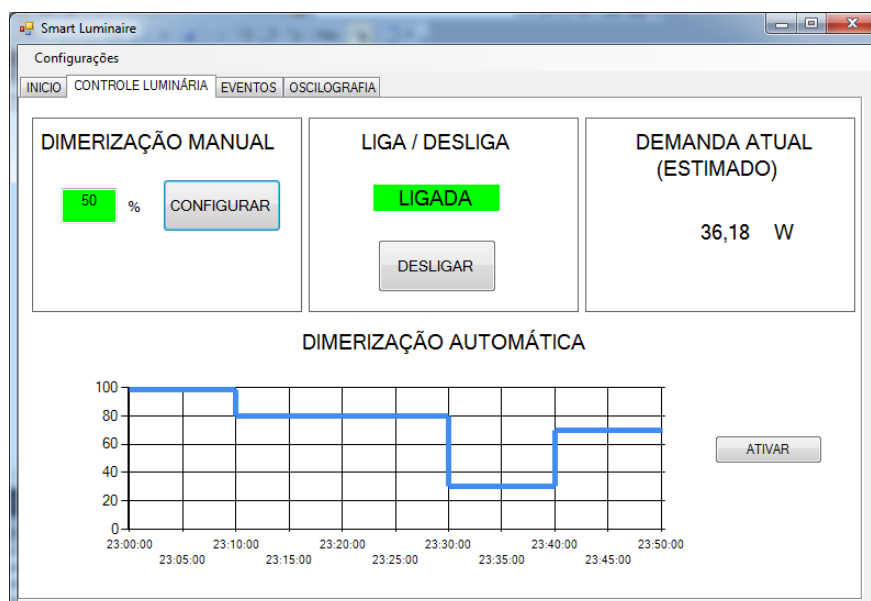


Figura 80. Tela de controle da luminária.

O item de dimerização manual possibilita ao usuário a definição do nível atual da intensidade luminosa da luminária. Ao acionar o botão configurar, a informação do nível de dimerização é enviada à luminária através do pacote “DIM”.

A funcionalidade de ligar e desligar, como o próprio nome já sugere, possibilita ao operador do sistema controlar o estado atual da luminária. Ao clicar no botão o sistema irá enviar os pacotes “ONN” ou “OFF” à luminária. O tipo de pacote enviado dependerá do estado desejado pelo usuário.

A função de estimativa da demanda atual fornece a informação acerca do consumo da luminária. O ponto interessante desta funcionalidade é que ela não utiliza nenhum sensor de corrente na entrada do conversor. A estimativa da potência ativa é feita utilizando a característica do conversor PFC DCM, que emula uma carga resistiva para a rede. Desta forma, a potência de entrada do conversor pode ser dada pela (7.1).

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R_{EM}} \quad (7.1)$$

Onde a resistência emulada R_{EM} é dada pela expressão (7.2), conforme já foi mostrado no capítulo 5.

$$R_{EM} = \frac{2L_{eq}}{D^2T_s} \quad (7.2)$$

Uma vez que a indutância L_{eq} e a frequência de comutação do conversor são fixas e variam muito pouco ao longo da vida do conversor, a potência consumida pelo dispositivo irá depender apenas do valor médio quadrático da tensão da rede e da razão cíclica atual do conversor. Conforme mostrado na Seção 6.4, estas informações podem ser obtidas através do sistema de comunicação da luminária por meio dos pacotes “RDT” e “SDT”.

É interessante ressaltar que o método de medição proposto é capaz de estimar a potência real consumida pelo conversor. Para entender como a parcela de perdas também é mensurada por esta técnica, deve-se compreender que esta parcela poderia ser modelada como uma carga adicional do *driver*. Desta forma, para que a potência no arranjo de LEDs seja a desejada, o sistema de controle terá que compensar o valor da razão cíclica de modo que o conversor possa suprir tanto a carga quanto as perdas. Portanto, o valor atual da razão cíclica já carrega informações acerca das perdas no conversor.

A fim de mostrar o desempenho deste método de medição, foram realizadas algumas medições para diversos níveis de dimerização e os valores obtidos foram comparados com um medidor de potência comercial¹. A Figura 81 mostra o resultado desta comparação.

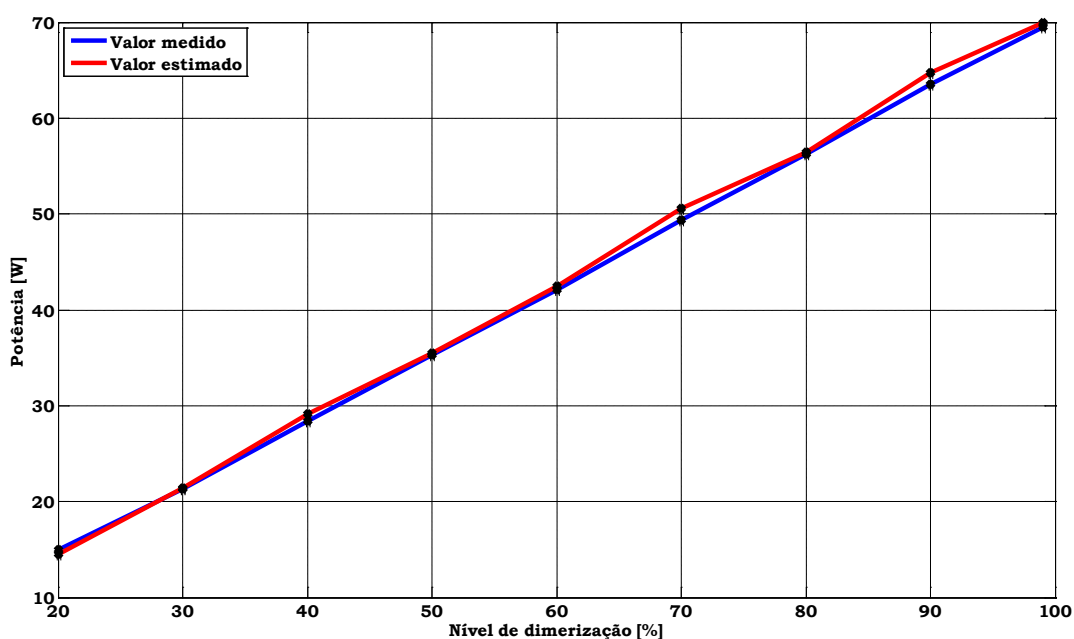


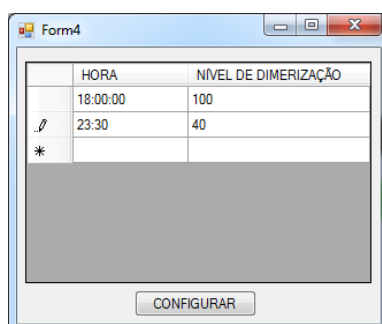
Figura 81. Gráfico comparativo entre a potência medida por um medidor comercial e a potência estimada pelo programa.



¹ O medidor comercial utilizado como referência foi o da fonte CA TENMA® modelo 72-7675.

Pelos resultados obtidos é possível concluir que a técnica de medição da potência consumida pela luminária fornece uma estimativa fidedigna da potência consumida pelo conversor. É importante ressaltar que os dados mostrados na Figura 81 foram coletados após uma calibração do sistema. Esta calibração foi feita no intuito de corrigir erros de medição devido às não idealidades do sistema (*i.e.*, diferença entre o valor teórico e o valor real da indutância L_{eq}), bem como adicionar as perdas no filtro EMI e na ponte retificadora ao modelo utilizado para a estimação da potência.

É importante enfatizar que a funcionalidade de estimativa de potência tem fundamental importância no contexto da luminária inteligente. Esta medição fornece uma alternativa ao combate das perdas não técnicas em sistemas de distribuição que, em grande parte, estão atreladas ao faturamento indevido dos sistemas de iluminação pública. Atualmente este faturamento é feito por meio de contagem do número de pontos instalados, que é uma metodologia onerosa e muitas vezes imprecisa (SOARES, *et al.*, 2013). Além do benefício supracitado, a estimativa da demanda da luminária fornece um dado que pode indicar anormalidades no funcionamento do dispositivo bem como o envelhecimento da luminária, sendo uma informação que pode vir a ser útil para as equipes de manutenção do parque de iluminação pública.

O ultimo item da aba de controle da luminária é a funcionalidade de dimerização automática, que proporciona um controle automático da intensidade luminosa a partir de uma curva pré-programada. A configuração desta curva pode ser feita através do item *Dimerização Aut.*, que está localizado no *menu* de configurações. A Figura 82 mostra a tela de configuração da curva de dimerização automática. Como se pode observar pela figura, a configuração da curva de dimerização é feita através de um par de dados que indicam a hora e o nível de fluxo luminoso desejado.



	HORA	NIVEL DE DIMERIZAÇÃO
	18:00:00	100
	23:30	40
		

CONFIGURAR

Figura 82. Tela de configuração da curva de dimerização.

O mecanismo de ação do sistema automático de controle da intensidade luminosa é similar ao da dimerização manual, no entanto, ao invés do comando de dimerização ser enviado à luminária a partir de uma requisição do usuário, ele é enviado de maneira autônoma pelo sistema de acordo com os níveis e horários programados pelo operador.

A Figura 83 mostra a aba que trata os eventos de qualidade de energia detectados pelo SMQE. Note pela figura que esta aba possui poucas funcionalidades, visto que seu objetivo é apenas exibir as características dos eventos detectados. Observe que as informações do tipo do evento, horário, duração e nível atingido pelo valor RMS da tensão durante o evento podem ser visualizados facilmente pela interface. Os botões “limpar” e “salvar” possibilitam ao operador limpar a planilha e salvar os dados contidos nela, respectivamente.

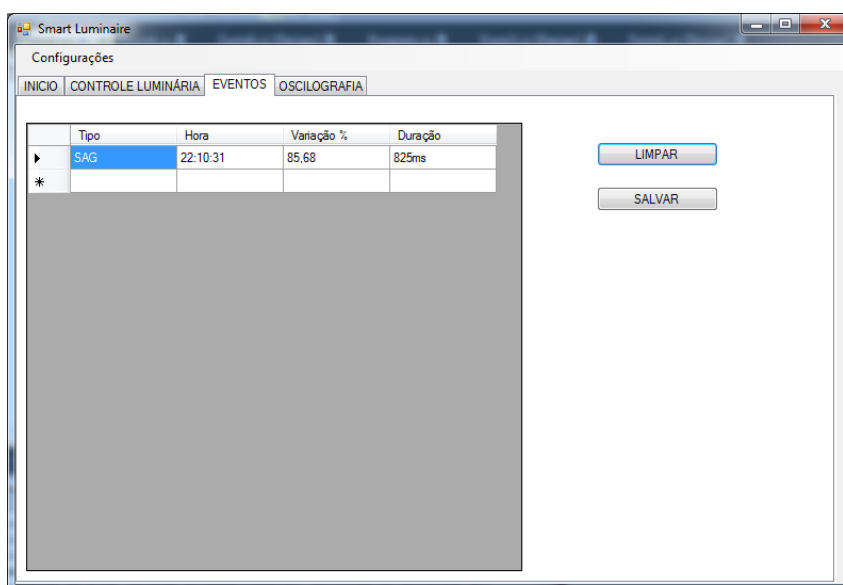


Figura 83. Aba de exibição dos eventos de qualidade de energia detectados.

A aba Oscilografia está mostrada na Figura 84. A partir desta aba é possível requisitar, visualizar e salvar os dados da oscilografia.

Observe que apesar do SMQE enviar ao servidor os dados referentes a doze ciclos da rede, apenas um ciclo é mostrado na tela. Esta característica foi programada de modo a facilitar uma inspeção visual da forma de onda por parte do operador. Note ainda que o sistema proporciona a visualização imediata do valor RMS e da frequência da forma de onda em análise.

O botão limpar permite ao usuário limpar a tela de visualização. Já o botão salvar deve ser utilizado para guardar os dados referentes aos doze ciclos da rede que foram recebidos pelo servidor.

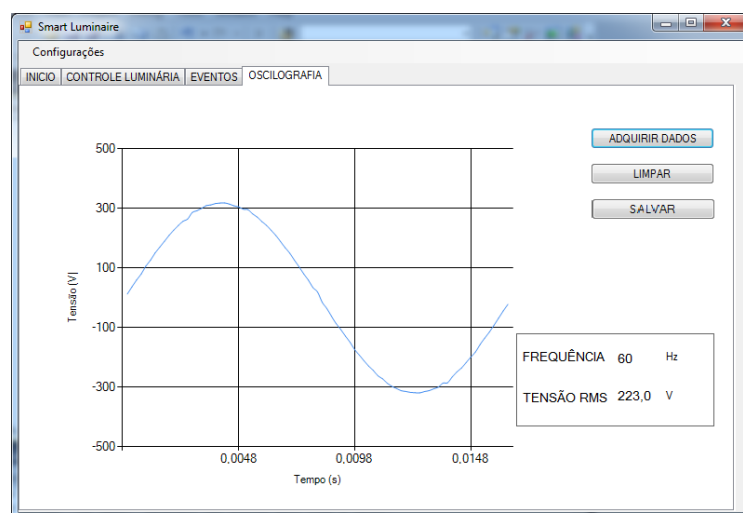


Figura 84. Aba de oscilografia.

7.2 PROTÓTIPO DA LUMINÁRIA

Avaliando a Figura 64, pode-se ver que o *hardware* do sistema proposto é composto pelo conversor *Ćuk*, pelos drivers do interruptor principal e do interruptor de dimerização, por um sensor de corrente e um sensor de tensão, por uma fonte de alimentação, além de um microcontrolador.

A fonte de alimentação do circuito foi produzida utilizando o circuito integrado NCP1014 (ON SEMICONDUCTOR, 2010). Os drivers dos interruptores foram feitos de modo que eles fossem isolados, ou seja, não compartilhassem sinal de terra nem com o circuito de potência, nem com o circuito de controle. A concepção destes circuitos foi feita utilizando o CI HCPL-3120 (AVAGO TECHNOLOGIES, 2013), utilizando como base o projeto mostrado em KIRSTEN, RONCALIO, (2013).

O sensor de corrente utilizado no protótipo foi o ACS712 (ALLEGRO MICROSYSTEMS, 2013), que é um sensor de efeito hall e, portanto, possui isolamento galvânico. Mantendo a filosofia de isolar os diferentes circuitos periféricos, o circuito do sensor de tensão também foi projetado de maneira que esta premissa fosse atendida. Neste caso, foi utilizado um circuito de medição utilizando o optoacoplador SFH617 (VISHAY SEMICONDUCTORS, 2013).

O microcontrolador utilizado foi o TM4C123GE6PM (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2013). A Tabela 20 lista as principais características deste dispositivo.

Tabela 20. Principais características do microcontrolador TM4C123GE6PM

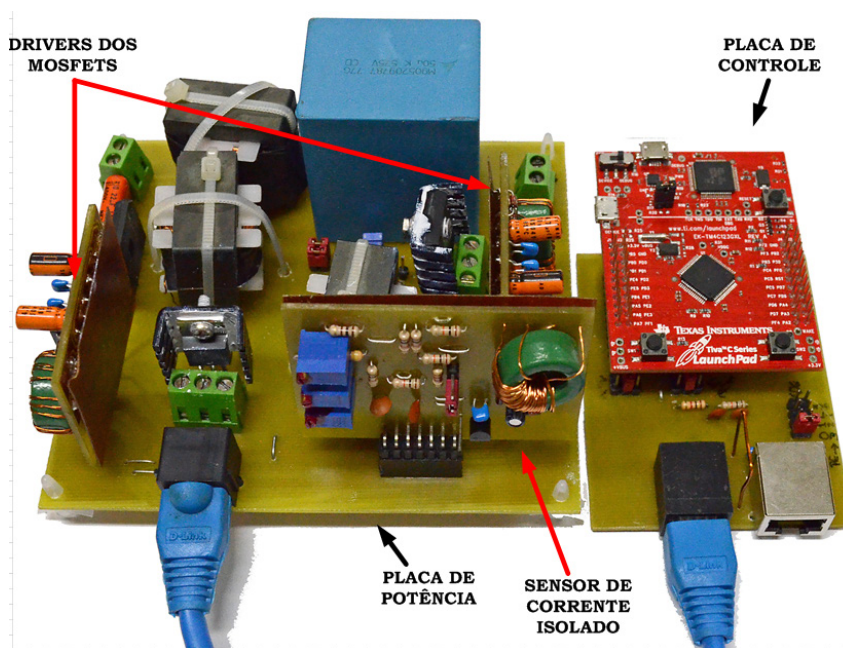
Característica	Descrição
Núcleo	ARM Cortex-M4F
Desempenho	80-MHz; 100 DMIPS
Memória Flash	128 KB
Memória RAM	32 KB
Memória EEPROM	2 KB
Contadores	Seis contadores 16/32 bits e seis 32/64 bits
Comunicação Serial UART	8 módulos
Moduladores PWM	2 (com um total de 16 saídas PWM)
Conversor Analógico-digital	2 conversores com taxa máxima de 1 MSPS ¹

No que tange o conversor *Cuk*, seus componentes foram dimensionados de modo que estes suportassem os esforços de tensão e corrente do conversor para toda faixa de operação. A Tabela 21 lista os componentes utilizados no circuito de potência do conversor proposto e a Figura 85 mostra a foto do protótipo.

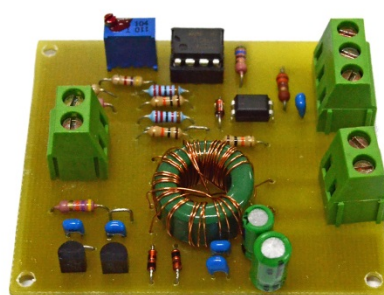
Tabela 21. Parâmetros do protótipo de laboratório

Item	Valor
Ponte retificadora	GBU4J
Filtro EMI (LC)	5 mH, 470 nF
Indutância de entrada L_1	5.2 mH
Indutância de saída L_2	700 μ H
Capacitor C_1	100 nF / 630V - poliéster
Capacitor de saída C_o	50 μ F / 250V - polipropileno
Interruptor principal	IRF840 (r_{DS_ON} =850 m Ω)
Interruptor de dimerização	IRFP260 (r_{DS_ON} = 55 m Ω)
Diodo do conversor <i>Cuk</i>	MUR 460

¹ 1 MSPS corresponde a um milhão de amostras por segundo



(a)



(b)

Figura 85. Protótipo do sistema eletrônico utilizado na luminária. (a) Placa de controle e placa de potência. (b) sensor de tensão.

7.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção serão mostrados os resultados experimentais do conversor e das funcionalidades do sistema de iluminação. Por se tratar de uma topologia com carga variável, o comportamento das principais variáveis do conversor será avaliado em dois pontos de operação: o de menor carga (neste trabalho escolheu-se 20% da carga nominal) e o de carga nominal. Posteriormente será mostrado o desempenho das funcionalidades adicionadas à luminária.

7.3.1 Resultados Experimentais Do Circuito De Potência

A Tabela 22 mostra alguns parâmetros utilizados no ensaio. Observe que neste trabalho a frequência de comutação do interruptor de dimerização foi a mesma do interruptor principal.

Tabela 22. Parâmetros utilizados no experimento

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada nominal	220 V
Frequência da rede	60 Hz
Corrente nominal do arranjo de LEDs	350 mA
Corrente média mínima	70 mA (20 %)
Frequência de comutação do conversor	50 kHz
Frequência de comutação do interruptor de dimerização	50 kHz

A Figura 86 mostra as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída do conversor para carga nominal. Na Figura 87 estas mesmas variáveis são exibidas, no entanto, para carga de 20%. Nota-se que em ambos os casos a corrente de entrada é aproximadamente senoidal, contudo ela possui pequenas distorções devido à ressonância entre capacitâncias parasitas das chaves semicondutoras e as indutâncias do circuito (DE GUSSEME, *et al.*, 2003). Além disso, devido ao filtro EMI, a corrente de entrada do conversor possui um pequeno avanço de fase em relação à tensão.

Com relação às variáveis de saída do conversor, pode-se notar que a dimerização PWM não pode ser percebida com clareza na Figura 86, visto que para carga nominal o interruptor de dimerização possui uma razão cíclica de 99%. Já no caso de 20% da carga nominal, percebe-se que a corrente de saída possui um caráter de alta frequência com uma envoltória de baixa frequência.

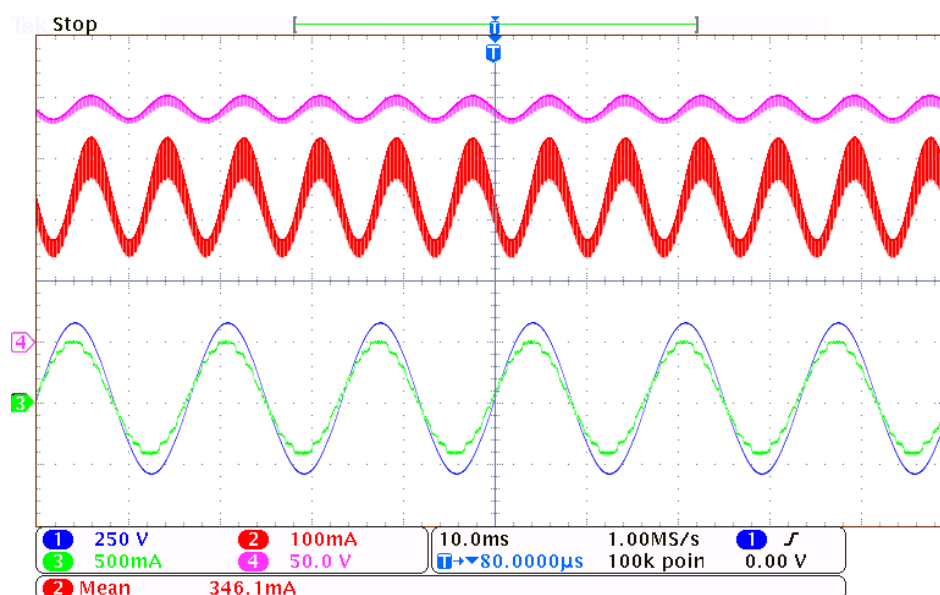


Figura 86. Formas de onda de entrada e saída para carga nominal: tensão (CH1 - 250 V/div) de entrada, corrente de entrada (CH3 - 500 mA/div) de entrada, tensão de saída (CH4 - 50 V/div) e corrente de saída (CH2 - 100 mA/div).

Escala de tempo: 10 ms/div.

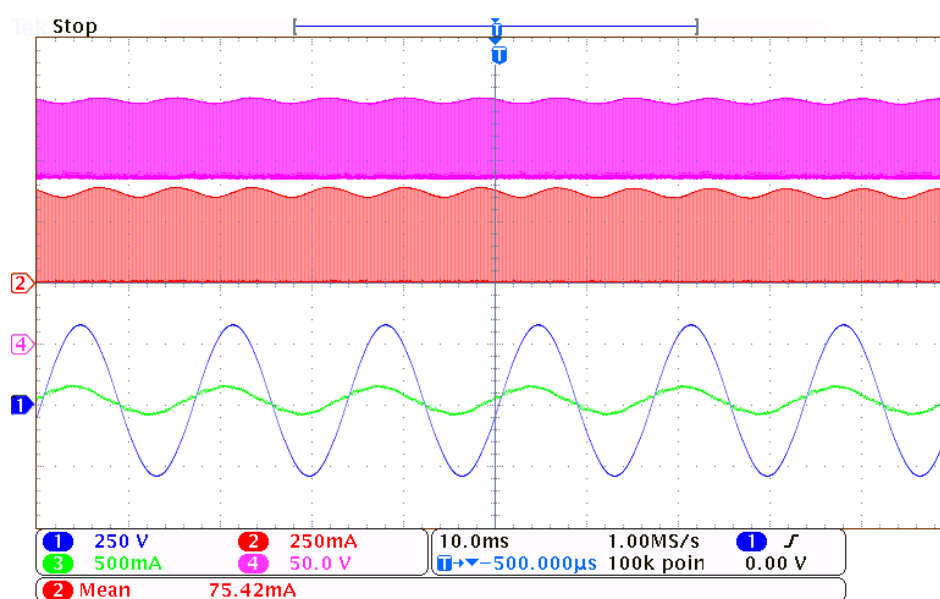


Figura 87. Formas de onda de entrada e saída para 20% da carga nominal: tensão (CH1 - 250 V/div) de entrada, corrente de entrada (CH3 - 500 mA/div) de entrada, tensão de saída (CH4 - 50 V/div) e corrente de saída (CH2 - 250 mA/div). Escala de tempo: 10 ms/div.

Uma constatação interessante que pode ser feita através da análise das Figuras 85 e 86 é que a ondulação de baixa frequência da corrente de saída diminuiu de aproximadamente 164 mA (46,8%) em carga nominal para 40 mA (11,5%) na carga mínima. Todavia, como foi mostrado no Capítulo 3, não existem mudanças significativas no desempenho fotométrico dos LEDs entre estes níveis de *ripple*. Portanto, é plausível considerar que o pico de corrente nos

diodos emissores de luz em ambos os casos foi o mesmo. A Figura 88 mostra o comportamento da ondulação de baixa frequência na corrente dos LEDs para toda a faixa de operação. Como esperado, esta variável cresce com o aumento da carga.

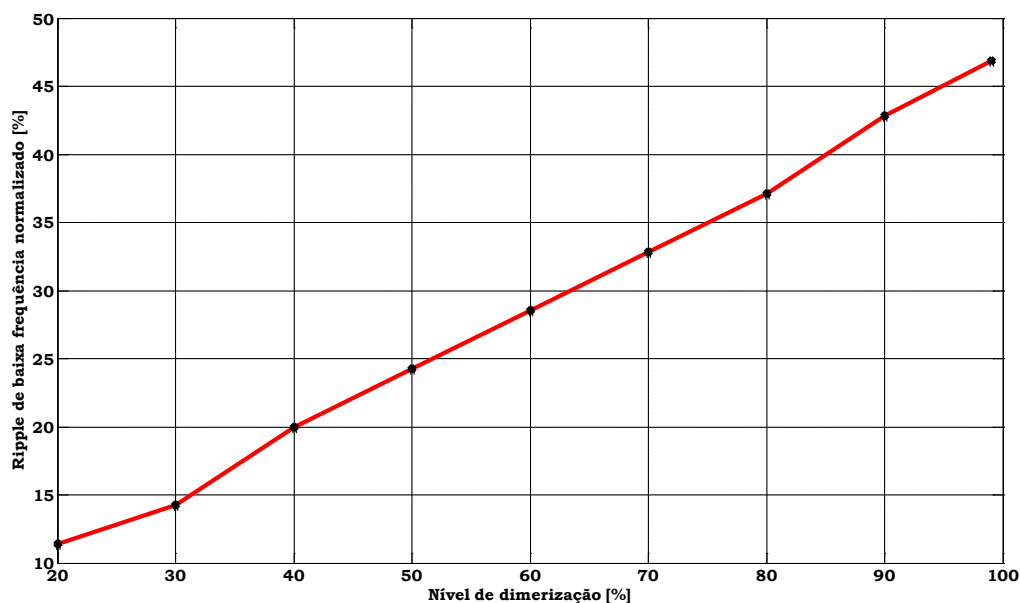


Figura 88. Ondulação de baixa frequência conforme o nível de dimerização.

A Figura 89 mostra o detalhe de alta frequência das variáveis mostradas na Figura 87 para um nível de dimerização de 20%. Observe que o pico de corrente se manteve aproximadamente constante. Desta forma, a variável responsável pela mudança de valor médio da corrente é a razão cíclica do interruptor de dimerização.

A Figura 90 mostra o conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor para carga nominal e carga mínima. Nesta mesma figura foram mostrados os limites da norma IEC-61000-3-2 a fim de comparação. Pode-se ver que as características da corrente de entrada atendem a normatização europeia nas condições limítrofes de operação do conversor, isto é, com carga máxima e com carga mínima.

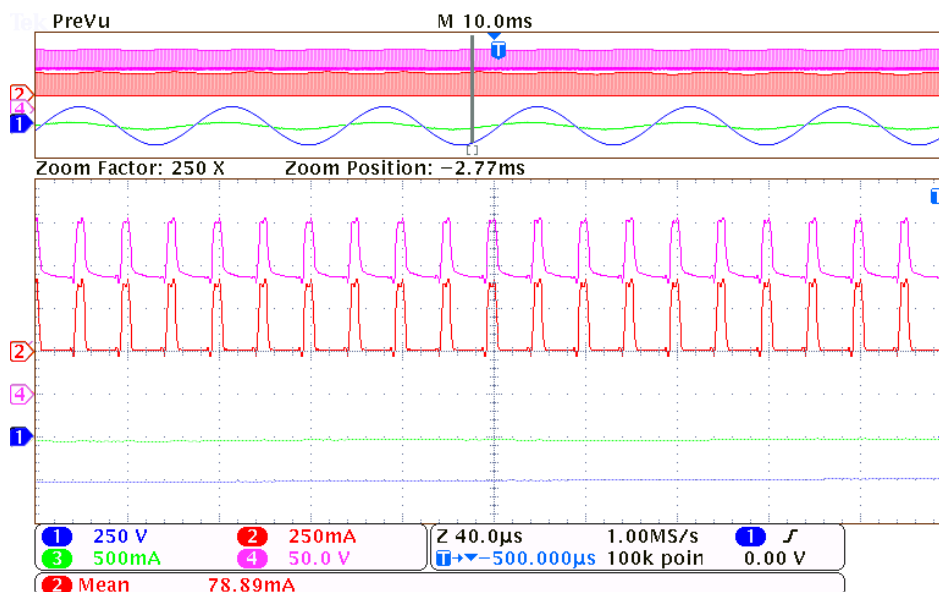


Figura 89. Formas de onda de entrada e saída para 20% da carga nominal (alta frequência): tensão (CH1 - 250 V/div) de entrada, corrente de entrada (CH3 - 500 mA/div) de entrada, tensão de saída (CH4 - 50 V/div) e corrente de saída (CH2 - 250 mA/div). Escala de tempo: 40 µs/div.

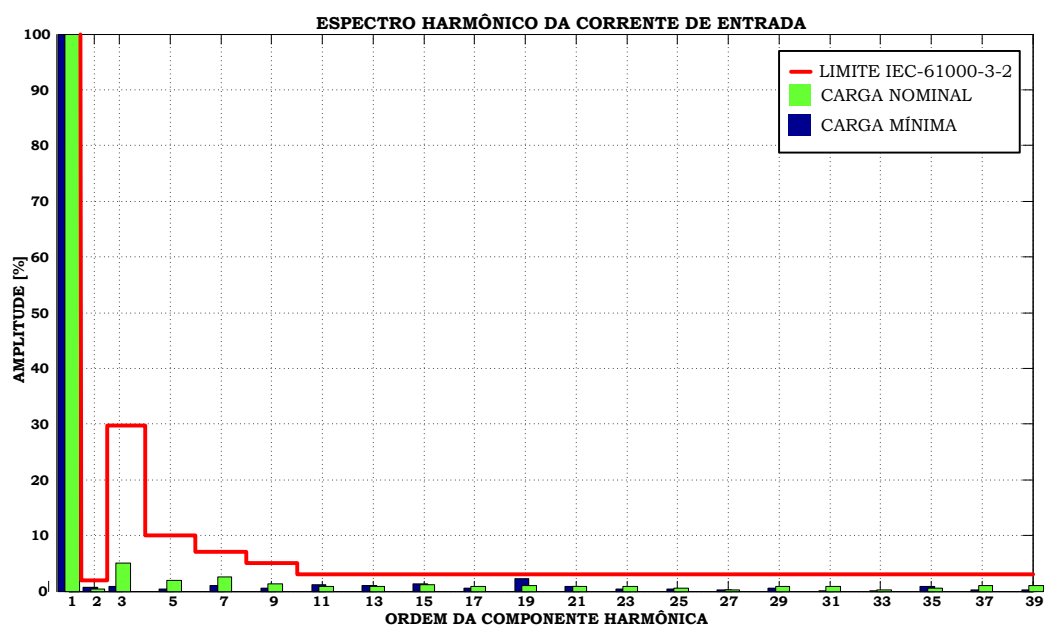


Figura 90. Comparação do conteúdo harmônico do conversor proposto e os limites impostos pela norma IEC 6100-3-2.

A Figura 91 mostra o comportamento do fator de potência do circuito para toda a faixa de operação da luminária. Por esta figura, observa-se uma queda acentuada do fator de potência do circuito com a diminuição da potência de saída. Todavia, uma vez que o conteúdo harmônico do conversor foi mantido dentro dos limites estabelecidos pela norma IEC-61000-3-2, pode-se atribuir esta redução do fator de potência à defasagem angular entre a tensão e a

corrente na entrada do conversor. Como já foi discutido neste capítulo, esta defasagem tem origem no filtro EMI. Desta forma, um novo projeto deste filtro visando a mitigação da degradação do fator de potência é uma proposta para trabalhos futuros. Todavia é importante ressaltar que o conversor possui um fator de potência superior a 0,92 (limite recomendado pelas legislações brasileiras) (ANEEL, 2010) para toda a faixa de operação, excetuando a condição de 20% da carga nominal.

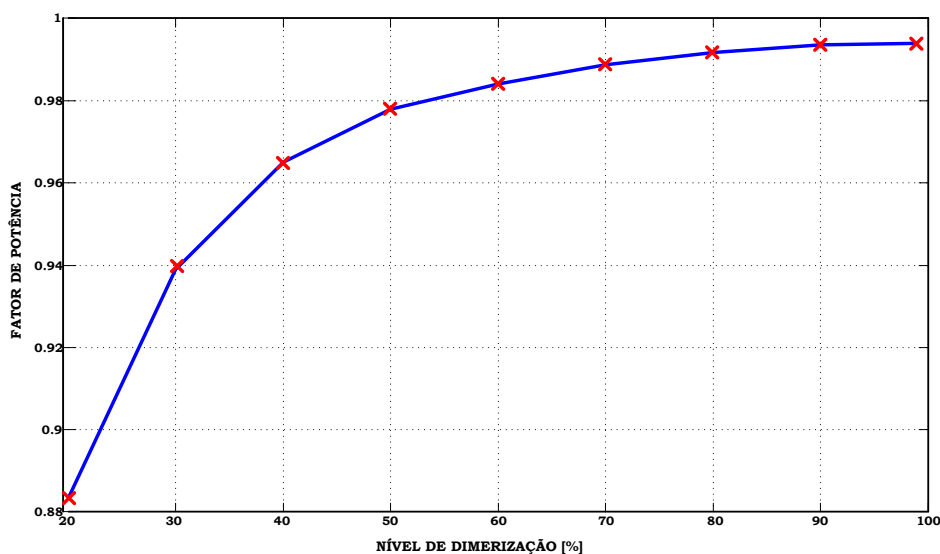


Figura 91. Comportamento do fator de potência do circuito conforme o nível de dimerização.

As formas de onda de corrente nos indutores para carga nominal do conversor estão representadas nas Figuras 91 e 92. Na Figura 92 são mostrados os comportamentos de baixa frequência da corrente destes componentes. Já na Figura 93, os comportamentos de alta frequência podem ser observados.

Analisando as formas de onda de alta frequência dos indutores é possível observar os três estágios de operação do conversor, caracterizando o modo de condução descontínuo (DCM). No primeiro estágio, ambos os indutores estão se carregando, no segundo estágio se descarregam até que o diodo D pare de conduzir e, no terceiro estágio, os indutores passam a ter uma corrente de mesmo módulo, mas sentidos contrários. Note que, diferentemente de alguns outros conversores, a operação no modo descontínuo não é caracterizada pelo momento em que a corrente nos indutores assumem valores nulos. Uma das grandes vantagens resultantes desta característica é que a corrente no indutor L_1 tem um valor superior a zero no momento em que ele inicia seu carregamento. Este comportamento faz com o *ripple*

de alta frequência na corrente de entrada do conversor seja menor do que de outros conversores PFC (e.g. buck, boost e buck-boost).

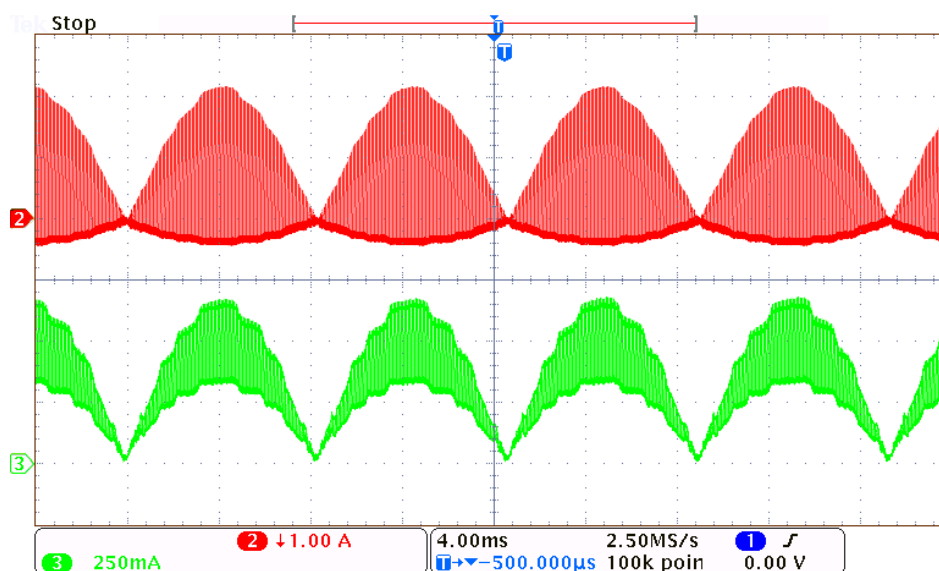


Figura 92. Formas de onda dos indutores L_1 (CH3 – 250 mA/div) e L_2 (CH2 – 1 A/div). Escala de tempo: 4 ms/div.

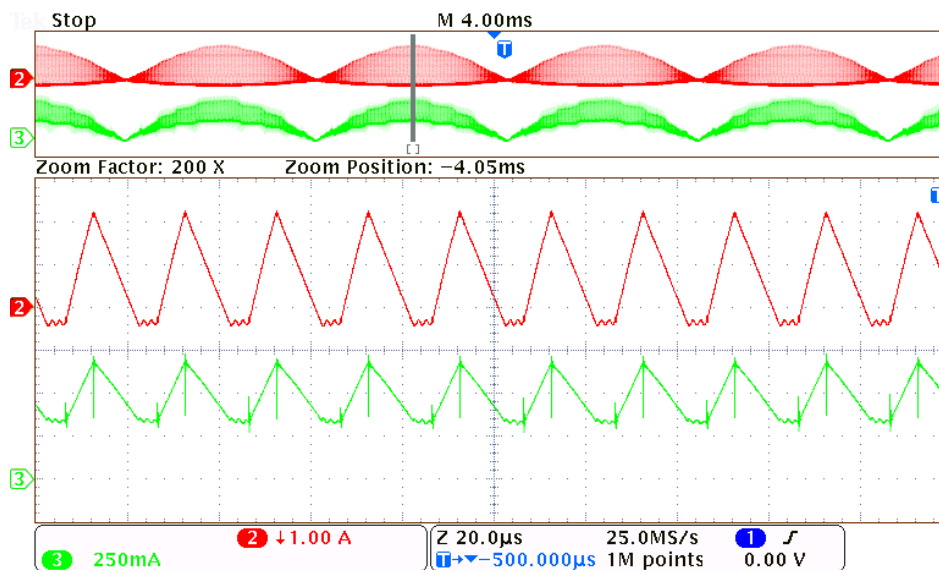


Figura 93. Detalhe de alta frequência das formas de onda dos indutores L_1 (CH3 – 250 mA/div) e L_2 (CH2 – 1 A/div). Escala de tempo: 20 μs/div.

As formas de onda de tensão e corrente no interruptor principal do circuito para carga nominal podem ser vistas na Figura 94. Novamente é possível notar uma ressonância devido a elementos parasitas do circuito. É importante ressaltar que este interruptor possui baixas

perdas no ligamento, pois a corrente neste componente possui valor nulo neste instante. Esta característica reduz parte das perdas de comutação (perdas de entrada em condução), contribuindo para aumentar a eficiência do conversor.

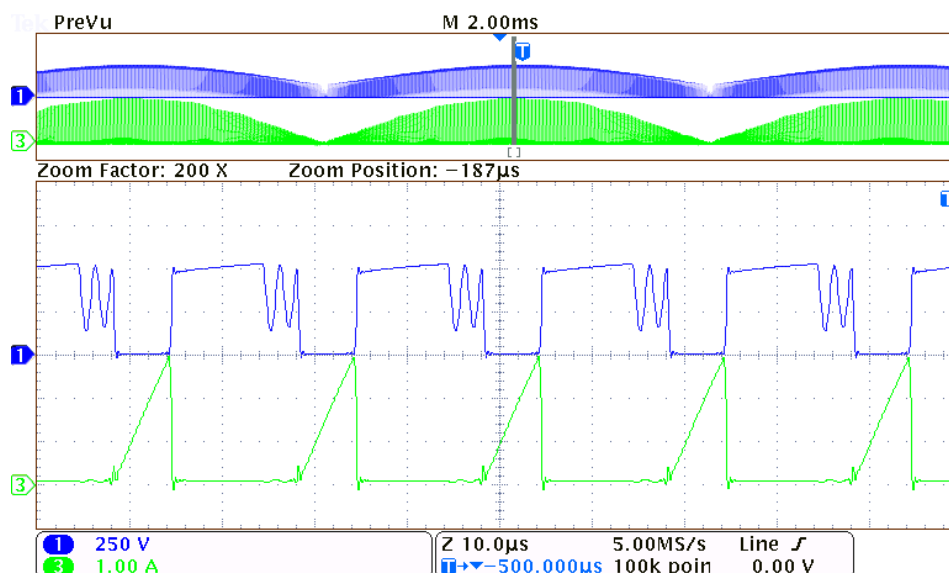


Figura 94. Tensão(CH1 - 250V/div) e corrente (CH2 - 1A/div) no MOSFET. Escala de tempo: 10 µs/div.

A Figura 95 mostra a curva de eficiência do conversor. A partir deste gráfico é possível perceber que existe uma melhora da eficiência com a elevação da potência processada pelo conversor. Todavia, mesmo para níveis pequenos de potência, foi possível constatar que a topologia Ćuk possui um excelente desempenho no que tange a eficiência energética do sistema.

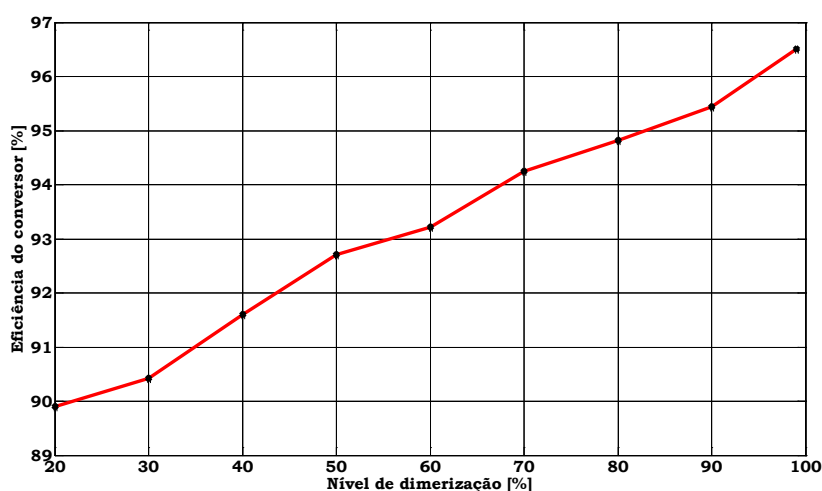


Figura 95. Comportamento da eficiência do circuito conforme o nível de dimerização.

7.3.2 Sistema De Controle

A fim de se verificar o desempenho do sistema de controle, foi realizado um teste acerca do comportamento deste sistema perante variações da referência de corrente e durante perturbações na tensão de entrada.

Como o controle do sistema foi feito de maneira digital, foi necessária a discretização do controlador calculado na Seção 5.4.2 deste trabalho. Para esta tarefa, foi utilizada a transformação bilinear (também conhecida como método de Tustin) com uma frequência de amostragem de 5 kHz. Uma vez que esta frequência é superior a 20 vezes a frequência do sinal de corrente de saída (120 Hz), o erro de discretização é menor do que 3% (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Deste modo, aplicando a transformação bilinear com uma frequência de amostragem de 5 kHz na equação (5.50) e, posteriormente, escrevendo o resultado na forma de equação de diferenças, obtém-se a forma do controlador digital que foi programada no microcontrolador. Esta expressão é mostrada em (7.3).

$$y[k] = P_1x[k] + P_2x[k-1] - P_3y[k-1] \quad (7.3)$$

Onde os parâmetros P_1 , P_2 e P_3 estão definidos na Tabela 23.

Tabela 23. Parâmetros da equação de diferenças do controlador

Parâmetro	Valor
P_1	0,002
P_2	0,002
P_3	-1

A Figura 96 mostra o comportamento do valor médio da corrente de saída durante uma variação da referência de corrente de 30% para 90% da carga nominal. Note que a variação da referência é feita em rampa devido aos motivos já explicados na seção 6.2.1. Nesta figura pode-se perceber que o sistema de controle foi capaz de rastrear a referência com erro de estado estacionário nulo.

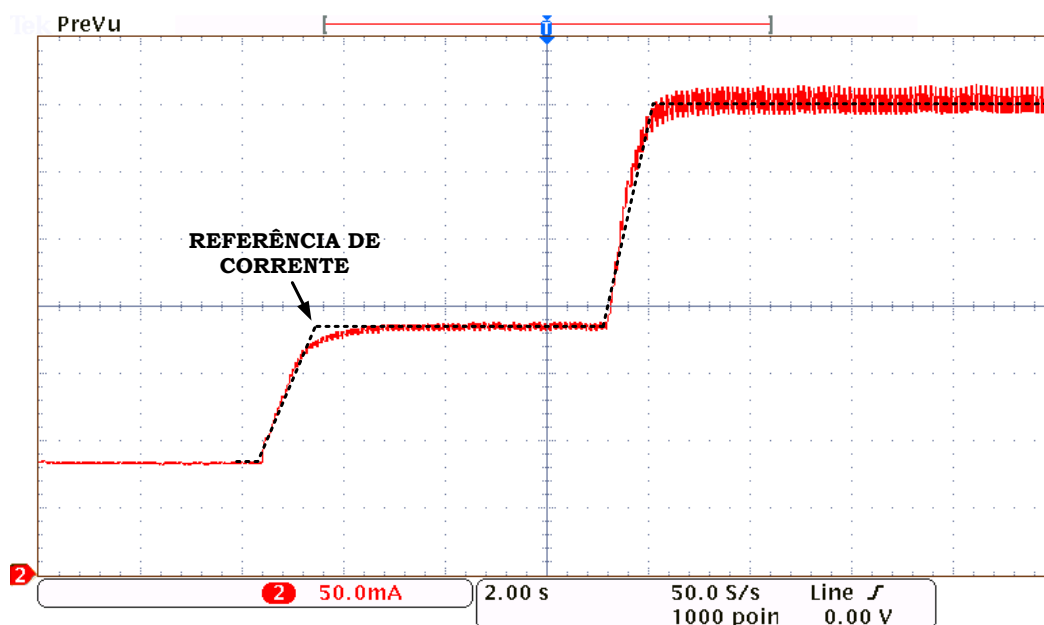


Figura 96. Comportamento da corrente média de saída (CH2 – 50 mA/div) durante uma mudança no nível de dimerização. Escala de tempo: 2 s/div.

No intuito de verificar a capacidade de rejeição de distúrbios do sistema, foram provocados dois eventos de variação da tensão de entrada do conversor. No primeiro evento, mostrado na Figura 97, foi efetuado um degrau de -10% (*i.e.*, 220 V para 198 V) na tensão de entrada do conversor. Já no segundo evento (Figura 98) foi ocasionado um aumento instantâneo de 90% para 100% da tensão nominal de alimentação (*i.e.*, 198 V para 220 V) .

A partir do comportamento da variável de controle (*i.e.*, corrente de saída), pode-se ver que o sistema de controlador conseguiu compensar tais variações na tensão de entrada de modo a manter a corrente de saída com os parâmetros desejados. Note que o sistema demora aproximadamente três ciclos da rede para eliminar o erro de estado estacionário, sendo este tempo semelhante ao encontrado na Seção 5.4.2. Note que em nenhum dos casos foi possível observar alguma distorção na corrente de entrada devido à ação do sistema de controle.

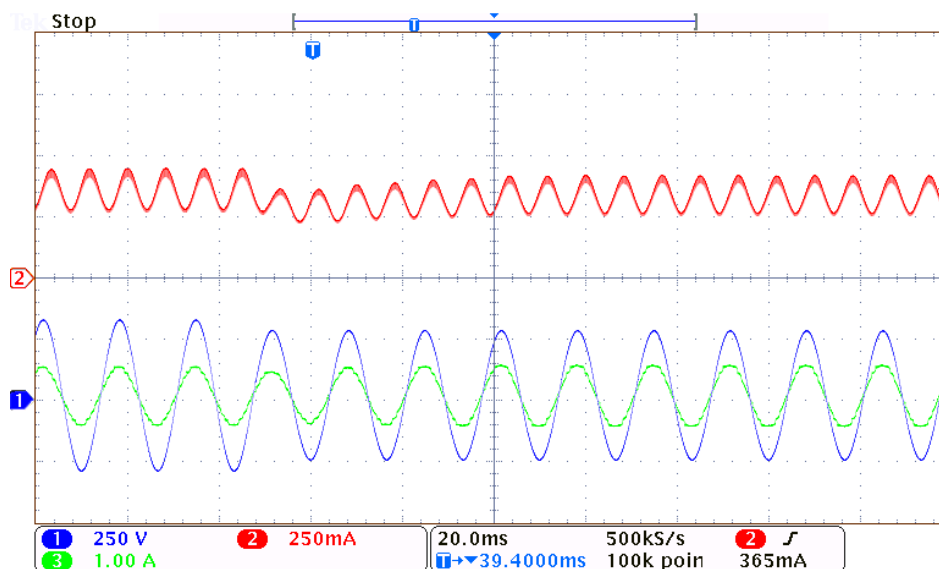


Figura 97. Comportamento da tensão de entrada (CH1 – 250 V/div), da corrente de entrada (CH3 – 1A/div) e da corrente de saída (CH2 – 250 mA/div) durante um afundamento de 10% na tensão de entrada. Escala de tempo: 20 ms/div.

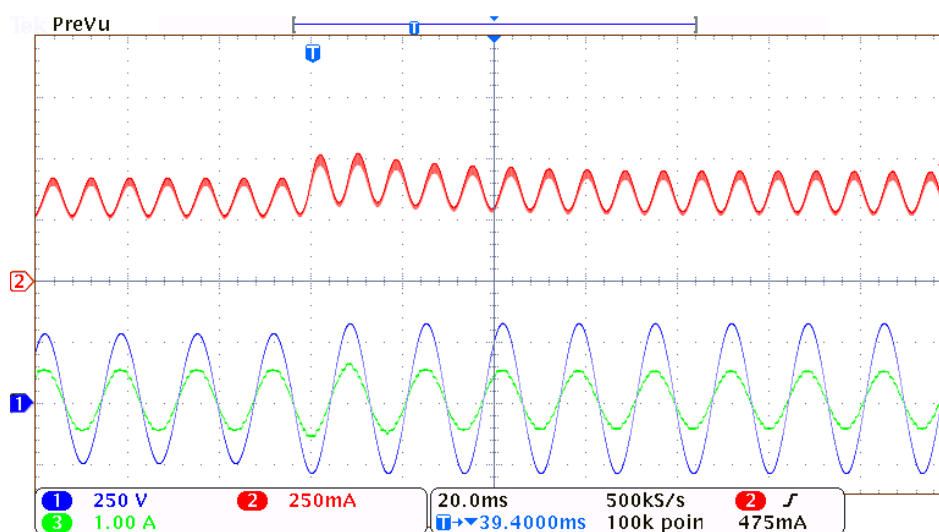


Figura 98. Comportamento da tensão de entrada (CH1 – 250 V/div), da corrente de entrada (CH3 – 1A/div) e da corrente de saída (CH2 – 250 mA/div) durante uma elevação de 10% na tensão de entrada. Escala de tempo: 20 ms/div.

7.3.3 Proteções

Outro módulo do sistema avaliado experimentalmente foi o sistema de proteção da luminária. Foram testadas as proteções contra surto de corrente no ligamento da luminária, sobretensão e subtensão na tensão de alimentação e ainda foi avaliada a proteção contra sobretensão na saída do conversor.

A Figura 99 mostra o comportamento da corrente de saída durante um evento de ligamento do arranjo de LEDs. A partir da figura é possível verificar que o sistema de partida suave funciona adequadamente, evitando um surto de corrente devido à inicialização do dispositivo. Note que antes do comando iniciar (neste caso enviado pelo servidor), a corrente de saída do conversor possui valor nulo, mesmo com a tensão de entrada dentro dos parâmetros nominais.

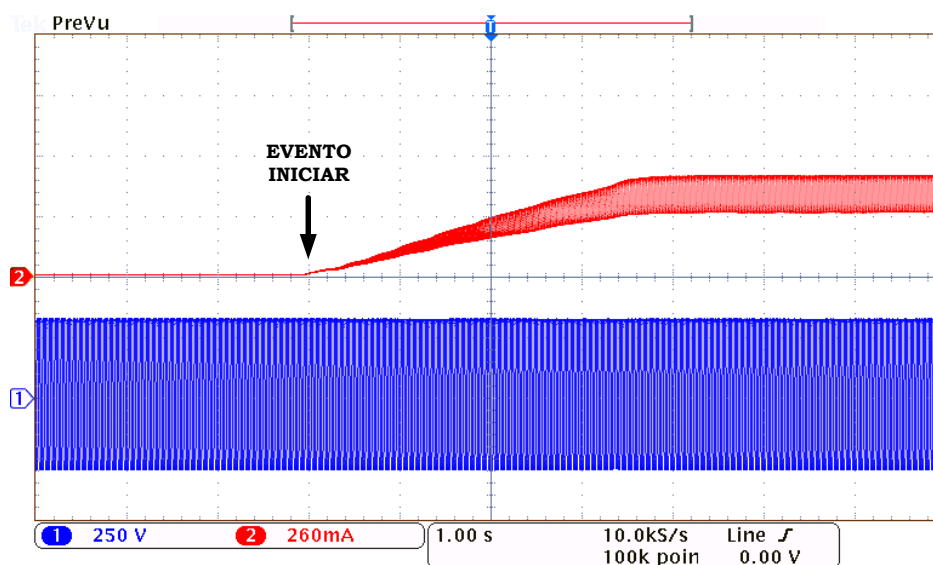


Figura 99. Comportamento da corrente de saída (CH2 – 260 mA/div) e da tensão de entrada (CH1 – 250 V/div) durante a energização do módulo de LEDs . Escala de tempo: 1 s/div.

As proteções contra subtensão e sobretensão na entrada do conversor podem ser visualizadas nas Figuras 99 e 100, respectivamente. Neste ensaio, a faixa de operação da tensão de entrada tolerada pelo algoritmo de proteção foi configurada para ser entre 190 V e 240 V RMS. Portanto, foram gerados dois eventos transitórios na tensão de entrada extrapolando estes limites. Através das figuras é possível ver que, em ambos os casos, assim que ocorreu a anormalidade na tensão da rede, o sistema detectou e desligou o conversor. Pode-se observar também que, assim que a tensão da rede voltou à sua característica nominal, o sistema fez o religamento automático da luminária através do algoritmo de partida suave.

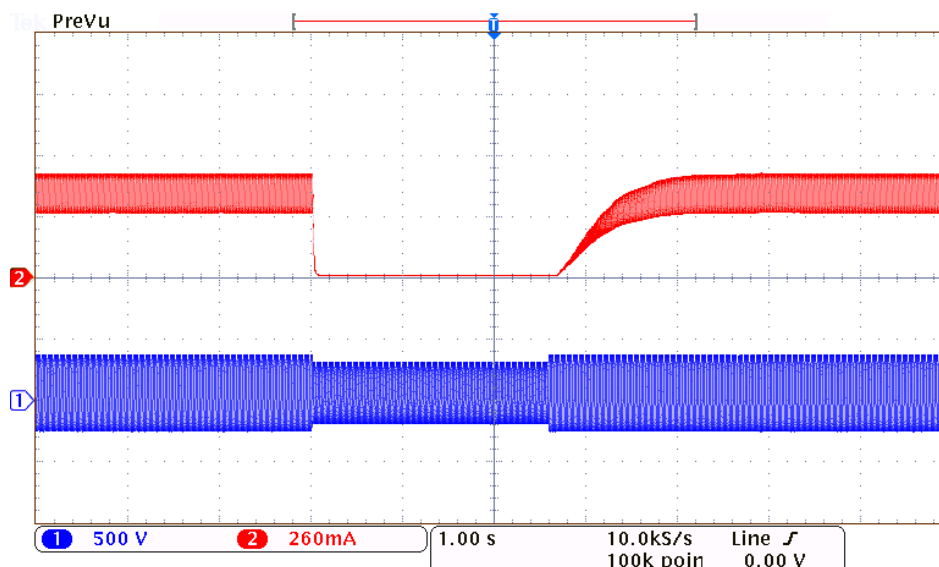


Figura 100. Atuação da função de proteção contra subtensão na entrada. Tensão de entrada (CH1 – 500V/div) e corrente de saída (CH2 – 260 mA/div). Escala de tempo: 1 s/div.

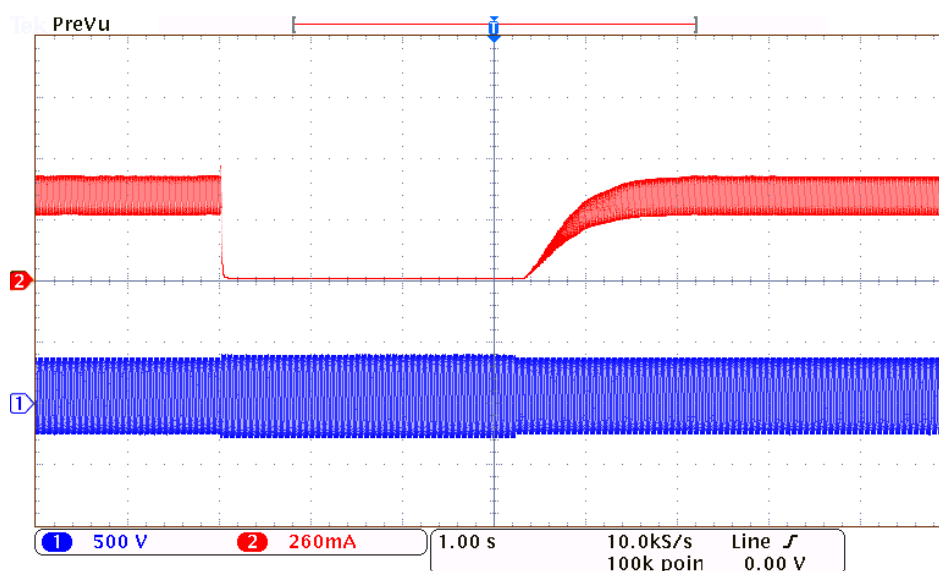


Figura 101. Atuação da função de proteção contra sobretensão na entrada. Tensão de entrada (CH1 – 500V/div) e corrente de saída (CH2 – 260 mA/div). Escala de tempo: 1 s/div.

A Figura 102 mostra a atuação do algoritmo de proteção contra sobretensão na saída do conversor. É importante ressaltar que este algoritmo possui fundamental importância para a proteção da luminária, uma vez que o sistema de controle utilizado faz com que o conversor possua uma característica de fonte de corrente e, portanto, caso ocorra alguma falha em aberto do arranjo de LEDs, a tensão de saída se elevaria indefinidamente. Para simular esta situação foi inserido um interruptor manual em série com a carga do conversor e, em um determinado

momento, este interruptor foi acionado, emulando uma condição de falta. Como se pode ver, no instante t_1 a chave manual abriu o circuito e, neste momento, a corrente nos LEDs caiu a zero e a tensão de saída do conversor começou a se elevar até o instante t_2 , quando o algoritmo de proteção identificou a falha e desabilitou o chaveamento do interruptor principal do circuito, cessando o aumento da tensão de saída. É importante ressaltar que, como esta falha normalmente não é transitória, o conversor não religa automaticamente. Esta precaução foi tomada no intuito de preservar a integridade dos componentes do circuito.

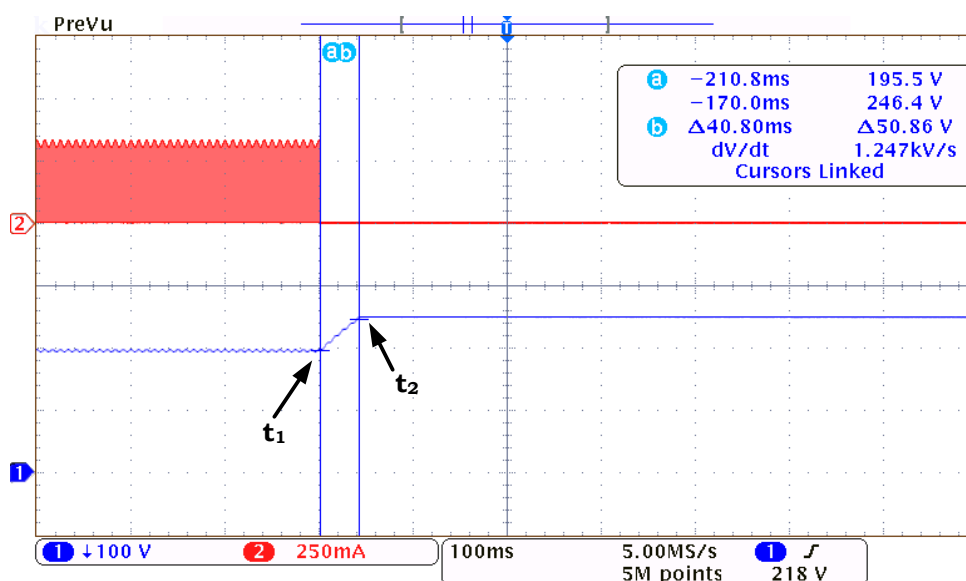


Figura 102. Atuação da função de proteção contra sobretensão na saída. Tensão de saída (CH1 – 100V/div) e corrente de saída (CH2 – 250 mA/div). Escala de tempo: 100 ms/div.

7.3.4 Funcionalidades Do Sistema De Iluminação

A Figura 103 mostra o comportamento da corrente de saída e da corrente de entrada do conversor durante um comando de dimerização manual. Neste evento, foi efetuada uma mudança no nível de dimerização de 90% para 30% da carga nominal. As Figuras 103 e 104 exibem as características de alta frequência da corrente para ambas as situações. Foi possível constatar que a técnica de dimerização utilizada faz a mudança de potência através da mudança da largura do pulso da onda, mantendo a mesma corrente de pico.

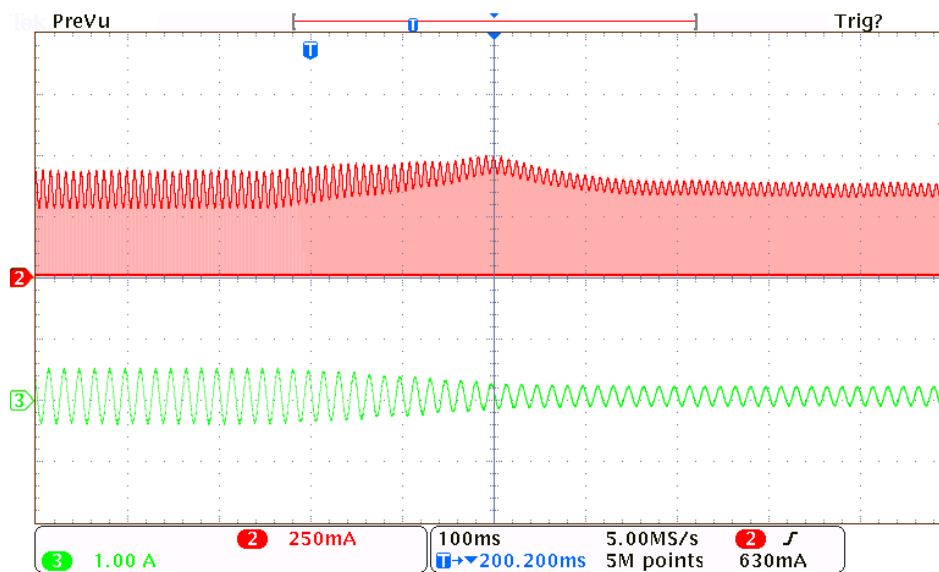


Figura 103. Comportamento da corrente de entrada (CH3 – 1 A/div) e da corrente de saída (CH2 – 250 mA/div) durante a mudança da referência de dimerização. Escala de tempo: 100 ms/ div.

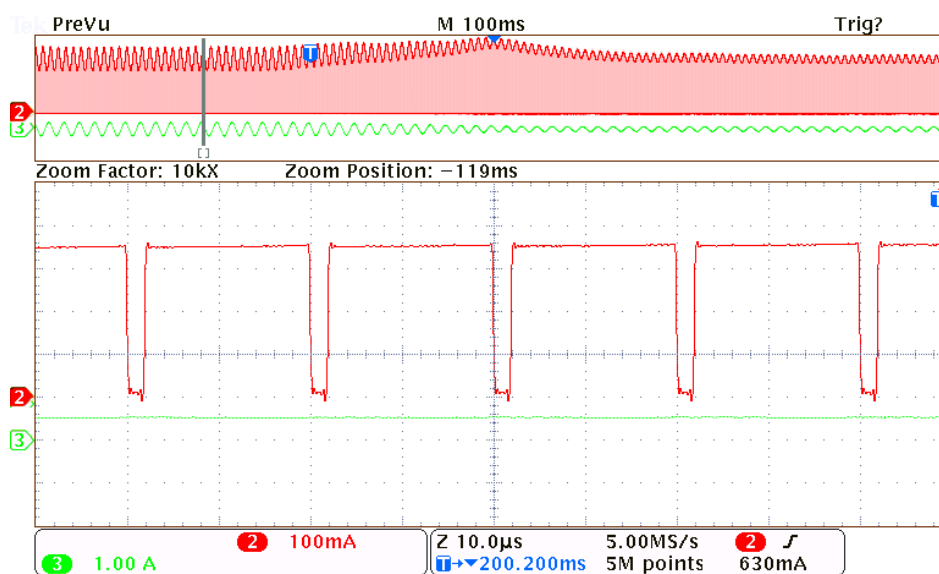


Figura 104. Detalhe da corrente de entrada (CH3 – 1 A/div) e da corrente de saída (CH2 – 100 mA/div) em um nível de dimerização de 90% . Escala de tempo: 10 μs/ div.

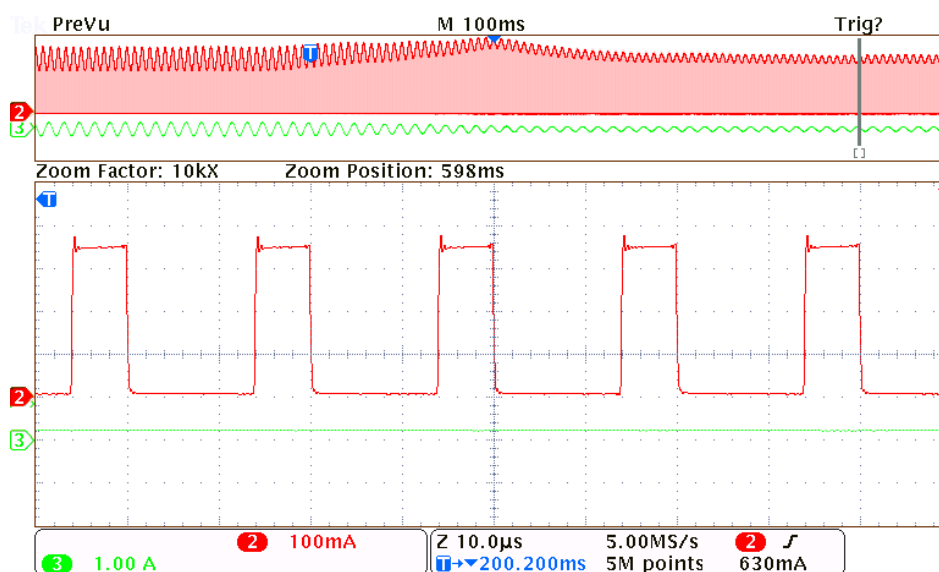
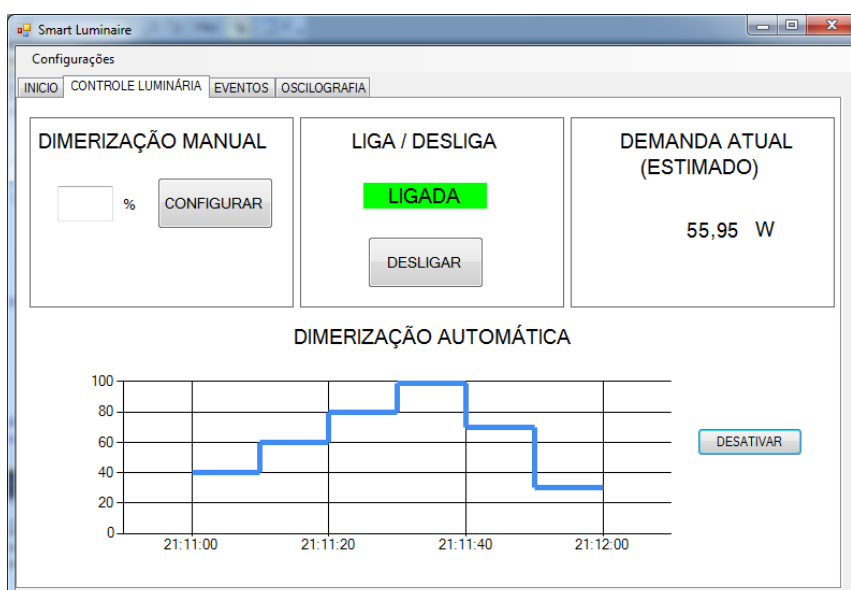


Figura 105. Detalhe da corrente de entrada (CH3 – 1 A/div) e da corrente de saída (CH2 – 100 mA/div) em um nível de dimerização de 30% . Escala de tempo: 10 μ s/ div.

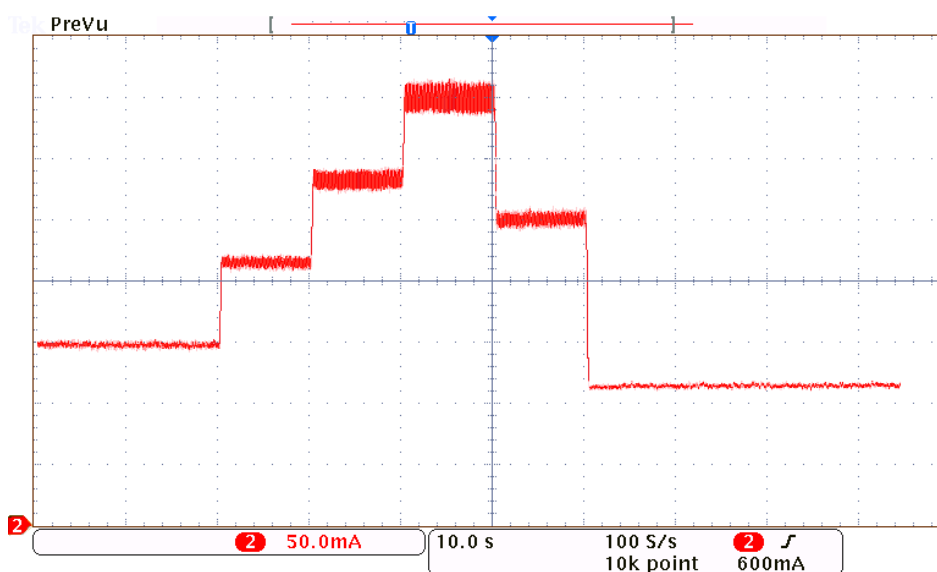
A fim de testar a funcionalidade de dimerização automática do sistema, foi programada uma curva de dimerização conforme mostrado na Tabela 24. A Figura 106 possibilita uma comparação entre a curva programada e o comportamento da corrente média de saída durante a execução do perfil desejado. Observa-se pelo resultado que a funcionalidade de dimerização automática funcionou conforme o esperado.

Tabela 24. Perfil de dimerização programado no ensaio

Hora	Nível de dimerização
21:11:00	40 %
21:11:10	60 %
21:11:20	80 %
21:11:30	99 %
21:11:40	70 %
21:11:50	30%



(a)



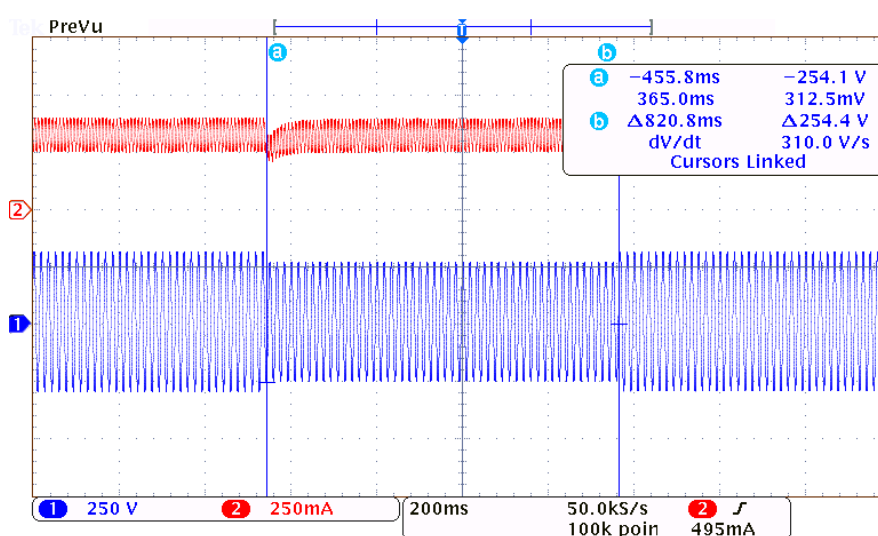
(b)

Figura 106. (a) Curva de dimerização programada no software. (b) Comportamento da corrente média de saída (CH2 – 50 mA/div) durante a execução da curva desejada. Escala de tempo: 10 s/div.

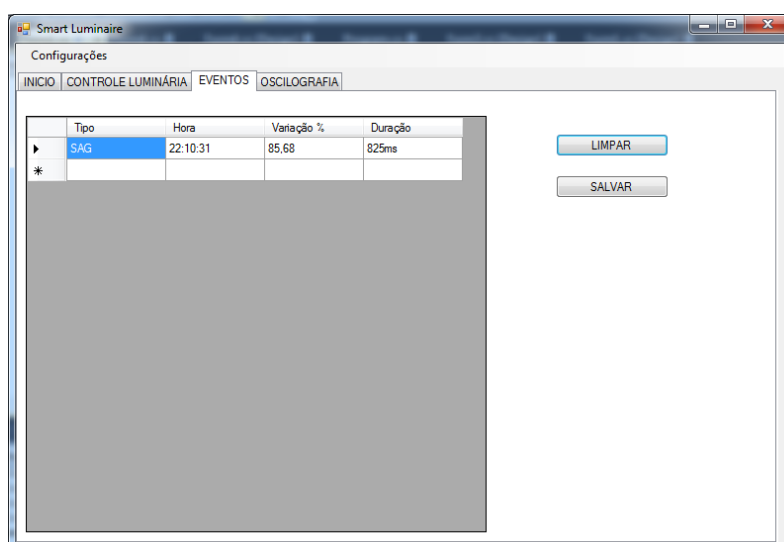
7.3.5 Funcionalidades Do Sistema De Monitoramento Da Qualidade De Energia

Por fim, foram avaliadas experimentalmente as características do sistema de monitoramento da qualidade de energia.

A Figura 107a mostra o comportamento da tensão de entrada e corrente de saída durante um afundamento de tensão. Neste caso o afundamento foi de 13,63%, ou seja, a tensão da rede caiu a 190 V ou 86,36% da tensão nominal. Pode-se ver pela figura que a duração do evento foi de 820,8 ms. A Figura 107b mostra a tela de eventos do software do servidor indicando a ocorrência do evento, o tipo, o valor percentual atingido pela tensão durante o evento e a duração. Desta forma, pode-se dizer que o sistema conseguiu identificar de maneira satisfatória o evento em análise. É interessante ressaltar que para este teste o limiar para a identificação de afundamentos de tensão foi de 90%.



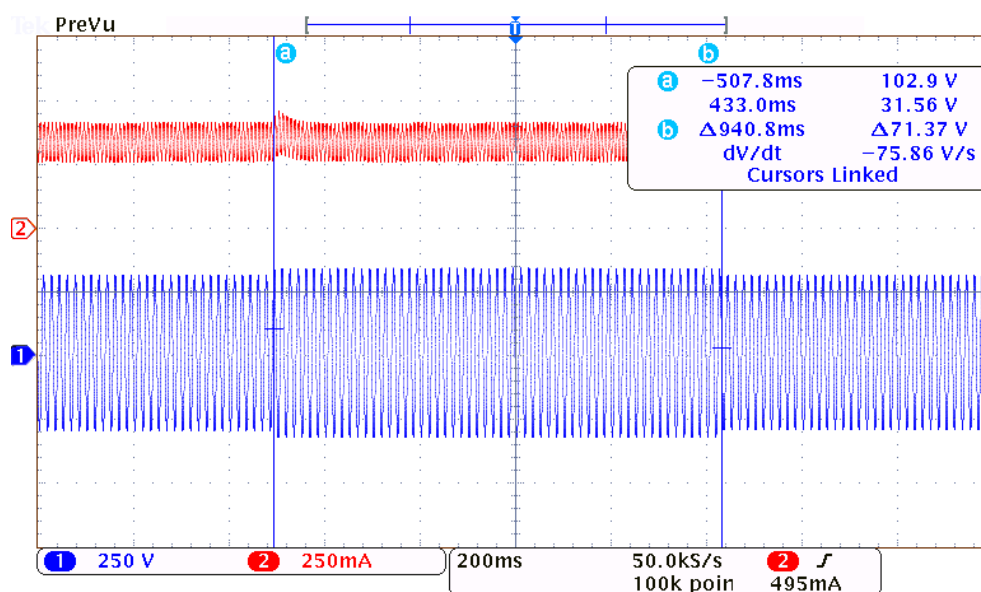
(a)



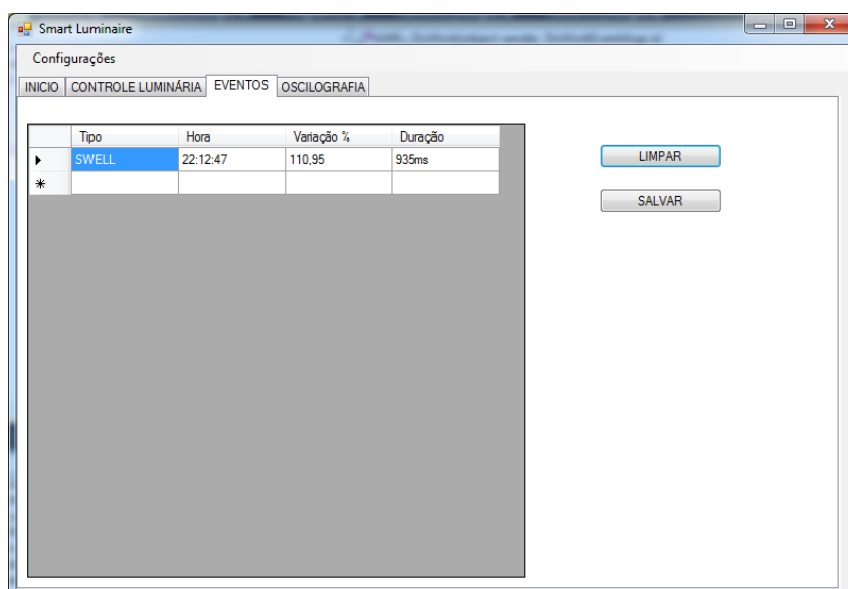
(b)

Figura 107. (a) Comportamento da tensão de entrada (CH1 – 250 V/div) e da corrente de saída (CH2 -250 mA/div) durante um SAG de tensão. Escala de tempo: 200 ms/div. (b) Tela do software indicando as características acerca do evento mostrado em (a).

De maneira análoga, foi gerado um evento de elevação da tensão de entrada do conversor. Este evento está exibido na Figura 108a. Neste caso, a tensão foi elevada a 240 V, ou seja, 109,1 % da tensão nominal. A Figura 108b mostra as características do evento que foram identificadas pelo sistema. Para este teste, o limiar de sobretensão utilizado pelo algoritmo de detecção foi configurado em 105%.



(a)



(b)

Figura 108. (a) Comportamento da tensão de entrada (CH1 – 250 V/div) e da corrente de saída (CH2 -250 mA/div) durante um SWELL de tensão. Escala de tempo: 200 ms/div. (b) Tela do software indicando as características acerca do evento mostrado em (a).

A Tabela 25 mostra o desempenho do detector de afundamentos e elevações do sistema. Pode-se ver que nos eventos avaliados o SMQE atende aos requisitos para equipamentos classe B da norma IEC 61000-4-30.

Tabela 25. Comparação entre os valores estimados pelo SMQE e os valores medidos

Evento	Afundamento/ elevação			Duração		
	Valor medido	Valor esperado	Diferença	Valor medido	Valor esperado	Diferença
SAG	85,68 %	86,36 %	-0,68%	825 ms	820,8 ms	0,51 %
SWELL	110,9%	109,1 %	1,8%	935 ms	940,8 ms	-0,62 %

A Figura 109 permite comparar a forma de tensão na entrada do conversor com o sinal capturado pelo SMQE. Observe que os espectros das duas ondas são muito similares, mostrando que a informação obtida pelo sistema de monitoramento da qualidade de energia pode ser utilizada para fazer análises acerca do conteúdo harmônico da rede elétrica.

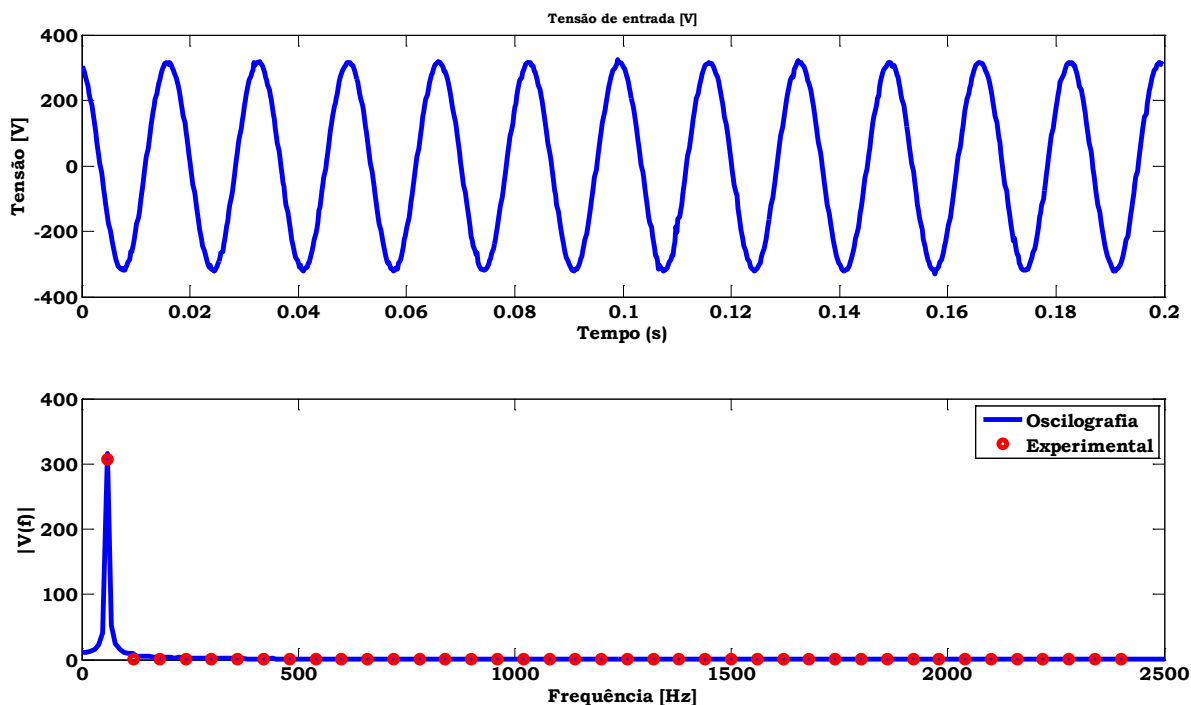


Figura 109. Comparação entre a tensão na entrada do conversor e a tensão medida pelo módulo de oscilografia do sistema.

7.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram mostrados os resultados experimentais do sistema proposto. Foi mostrado o desempenho de cada um dos módulos da luminária.

A fim de propiciar o correto funcionamento das funcionalidades foi desenvolvido um programa de computador. Neste *software* foram incluídos todos os requisitos necessários para promover a correta comunicação com o sistema de iluminação inteligente. Além disso, foi projetado um protótipo da luminária contendo os elementos de *hardware* necessários ao funcionamento do equipamento.

Os resultados do circuito de potência mostraram que o conversor *Ćuk* desempenhou corretamente as funções de retificação com elevado fator de potência e controle da potência da carga. Todavia, foi possível ver que o filtro EMI provocou um pequeno avanço de fase na corrente de entrada do conversor, degradando o fator de potência, principalmente para situações de carga leve. Portanto, um novo projeto deste elemento é uma proposta para trabalhos futuros. Por outro lado, a eficiência do conversor se mostrou muito boa, chegando a 96% em carga nominal.

O sistema de controle de se mostrou eficiente ao regular a corrente nos LEDs diante de mudanças de referência ou perturbações na corrente de entrada. Da mesma forma, o sistema de proteção atuou corretamente diante das faltas simuladas, protegendo a integridade de conversor.

Por fim, foi mostrado que o SMQE detectou corretamente os eventos de afundamento e elevação de tensão na tensão da rede. Além disso, a forma onda capturada pelo módulo de oscilografia do sistema tem uma correspondência muito boa com a forma de onda da tensão entrada do conversor.

8 CONCLUSÃO

Este trabalho propôs um sistema inteligente de iluminação para o acionamento de LEDs em iluminação pública baseado na topologia \acute{C} uk. Partindo-se desta topologia básica, foram incluídas diversas funcionalidades, tais como telegerenciamento, capacidade de controle da intensidade luminosa da carga e monitoramento de parâmetros da qualidade de energia da rede elétrica.

Foi feito um estudo minucioso de todas as peculiaridades da tecnologia LED, bem como uma análise de sua aplicação em iluminação. Além disso, foram mostrados estudos acerca da atratividade econômica dos sistemas de iluminação em estado sólido, bem como a importância do conversor para o sucesso da tecnologia.

Uma análise sobre o desempenho fotométrico dos LEDs, bem como uma avaliação das correlações existentes entre as variáveis elétricas e fotométricas destes dispositivos foram feitas a fim de se criar uma base para a metodologia de projeto do conversor proposto. A partir dos estudos realizados com o auxílio de uma esfera integradora, foi verificado que os diodos emissores de luz conseguem operar com elevado *ripple* de corrente sem que ocorra uma degradação significativa no fluxo luminoso emitido por estes dispositivos. Além disso, os experimentos realizados evidenciaram que a técnica de controle de intensidade luminosa por modulação da largura de pulso apresenta muitas vantagens sobre a técnica AM.

Algumas topologias para acionamento de LEDs foram apresentadas. Foi mostrado que o conversor \acute{C} uk operando em DCM possuía excelentes características para a aplicação, pois seria possível atender todas as premissas do projeto com esta topologia. Além disso, foi mostrado que a inserção de um interruptor estático em série com o arranjo de LEDs seria uma excelente alternativa topológica para o controle da intensidade luminosa dos dispositivos.

O desenvolvimento teórico para o conversor \acute{C} uk operando em DCM como *driver* de LEDs também foi realizado. Juntamente com as análises desenvolvidas no Capítulo 3, foi criada uma metodologia de projeto para este conversor que eliminava o uso de capacitores eletrolíticos em seu circuito, atendendo também aos parâmetros de entrada e de saída do driver, especificados ao longo do trabalho. A fim de se projetar o sistema de controle para a luminária, foi feita a modelagem de pequenos sinais do conversor e em seguida foi especificado um controlador que atendesse às demandas da aplicação. Devido ao fato do conversor possuir carga variável, foi feita uma análise que mostrou que o sistema é estável para qualquer situação de carga.

No Capítulo 6 foram mostrados todos os aspectos do sistema de iluminação proposto. Além disso, o projeto de cada um dos módulos da luminária foi tratado separadamente. No módulo de proteção foram implantadas funções de proteção contra subtensão ou sobretensão na entrada, surto de corrente devido ao ligamento da luminária e sobretensão na saída. Já no módulo de monitoramento da qualidade de energia da rede elétrica, foi criada uma função para detecção de afundamentos e elevações na tensão e ainda um sistema capaz de fazer a oscilografia da tensão de entrada do conversor, fornecendo a informação acerca de doze ciclos da tensão da rede. Por fim foi mostrado o protocolo de comunicação criado para possibilitar a interação entre a luminária e o servidor remoto.

No Capítulo 7 foi feita a análise experimental do sistema proposto. O conversor Ćuk se mostrou uma excelente alternativa para o acionamento dos LEDs, uma vez que o conversor atendeu às especificações da aplicação, tanto do ponto de vista da entrada, quanto da saída. Além disso, para carga nominal, uma eficiência de conversão de 96% foi atingida.

A análise experimental do sistema de proteção mostrou que ele atuou corretamente diante das faltas provocadas para o teste deste módulo.

Ainda no Capítulo 7 foi mostrado que o sistema de dimerização automático funcionou de maneira correta, alterando a intensidade luminosa dos LEDs conforme a demanda do servidor. Por fim, foi mostrado que o sistema de monitoramento da qualidade de energia promove informações confiáveis acerca da tensão da rede.

Para trabalhos futuros, pretende-se produzir mais unidades do protótipo e fazer testes em campo no intuito de avaliar a operação do sistema em condições não previstas na análise laboratorial. Além disso, um aperfeiçoamento do *software* de gerência se faz necessário de modo que ele possa operar diversas luminárias simultaneamente. Outra linha de trabalho importante envolve o estudo mais aprofundado de técnicas de comunicação, tais como GPRS, PLC, ZigBee e RF, deve ser realizado no intuito de se estabelecer qual protocolo seria o mais adequado para a aplicação. A avaliação da utilização do sistema proposto para a avaliação e operação dos sistemas de distribuição também devem ser contempladas nos trabalhos que irão decorrer deste.

PRODUÇÃO CIENTÍFICA DO AUTOR

Artigos Publicados Em Periódicos:

ALMEIDA, P. S. ; SOARES, G. M. ; BRAGA, H. A. C. . A Novel Single-switch High Power Factor LED Driver Topology With High-frequency PWM Dimming Capability. *Eletrônica de Potência (Impresso)*, v. 18, p. 855-863, 2013.

ALMEIDA, P. S. ; SOARES, G. M. ; BRAGA, H. A. C. . Storage Capacitance Minimization In LED Drivers Based on Photometrical Constraints and Converter Integration. *Eletrônica de Potência (Impresso)*, v. 18, p. 962-971, 2013.

RODRIGUES, C. R. B. S. ; ALMEIDA, P. S. ; SOARES, G. M. ; BRAGA, M. F. ; BRAGA, H. A. C. . A Novel Linear Circuit For Current Equalization In LED Strings. *Eletrônica de Potência (Impresso)*, v. 18, p. 1109-1117, 2013.

Artigos Publicados Em Conferências Internacionais:

SOARES, G. M. ; ALMEIDA, A. G. B. ; MENDES, R. M. ; TEIXEIRA, E. C. ; BRAGA, H. A. C. ; MACHADO, M. N. ; BROETTO, R. S. ; CASTRO, M. V. H. B. ; FILHO, H. O. GOMES ; VAREJAO, F. M. ; FILHO, J. G. PEREIRA ; CANDEIA, A. B. ; SOUSA, R. A. A. . Detection of street lighting bulbs information to minimize commercial losses. In: 2013 Seventh International Conference on Sensing Technology (ICST), 2013, Wellington. 2013 Seventh International Conference on Sensing Technology (ICST). p. 895.

ALMEIDA, PEDRO S.; SOARES, Guilherme M. ; PINTO, DANILO P. ; BRAGA, HENRIQUE A. C. . Integrated SEPIC buck-boost converter as an off-line LED driver without electrolytic capacitors. In: IECON 2012 38th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2012, Montreal. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012.

SOARES, G. M.; ALMEIDA, PEDRO S.; PINTO, DANILO P. ; BRAGA, HENRIQUE A. C. . A single-stage high efficiency long-life off-line LED driver based on the DCM Ćuk converter. In: IECON 2012 38th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2012, Montreal. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012.

SOARES, G. M.; ALMEIDA, PEDRO S. ; PINTO, DANILO P. ; BRAGA, HENRIQUE A. C. . A comparative study between two single-stage LED drivers: A sole converter versus an integrated topology. In: 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications INDUSCON 2012, 2012, Fortaleza. 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012.

ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M. ; BRAGA, H. A. C. ; PINTO, D. P. . High Power Factor LED Driver Based on the Cuk Converter. In: Power Electronics South America, 2012, São Paulo. Proc. of Power Electronics South America. Stuttgart, Germany: Mesago, 2012.

ALMEIDA, PEDRO S. ; SOARES, Guilherme M. ; BRAGA, HENRIQUE A. C. . Off-line flyback LED driver with PWM dimming and power factor correction employing a single switch. In: 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications INDUSCON 2012, 2012, Fortaleza. 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012.

ALMEIDA, P. S.; BRAGA, H. A. C. ; JORGE, J. M.; SOARES, G. M. ; RODRIGUES, C. R. B. S. ; PINTO, D. P. . A Novel Method of Current Equalization in LED Strings Based on Simple Linear Circuit. In: Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on, 2011, Gdansk. ISIE2011, 2011. p. 95-100.

ALMEIDA, P. S.; BRAGA, H. A. C. ; JORGE, J. M. ; SOARES, G. M. ; RODRIGUES, C. R. B. S. ; PINTO, D. P. . An Experimental Comparison Between Different Technologies Arising for Public Lighting: LED Luminaires Replacing High Pressure Sodium Lamps. In: Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on, 2011, Gdansk. ISIE2011, 2011. p. 141-146.

RODRIGUES, C. R. B. S. ; ALMEIDA, P. S. ; SOARES, G. M. ; JORGE, J. M. ; BRAGA, H. A. C. ; PINTO, D. P. . Um estudo comparativo de sistemas de iluminação pública: Estado sólido e lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão. In: International Conference on Industry Applications, 2010, São Paulo. IEEE/IAS 9th INDUSCON, 2010.

Artigos Publicados Em Conferências Nacionais:

SOARES, G. M. ; BARBOSA, P. G. ; BRAGA, H. A. C. . Design criterion for an interfacing converter with reactive power compensation capability applied to a DC lighting system. In: 2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2013), 2013, Gramado. 2013 Brazilian Power Electronics Conference, 2013. p. 1263.

ALMEIDA, P. S. ; MELLO, A. L. C. ; ALBUQUERQUE, V. M. ; SOARES, G. M. ; PINTO, D. P. ; BRAGA, H. A. C. Improved state-space averaged representation of LED drivers considering the dynamic model of the load. In: 2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2013), 2013, Gramado. 2013 Brazilian Power Electronics Conference, 2013. p. 434.

RODRIGUES, C. R. B. S. ; ALMEIDA, P. S. ; SOARES, G. M. ; JORGE, J. M. ; BRAGA, H. A. C. ; PINTO, D. P. . Experimental Assessment of the Differences Between Low Power and High Power White PC-LEDs. In: CBEE, 2011, Juiz de Fora. CBEE2011, 2011.

SOARES, G. M. ; ALMEIDA, P. S. ; JORGE, J. M. ; RODRIGUES, C. R. B. S. ; BRAGA, H. A. C. ; PINTO, D. P. . Power Quality Analysis of LED-Based Luminaires Employed on Street Lighting. In: CBEE, 2011, Juiz de Fora. CBEE2011, 2011.

RODRIGUES, C. R. B. S. ; ALMEIDA, P. S. ; SOARES, G. M. ; JORGE, J. M. ; BRAGA, H. A. C. ; PINTO, D. P. . Experimental Characterization Regarding Two Types Of Phosphor-converted White High-brightness LEDs. In: COBEP, 2011, Natal. COBEP2011, 2011.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABNT. **Dispositivo de controle eletrônico c.c. ou c.a. para módulos de LED — Requisitos de desempenho.** [S.l.], p. 13. 2012.
- ABNT. **NBR 5101: Iluminação pública — Procedimento.** [S.l.]. 2012.
- ALI, M. et al. **A single stage SEPIC PFC converter for LED street lighting applications.** PECON. [S.l.]: [s.n.]. 2010.
- ALLEGRO MICROSYSTEMS. **ACS712: Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor.** [S.l.], p. 1-15. 2013.
- ALMEIDA, P. S. Conversor Integrado SEPIC-Buck-Boost Aplicado ao Acionamento de LEDs de Potência em Iluminação Pública. **Dissertação de Mestrado, Juiz de Fora, MG, Brasil,** 2012a.
- ALMEIDA, P. S. et al. Iluminação pública eficiente empregando LEDs. In: PINTO, D. P.; GOMES, F. J.; JOTA, F. G. **Anais do IV Congresso Brasileiro de Eficiência Energética.** Belo Horizonte: ABEE, 2011b. p. 1-28.
- ALMEIDA, P. S. et al. **AN EXPERIMENTAL STUDY ON THE PHOTOMETRICAL IMPACTS OF SEVERAL CURRENT WAVEFORMS ON POWER WHITE LEDS.** 11º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP). [S.l.]: [s.n.]. 2011c.
- ALMEIDA, P. S. et al. **High Power Factor LED Driver Based on the Cuk Converter.** Power Electronics South America. São Paulo: [s.n.]. 2012b.
- ALMEIDA, P. S. et al. **High-Power-Factor LED Driver Based on Integrated Boost-Buck Converter.** Power Electronics South America Conference. São Paulo: [s.n.]. 2012b.
- ALMEIDA, P. S. et al. **Off-line soft-switched LED driver based on an integrated bridgeless boost - half-bridge converter.** 2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. [S.l.]: [s.n.]. 2013. p. 1-7.
- ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; BRAGA, H. A. C. A Novel Single-switch High Power Factor LED Driver Topology With High-frequency PWM Dimming Capability. **Eletrônica de Potência (Impresso)**, v. 18, p. 855-863, 2013b.
- ALONSO, J. M. et al. Analysis and Design of the Integrated Double Buck–Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 4, p. 1689 - 1697, 2012.
- ALONSO, J. M. et al. A Straightforward Methodology to Modeling High Power Factor AC–DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 10, p. 4723-4731, 2013.
- ANEEL. **Resolução nº 456: Condições Gerais de Fornecimento de Energia Elétrica Resolução 456.** [S.l.]. 2000.
- ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 414.** [S.l.]. 2010.
- ANEEL. **PRODIST: Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica.** [S.l.]. 2011.
- AVAGO TECHNOLOGIES. **HCPL-3120/J312, HCNW3120: 2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler.** [S.l.], p. 1-24. 2013.
- BENDER, V. C. et al. Design Methodology for Light-Emitting Diode Systems by Considering an Electrothermal Model. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 60, n. 11, p. 3799-3806, 2013.
- BRKOVIC, M. “Input Current Shaper Using Cuk Converter”. **Proc. of INTELEC, Washington, USA,** p. pp. 532-539, 1992.

- BRKOVIC, M.; CUK, S. **Input current shaper using Cuk converter**. 14th International Telecommunications Energy Conference, 1992. INTELEC '92. [S.l.]: [s.n.]. 1992. p. 532 - 539.
- BUIATTI, G. M. et al. Condition Monitoring of Metallized Polypropylene Film Capacitors in Railway Power Trains. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, v. 58, n. 10, p. 3796- 3805, 2009.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. 1ª. ed. [S.l.]: Morgan & Claypool, 2006.
- CARREIRA, P. J. G. et al. **Efficient and adaptive LED public lighting integrated in évora smart grid**. 22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013). [S.l.]: [s.n.]. 2013. p. 1-4.
- CASAROTTO FILHO, N.; HARTMUT KOPITTKKE, B. **Análise de investimentos**. 7ª. ed. [S.l.]: Atlas, 1996.
- CHENG, C.-A. E. A. **A novel single-stage high power LEDs driver**. IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE). [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 2733 - 2740.
- CHUNG, H. S.-H. et al. Comparison of Dimmable Electromagnetic and Electronic Ballast Systems—An Assessment on Energy Efficiency and Lifetime. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 54, n. 6, p. 3145- 3154 , 2007.
- COSETIN, M. R. **Circuitos de acionamento para iluminação semicondutora empregando topologias integradas com capacitores de longa vida útil**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade federal de Santa Maria. Santa Maria, RS. 2013a.
- COSETIN, M. R. et al. **Off-line single-stage SEPIC-Buck converter for dimmable LED lighting with reduced storage capacitor**. 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). [S.l.]: [s.n.]. 2013b. p. 1-10.
- CRAFORD, M. G. Current State of the art in high brightness LEDs. **American Physical Society Meeting**, 2007.
- DE BRITTO, J. R. et al. **A proposal of Led Lamp Driver for universal input using Cuk converter**. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008.. [S.l.]: [s.n.]. 2008. p. 2640 - 2644.
- DE GUSSEME, K. et al. **Input current distortion of CCM boost PFC converters operated in DCM**. Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual. [S.l.]: [s.n.]. 2003. p. 1685- 1690.
- DOE. **Solid-State Lighting Research and Development: Manufacturing Roadmap**. U. S. Department of Energy. [S.l.], p. 1-93. 2012.
- ELETROBRÁS. **Manual de instruções do PROCEL Reluz**. [S.l.], p. 62. 2005.
- ELETROBRAS. Disponível em <http://www.eletrbras.com/elb/procel/main.asp#>. **Dados da iluminação Pública 2008**, 2008. Acesso em: Dezembro de 2010.
- EVERLIGHT. "EHP-AX08EL GT01H-P01 High Power LED", Datasheet, 2009.
- EVERLIGHT. "EHP-AX08EL/LM01H-P01 High Power LED", Datasheet, 2009.
- GACIO, D. et al. **A Universal-Input Single-Stage High-Power-Factor Power Supply for HB-LEDs Based on Integrated Buck-Flyback Converter**. IEEE Transactions on Industrial Electronics. [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 589 - 599.
- GACIO, D. et al. PWM Series Dimming for Slow-Dynamics HPF LED Drivers: the High-Frequency Approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** , v. 59, n. 4, p. 1717- 1727, 2012.
- HUI, S. Y. et al. A Novel Passive Offline LED Driver. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 19 Abril 2010. 2665 - 2672.

- HUI, S. Y.; QIN, Y. X. A general photo-electro-thermal theory for light emitting diode (LED) systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, p. 1967-1976, 2009.
- IEC. **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-7: Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.** [S.l.]. 2002.
- IEC. **IEC 61000-4-30: Electromagnetic compatibility (EMC) – Testing and measurement techniques – Power quality measurement methods.** [S.l.]. 2003.
- IEC. **IEC 61000-3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16 A per phase).** [S.l.]. 2005a.
- IEC. **IEC 61000-3-3: Limits - Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems, for equipment with rated current ≤ 16 A per phase and not subject to conditional connection.** [S.l.]. 2005b.
- IEC. **IEC 61000-6-3: Electromagnetic compatibility (EMC). Generic standards. Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments.** [S.l.]. 2007.
- INMETRO. **Portaria n° 267.** [S.l.]. 2009.
- INMETRO. **Portaria n° 454.** [S.l.]. 2010.
- JONES, B. F. **The influence of spectral energy distribution of light sources on visual performance.** Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 1989. p. 2394- 2399 vol.2.
- KIRSTEN, A. L.; RONCALIO, J. G. P. **Drive Isolado baseado no CI HCPL3120.** GEDRE - Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Santa Maria, RS. 2013.
- KRAMES, M. R. et al. Status and future of high-power. **IEEE Journal of Display**, vol. 3, Junho 2007. 160-175.
- KROEMER, H. A proposed class of heterojunction injection lasers. **Proc. IEEE**, vol. 51, Dez 1963. 1782–1783.
- LECCESE, F. Remote-Control System of High Efficiency and Intelligent Street Lighting Using a ZigBee Network of Devices and Sensors. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 28, n. 1, p. 21-28, 2013.
- LEDMAN, O. "Model No. LL1503SEWW1-301, Doc. No. LMS-15-148", Datasheet, 2005.
- LEE, B.; KIM, H.; RIM, C. Robust Passive LED Driver Compatible With Conventional Rapid-Start Ballast. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 26, 2011.
- LI, F. et al. **LEDs: A Promising Energy-Saving Light Source for Road Lighting.** Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific. [S.l.]: [s.n.]. 2009. p. 1-3.
- MARCHESAN, T. B. Integração de Conversores Estáticos Aplicados a Sistemas de iluminação Pública. **Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria(UFSM)**, Santa Maria, RS, 2007.
- ON SEMICONDUCTOR. **NCP 1010, NCP 1011, NCP 1012, NCP 1013, NCP1014: Self-Supplied Monolithic Switcher for Low Standby-Power Offline SMPS.** [S.l.], p. 1-24. 2010.
- OSRAM.
http://www.osram.com.br/osram_br/Ferramentas_%26_Catlogos/Downloads/Iluminacao_Geral/Catalogo_Geral_2011-2012/index.html. **Catálogo Geral 2011-2012 - Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão**, 2011. Acesso em: Junho 2012.
- OSRAM, O. S. "LCW W5PM Golden Dragon Oval Plus", Datasheet, 2010a.
- OSRAM, O. S. "LUW W5PM Golden Dragon Oval Plus", Datasheet, 2010b.

- PECK, J.; ASHBURNER, G.; SCHRATZ, M. **Solid state led lighting technology for hazardous environments; lowering total cost of ownership while improving safety, quality of light and reliability**. Petroleum and Chemical Industry Conference Europe Conference Proceedings (PCIC EUROPE), 2011. [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 1-8.
- PHILIPS, L. "Luxeon III Emitter", Datasheet, 2006.
- PINTO, R. A. Projeto e Implementação de Sistemas de Iluminação Empregando LEDs de Alta Intensidade. **Dissertação de Mestrado, Santa Maria, RS, Brasil**, 2008.
- POLONSKII, M.; SEIDEL, Á. R. **Reatores Eletrônicos para Iluminação Fluorescente**. 1. ed. Ijuí: Editora Unijuí, 2008.
- RANGANATHAN, G.; UMANAND, L. **Power factor improvement using DCM Cuk converter with coupled inductor**. IEE Proceedings -Electric Power Applications. [S.l.]: [s.n.]. 1999. p. 231 - 236 vol. 146 , 2ª Edição.
- RODRIGUES, C. R. B. S. et al. **Experimental Characterization Regarding Two Types Of Phosphor-converted White High-brightness LEDs: Low Power And High Power Devices**. Proc. of 11th COBEP. Natal: [s.n.]. 2011a.
- RODRIGUES, C. R. B. S. et al. **An Experimental Comparison Between Different Technologies Arising for Public Lighting: LED Luminaires Replacing High Pressure Sodium Lamps**. Industrial Electronics , IEEE International Symposium on. Gdansk: [s.n.]. 2011b. p. 141-146.
- RODRIGUEZ, C.; AMARATUNGA, G. A. J. Long-Lifetime Power Inverter for Photovoltaic. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, Julho 2008.
- ROSITO, L. H. **Sistemas de gestão de iluminação pública**. 2ª Exposição e Fórum de Gestão de Iluminação Pública. São Paulo: RPM Brasil. 2013.
- ROSSETTO, L.; TENTI, P.; ZUCCATO, A. Electromagnetic Compatibility Issues in Industrial Equipments. **IEEE Industry Applications Magazine**, 1999.
- SCHRÉDER. **Site da Schröder**, 2014. Disponível em: <<http://www.schreder.com/>>. Acesso em: 28 julho 2014.
- SCHREUDER, D. **Outdoor Lighting: Physics, Vision and Perception**. 1. ed. Leidschendam: Springer, 2008. 447 p.
- SCHUBERT, E. F. **Light-Emitting Diodes**. [S.l.]: Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- SHUR, M. S.; ZUKAUSKAS, R. Solid-State Lighting: Toward Superior Illumination. **IEEE Journals , vol. 93 , Issue: 10 , 2005. 1691 - 1703**.
- SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 5, p. 630 - 637, 1997.
- SOARES, G. M. et al. **Power quality of LED-based luminaires employed on street lighting**. IV Congresso Brasileiro de Eficiência Energética. [S.l.]: [s.n.]. 2011.
- SOARES, G. M. et al. **A single-stage high efficiency long-life off-line LED driver based on the DCM Cuk converter**. 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society - IECON. [S.l.]: [s.n.]. 2012. p. 4509- 4514.
- SOARES, G. M. et al. **Detection of street lighting bulbs information to minimize commercial losses**. International Conference on Sensing Technology (ICST). [S.l.]: [s.n.]. 2013. p. 895- 900.
- SUNLED. "XZCW10X106W Apollo ", Datasheet, 2008.
- TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. **Tiva TM4C123GE6PM Microcontroller**. [S.l.], p. 1-1413. 2013.
- VISHAY SEMICONDUCTORS. **SFH617A: Optocoupler, Phototransistor Output, High Reliability,5300 VRMS, 110 °C Rated**. [S.l.], p. 1-7. 2013.

- WEI, H.; BATARSEH, I. **Comparison of basic converter topologies for power factor correction**. IEEE Southeastcon '98. Proceedings. [S.l.]: [s.n.]. 1998. p. 348 - 353.
- WENRUN, O. "Specifications for Standard LED Lamps - LUW503F43", Datasheet, 2006.
- WINDER, S. **Power Supplies for LED Driving, 1 ed, Elsevier**. [S.l.]: [s.n.], 2008.
- ZHANG, Y.-G. et al. **A Web-based Management System for Urban Road Lighting**. International Conference on Web Information Systems and Mining (WISM). [S.l.]: [s.n.]. 2010. p. 279-282.